



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Tatjana M. Cvetković

**NUMERIČKA KARAKTERIZACIJA
EFIKASNOSTI ZAŠTITE KUĆIŠTA SA OTVORIMA
NA BAZI SPREGE SA ŽIČANIM STRUKTURAMA**

Doktorska disertacija

Niš, 2015



UNIVERSITY OF NIS
FACULTY OF ELECTRONIC
ENGINEERING



Tatjana M. Cvetković

**NUMERICAL CHARACTERIZATION OF
SHIELDING EFFECTIVENESS OF AN ENCLOSURE
WITH APERTURES BASED ON COUPLING WITH THE
WIRE STRUCTURES**

Doctoral Dissertation

Nis, 2015

Podaci o mentoru i članovima komisije

Mentor:

Redovni profesor, prof. dr. Nebojša Dončov, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Članovi komisije:

1. Redovni profesor, prof. dr Vera Marković, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet;
2. Vanredni profesor, prof. dr Nataša Maleš Ilić, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet;
3. Docent, dr Milan Janković, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

Datum odbrane: _____

ZAHVALNICA

Izuzetnu zahvalnost dugujem mentoru prof. dr Nebojši Dončovu, redovnom profesoru Elektronskog fakulteta u Nišu, koji me je uveo u problematiku elektromagnetske kompatibilnosti i modelovanja i pod čijim nadzorom sam realizovala ovu doktorsku disertaciju.

Veliku zahvalnost dugujem prof. dr Bratislavu Milovanoviću, redovnom profesoru Univerziteta Singidunum u Beogradu, koji je zaslužan što sam počela da se bavim elektromagnetskom kompatibilnošću.

Zahvaljujem se članovima komisije, profesorima Elektronskog fakulteta u Nišu, na korisnim savetima i sadržajnim sugestijama pri konačnom formulisanju teze.

Zaposlena sam Regulatornoj agenciji za elektronske komunikacije i poštanske usluge koja je stipendirala doktorske studije, na čemu sam veoma zahvalna.

Na kraju, najveću zahvalnost dugujem suprugu koji mi je pružio neizmernu podršku, strpljenje, razumevanje i pomoć tokom svih ovih godina, tokom kojih sam se bavila ovim radom.

Podaci o doktorskoj disertaciji

Naslov:

Numerička karakterizacija efikasnosti zaštite kućišta sa otvorima na bazi sprege sa žičanim strukturama

Rezime:

Jedan od osnovnih zadataka pri projektovanju elektronskih sistema je zadovoljiti uslove elektromagnetske kompatibilnosti (*electromagnetic compatibility* – EMC). EMC definiše sposobnost elektronskog sistema da na zadovoljavajući način funkcioniše u svom elektromagnetskom (EM) okruženju, a da pri tom ne stvara EM smetnje u radu drugim uređajima u okruženju. S obzirom da je broj izvora smetnji veliki i da rapidno raste, EMC je postala jedan od glavnih aspekata koji se mora uzeti u obzir pri projektovanju elektronskih sistema. Uočeno je, da je mnogo jednostavnije i efikasnije predvideti mere zaštite za potrebe zadovoljenja zahteva EMC prilikom projektovanja, nego primenjivati mere zaštite na gotovom sistemu, što često nije izvodljivo. Ispunjavanje zahteva EMC regulisano je nizom standarda. U Evropi, svi standardi moraju biti usklađeni sa Direktivom za elektromagnetsku kompatibilnost (2004/108/EC). Standardima su propisane granica emisije (najviši nivo emisije izvora EM smetnje), granice imunosti (najviši nivo EM smetnje koja deluje na uređaj a koji radi bez degradacije performansi ili uz dopuštene degradacije), metode i uslovi merenja.

Smeštanje sistema u zaštitno kućište, jedan je od načina smanjenja emisije i povećanja imunosti elektronskog sistema u realnom okruženju. Karakteristike kućišta sa stanovišta EMC, procenjuju se veličinom koja se naziva efikasnost zaštite kućišta (*shielding effectiveness* - SE). SE predstavlja odnos jačine polja u odsustvu i u prisustvu kućišta, u istoj posmatranoj tački. SE se može definisati za električno (tzv. električna efikasnost) i za magnetsko (tzv. magnetska efikasnost) polje. Na vrednost SE, odnosno na performanse elektronskog sistema, sa stanovišta EMC utiču: konstrukcija, oblik, dimenzije i debljina zidova kućišta, električne i magnetske karakteristike materijala od kojih je kućište napravljeno (električna provodljivost, relativna permeabilnost, magnetska susceptibilnost i dr.), frekvencijski opseg u kome sistem funkcioniše, veličina, oblik i broj otvora na kućištu, njihove pozicije na zidovima kućišta, parametri pobudnog zračenja, kao i sprežni putevi između spolja generisanih EM smetnji i EM zračenja

koje potiče od različitih delova sistema. Putevi prenošenja EM smetnji u sistem su obično isti kao i putevi kojima smetnje generisane od strane sistema izlaze van kućišta.

Na zidovima zaštitnih kućišta postoje otvori različitog oblika i namene, najčešće za pristup i kontrolu sistema, provlačenje napojnih i odvodnih kablova, ventilaciju, hlađenje i slično. EM zračenje preko otvora prodire u prostor unutar odnosno izvan kućišta, remeteći njegovu zaštitnu funkciju. Osim sprege putem otvora, prisutna je sprega putem difuzije kroz zidove kućišta, sprega sa žičanim strukturama prisutnim u kućištu, kao i sa drugim delovima sistema. Za pravilno funkcionisanje sistema neophodno je izvršiti analizu i utvrditi prirodu i nivo EM emisije koja potiče od različitih delova sistema, uticaj spolja generisanih EM smetnji na delove i sistem u celini, kao i njihovu spregu, kako bi se preduzele mere za redukciju, odnosno eliminisanje sprežnih puteva.

Za procenu zaštitne efikasnosti kućišta koriste se različite analitičke i numeričke metode, kao i eksperimentalna merenja. Analitičke metode se mogu primeniti samo u jednostavnim slučajevima i uz odgovarajuće aproksimacije, kao što se prazno kućište sa otvorima može predstaviti ekvivalentnim talasovodnim kolom, gde se kućište predstavlja kao kratkospojeni talasovod, a otvor kao koplanarna strip linija kratkospojena na oba kraja. Primena analitičkih metoda na složene strukture daje aproksimativne rezultate. Numeričke metode, koje su dobile na značaju sa pojavom računara dovoljno dobrih performansi da se na njima efikasno realizuju numeričke simulacije, postali su nezamenljiv alat za modelovanje i simulaciju različitih realnih EMC problema. Njihovom primenom moguće je ostvariti značajne uštede u pogledu istraživačkog vremena, budući da se na taj način može izbeći izrada prototipova koji ne ispunjavaju postavljene EMC zahteve usled čega se zahtevaju dodatna merenja i naknadne korekcije u dizajnu.

Predmet naučnog istraživanja doktorske disertacije je numerička karakterizacija zaštitne karakteristike metalnih kućišta i analiza promene efikasnosti zaštite kućišta u frekvencijskom opsegu od EMC interesa u zavisnosti od nekih prethodno pomenutih faktora (tip polarizacije pobudnog ravanskog talasa i ugao u azimutnoj i elevacionoj ravni pod kojim pobudni talas nailazi na kućište sa otvorima, broj i međusobno rastojanje otvora prisutnih na zidovima kućišta kao i njihova pozicija u odnosu na tačku u kojoj se određuje SE kućišta i dr.). Pri tome će biti istražen uticaj sprege EM talasa, koji prodire u prostor unutar kućišta sa žičanim strukturama postavljenim u kućište, što može značajno da utiče na ukupnu raspodelu EM polja unutar kućišta

i samim tim na funkciju efikasnosti zaštite. Kao numerički alat korišćen je metod modelovanja pomoću električnih vodova (*transmission-line matrix method* – TLM metod). Zahvaljujući svojim karakteristikama TLM metod je našao široku primenu u rešavanju različitih problema prostiranja EM polja. TLM metod pripada grupi diferencijalnih numeričkih tehnika u vremenskom domenu. Zasniva se na analogiji između komponenata EM polja, i napona i struja u mreži električnih vodova, čime se koncept EM polja svodi na koncept teorije električnih kola. Unapređenja TLM metoda u vidu tzv. kompaktnih modela, pogodnih je za modelovanje uzajamne interakcije pobudnog EM polja i geometrijski malih ali u električnom smislu važnih struktura (tanke žičane strukture, složeni žičani spojevi, prerezi, otvori i dr.) osposobila su ovaj metod za efikasno rešavanje praktičnih EMC problema. Tako na primer, kompaktni TLM žičani model, osim što omogućava modelovanje veoma tankih žičanih struktura bez primene mreže ekstremno fine rezolucije oko žice, omogućava i modelovanje međusobne dvosmerne interakcije spoljašnjeg polja i žičanih struktura. Bazira se na uvođenju dodatnih TLM žičanih čvorova u postojeću mrežu TLM čvorova, kojom se modeluje prostiranje signala duž žice i opisuje interakcija sa EM poljem. U disertaciji je na bazi TLM metoda kreiran odgovarajući numerički model kućišta sa otvorima i žičanim i dielektričnim struktura unutar kućišta, koji je dalje korišćen za potrebe analize uticaja njihovog prisustva na SE i rezonantne frekvencije kućišta.

U istraživanjima je posebna pažnja posvećena kućištima sa pravougaonim otvorima budući da je u slučaju nepoznate polarizacije pobudnog talasa i proizvoljnog ugla pod kojim nailazi na zid sa otvorima teže odrediti najkritičniji slučaj sa EMC stanovišta (slučaj kada otvori svojim prisustvom za datu pobudu najviše narušavaju zaštitnu funkciju kućišta). Prisustvo žičanih struktura je razmotreno kroz nekoliko aspekata: kada se odgovarajuća prijemna antena unese u prostor unutar kućišta u cilju merenja nivoa EM polja, što odgovara postupku eksperimentalnog određivanja SE kućišta, kada se putem kabla strujno/naponska informacija koja se indukuje na anteni prenosi do mernog instrumenta, kao i kada se odgovarajući opterećeni antenski elementi koriste u cilju prigušenja rezonantnih frekvencija kućišta (frekvencija na kojima je efikasnost zaštite kućišta najmanja).

Cilj naučnog istraživanja predložene teme je da se na bazi izvršenih analiza i numeričkih proračuna izvrši detaljna procena uticaja parametara pravougaonih otvora, žičanih i dielektričnih struktura sistema i pobudnog talasa na SE kućišta i ukaže na načine u kojima njihovo prisustvo u najmanjoj meri narušava funkcionisanje sistema i zadovoljenje EMC standarda. Zaključci koji

proisteknu iz ovih analiza mogu biti od značaja u postupcima projektovanja metalnih kućišta za zaštitu elektronskih sistema. Pored toga, cilj je i da se analizira na koji način uključivanje dodatnih žičanih struktura unutar sistema, za potrebe merenja SE kućišta ili za potrebe prigušivanja rezonantnih frekvencija kućišta, utiču na zaštitnu karakteristiku kućišta i njenu procenu. Vrlo male, čak i negativne vrednosti SE kućišta (koje ukazuju da kućište svojom prisustvom, umesto da slabi, pojačava EM polje) se najčešće javljaju oko rezonantnih frekvencija kućišta. Stoga je razmotreno u kojoj meri rezistivno opterećeni antenski elementi u formi dipol i monopol antene, u zavisnosti od pozicije u prostoru unutar kućišta, utiču na nivo SE, naročito oko rezonantnih frekvencija. Predloženi postupak za prigušivanje rezonantnih frekvencija kućišta je istražen u slučaju realizacije antenskih elemenata u mikrostrip tehnici i kritički sagledan sa stanovišta korekcije nivoa SE na rezonantnim frekvencijama i eventualnog pomeraja postojećih ili unošenja dodatnih rezonantnih frekvencija.

U eksperimentalnom postupku određivanja SE kućišta, neophodno je u kućište postaviti prijemnu antenu koja služi za detekciju nivoa EM polja. Antena konačnih dimenzija značajno utiče na raspodelu EM polja u kućištu, a samim tim i na nivo SE. Iz tog razloga je razmotrano kako prisustvo prijemne antene i koaksijalnog kabla u kućištu utiču na tačnost određivanja SE kućišta. Analiza je obuhvatila uticaj fizičkih dimenzija prijemne antene, kao i njen položaj u kućištu u zavisnosti od parametara ravanskog talasa kao pobude (ugla polarizacije i ugla incidencije na kućište definisanog u azimutnoj i elevacionoj ravni). U disertaciji je nivo EM polja unutar kućišta procenjivan na osnovu struje koja se indukuje u prijemnoj anteni, što u potpunosti odgovara postupku eksperimentalne karakterizacije efikasnosti zaštite kućišta. Na ovaj način je u analizu direktno uključen uticaj koaksijalnog kabla kojim se detektovani signal sa antene šalje na merni instrument. Prisustvo antene i kabla je opisano preko TLM kompaktnog žičanog čvora kojim se modeluje žičani provodnik, dok je uticaj kabla sagledan i preko odgovarajuće impedanse kabla realizovane u vidu kola sa koncentrisanim parametrima kojim je opterećena prijemna antena. Tačnost dobijenih rezultata je verifikovana poređenjem sa mernim rezultatima dostupnim u literaturi i/ili rezultatima dobijenim primenom drugih postupaka (analitičkih, numeričkih).

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

- analiza promene efikasnosti zaštite praznog kućišta sa pravougaonim otvorima prisutnih na jednom ili susednim zidovima u zavisnosti od polarizacije pobudnog ravanskog talasa i ugla pod kojim nailazi kućište;
- efikasna karakterizacija EM sprege pobudnog ravanskog talasa sa žičanim elementima prisutnim unutar kućišta sa otvorima i procena uticaja te sprege na SE kućišta primenom integralnog TLM pristupa za modelovanje tankih žičanih struktura, koji uzima u obzir dvosmernu interakciju između žice i pobudnog EM polja;
- kreiranje numeričkog modela kućišta sa prijemnom antenom koji odgovara postupku eksperimentalne karakterizacije SE kućišta gde se nivo EM polja unutar kućišta procenjuje na osnovu struje koja se indukuje na prijemnoj anteni;
- detaljna analiza uticaja fizičkih dimenzija prijemne antene (dipol ili monopol antena) i njene pozicije u kućištu na nivo detekovanog EM polja u prostoru unutar kućišta, a samim tim i na nivo SE kućišta, i položaj rezonantnih frekvencija kućišta;
- analiza uticaja položaja i karakteristika koaksijalnog kabla kojim se detektovani signal sa prijemne antene šalje na merni instrument, na SE kućišta. Prisustvo kabla je uključeno direktno specificiranjem žičanog provodnika ili indirektno preko odgovarajuće impedanse kabla koja opterećuje prijemnu antenu;
- analiza tehnike prigušenja rezonantnih frekvencija kućišta (na kojima je SE kućišta najmanja) bazirana na ubacivanju dodatnih opterećenih antenskih elemenata, u formi dipol antene realizovanih u mikrostrip tehnici, na odgovarajućim pozicijama unutar kućišta.

Ključne reči: efikasnost zaštite, kućište, elektromagnetska kompatibilnost, sprega, pravougaoni otvor, TLM metod, prijemna antena

Naučna oblast: elektrotehnika i računarstvo

Uža naučna oblast: Telekomunikacije

UDK broj: _____

Doctoral Dissertation Data

Title:

Numerical characterization of shielding effectiveness of an enclosure with apertures based on the wire structure coupling

Abstract:

One of the fundamental tasks in designing electronic systems is to fulfill conditions of electromagnetic compatibility - EMC. EMC defines the capability of an electronic system to satisfactorily function in its electromagnetic (EM) environment not disturbing the operation of other neighboring devices. EMC has become one of the main aspects that has to be considered in the design of electronic systems because of the increasing number and rapid growth of EM interference sources. It has been noticed that foreseeing the protection measures during the design phase is simpler and much more efficient than applying those measures on a completed system, which often becomes impossible. The fulfillment of EMC requirements is regulated by a set of standards. In Europe, all standards have to be harmonized with the Directive for Electromagnetic Compatibility (2004/108/EC). Those standards regulate limits of emission (the highest emission level of a source of EM interference), limits of immunity (the highest level of EM interference on a device with no degradation or with acceptable degradation of its performances) and the measuring conditions and methods.

One of the ways to reduce the emission and increase the immunity of an electronic system in its real environment is to place it in a protective metal enclosure. Characteristics of the enclosure regarding EMC are evaluated by a parameter called shielding effectiveness - SE. SE is the ratio between the field strength without and with the enclosure interposed, at the same observation point. SE can be defined for the electric field (the so-called electric SE) and for the magnetic field (the so-called magnetic SE). Regarding the EMC, performances of the electronic system, i.e. SE level, are influenced by: construction, shape, size and wall thickness of the enclosure, electric and magnetic characteristics of the construction materials (electric conductivity, relative permeability, magnetic susceptibility, etc.), frequency range of the system operation, size, shape and number of apertures, their position on its walls, parameters of excitation plane wave and coupling mechanisms between externally generated EM interference and EM radiation generated

within the various parts of the system. The paths by which external EM interference penetrates into the system are usually the same with the paths by which internally generated disturbances are radiated outside of enclosure.

The protective enclosure walls contain apertures of various shapes and purposes, most often used to access and control the system, retract the input and output cables, for ventilation, cooling, etc. Through those apertures, EM radiation penetrates into the enclosure and also into the outer space, disturbing enclosure protective function. In addition to coupling through the apertures, there are also coupling by diffusion through shield walls, coupling with wire structures within the enclosure and with other parts of the system. For proper functioning of the system it is necessary to analyze and determine the nature and level of EM emissions generated by various parts of the system, the influence of externally generated EM interference on the system and its parts, as well as their mutual coupling, in order to undertake measures for reducing or eliminating the coupling paths.

For determining the SE, various analytical and numerical methods are used alongside with experimental measurements. Analytical methods may be applied only in simple cases and with appropriate approximations. For an example an empty enclosure with apertures may be represented as an equivalent waveguide circuit, in which the enclosure is represented as a shorted waveguide, while the opening is represented as a coplanar strip line short circuited at both ends. The application of analytical methods on complex structures gives only approximate results. Numerical methods, which gained in importance by the use of high performance computers, have become an indispensable tool in modeling and simulation of various realistic EMC problems. By using these methods, research time can be significantly shortened, since the construction of prototypes which do not fulfill the established EMC requirements and thus need additional measurements and subsequent corrections in design can be avoided.

The subject of the PhD scientific research is a numerical characterization of the metal enclosures' protective characteristics, as well as analyses of the shielding effectiveness behavior in EMC relevant frequency range, depending on some of the previously mentioned factors (polarization type of the excitation plane wave and the azimuth and elevation angles under which the plane wave comes across the enclosure walls with apertures, the number of wall apertures and their mutual distance as well as their position with respect to the point in which the SE of enclosure is determined, etc.). Furthermore, the coupling of EM waves that penetrate into the

enclosure interior with the wire structures, that can significantly affect the total EM field distribution within the shield and consequently affect its protective function expressed as SE, will be studied. As a numerical tool, a modeling method based on electric transmission lines (*transmission line matrix method* - TLM method) is used. Thanks to its characteristics, the TLM method has been widely used in solving various EM field propagation problems. The TLM method belongs to the group of differential numerical techniques in the time domain. It is based on the analogy between EM field components and electric currents and voltages in the transmission line network by which the concept of EM field is reduced to the concept of electric circuit theory. Enhancements of the TLM method, in the form of so-called compact models, suitable for efficient modeling of the mutual interaction between the excited EM field and geometrically small but in electrical sense important structures (thin wire structures, complex wire junctions, slots, apertures, etc.) have empowered this method to be efficiently used for practical EMC problem solving. For an example, besides enabling the modeling of very thin wire structures without the use of an extremely fine mesh around the wire, the compact TLM wire model enables the modeling of the two-ways interaction between the external field and the wire structure. It is based on additional TLM wire nodes introduced to the existing network of TLM nodes, which model signal propagation along the wire and describe the interaction with the EM field. The appropriate numerical TLM model of the enclosure containing apertures and wire and dielectric structures is created in this thesis and then used for the purpose of conducting analyses of their influence on the SE and resonant frequencies of enclosure.

In researches a special attention was given to the enclosures with rectangular apertures, since, in the case of unknown plane wave polarization and arbitrary angle under which it faces the wall with apertures, it is more difficult to determine the most critical case from the EMC standpoint (the case when the mere existence of the apertures damages the most the shield's protective function). The presence of wire structures was considered through several aspects: when the appropriate receiving antenna is brought into the enclosure space in order to measure the EM field level, which corresponds to the procedure of experimental determination of the SE of enclosure; when the current/voltage information induced in the antenna is transmitted through cable to the measuring instrument as well as when the corresponding loaded antenna elements are used for the purpose of damping the resonant frequencies of the enclosure (frequency at which the shielding effectiveness is the lowest).

The aim of the scientific research of this PhD is to conduct the detailed assessment of the impact of the parameters of the system's rectangular apertures, wires and dielectric structures and the plane wave on the SE enclosure and to draw attention to the means of minimizing their disruption of system functioning and complying with EMC standards in their presence. The conclusions arising from these analyses may be of importance in the processes of designing metal enclosures for protecting electronic systems. In addition, the aim is to analyze how the inclusion of additional wire structure within the system, for the purposes of measuring SE or damping the enclosure's resonant frequencies, affects the protective features of the enclosures and their assessment. Very small, even negative SE enclosure values (which indicates that the shield's presence enhances, rather than weakens the EM field) usually occur around the resonant frequencies of enclosure. The proposed method for damping the enclosure's resonant frequencies is investigated in the case when the antenna elements are realized in microstrip technology and is critically analyzed from the standpoint of the corrected SE level at resonant frequencies and possible shift of existing or introduction of additional resonant frequencies.

In the experimental procedure for determining the SE enclosure, it is necessary to set up the receiving antenna which is used for the EM field level detection. The antenna of finite dimensions significantly influences the distribution of EM field within the enclosure, and consequently the SE level. For this reason it has been examined how the presence of the receiving antenna and coaxial cable within the enclosure affect the accuracy of measuring the SE of enclosure. The analysis has included the impact of the physical dimensions of the receiving antenna, as well as its position within the enclosure, depending on the parameters of the excitation plane wave (the angle of polarization and the angle of plane wave incidence to the shield defined in the azimuth and elevation plane). The EM field level within the enclosure was evaluated in the dissertation on the basis of the current induced in the receiving antenna, which fully corresponds to the procedure of experimental characterization of the SE of enclosure. This way the influence of the coaxial cable which sends detected signal from the antenna to the measurement instrument was directly involved. The presence of the cable was described through compact TLM wire node which models the wire conductor, but also through appropriate impedance of the cable realized by lumped circuit, which loaded the receiving antenna. The accuracy of the results is verified by comparing with the measured results available in the literature and/or the results obtained by other methods (analytical, numerical).

Among the expected results, which represent the scientific contribution of the dissertation, the following can be emphasized:

- analysis of changes in the SE of empty enclosure with rectangular apertures present on one or adjacent walls, depending on the polarization of the plane wave and its incident angle encountered on the enclosure;
- efficient characterization of EM coupling of a plane wave with wired elements present inside the enclosure with apertures and the estimation of the influence of this coupling on the SE enclosure using the integrated TLM approach for modeling of thin wire structures, which takes into account the two-way interaction between the wire and the excited EM field;
- creation of the numerical model of enclosure with receiving antenna that corresponds to the procedure of experimental characterization of SE enclosure where the level of EM field within the enclosure is estimated from the current induced in the receiving antenna;
- a detailed analysis of the impact of the physical dimensions of the receiving antenna (dipole or monopole antenna) and its position inside the enclosure to the level of detected EM field in the space within the enclosure, and therefore to the level of the SE, and to the position of the enclosure resonant frequencies;
- analysis of the impact of position and characteristics of the coaxial cable, through which the detected signal is sent from the receiving antenna to the measuring instrument, on the SE of enclosure. Presence of the cable is included directly by specifying a wire conductor or indirectly through matching cable impedance loading the receiving antenna;
- analysis of damping technique of enclosure resonant frequencies (at which the SE of enclosure is the lowest) based on inserting an additional loaded antenna elements, in the form of a dipole antenna realized in microstrip technology, at corresponding positions inside the enclosure.

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

Scientific field: Electrical Engineering and Computer Science

Scientific subfield: Telecommunications

UDC number: _____

SADRŽAJ

1. Uvod	1
2. Elektromagnetska kompatibilnost	7
2.1 Uvod u problematiku EMC	7
2.2 Regulatorni aspekt EMC	9
2.3 Zaštitna metalna kućišta	13
2.3.1 Efikasnost zaštite kućišta	14
2.3.2 Ponašanje zaštitnih kućišta u elektromagnetskom polju	15
2.3.3 Rezonantne frekvencije kućišta	20
2.3.4 Kućište sa otvorima	25
3. Tehnike za rešavanje problema EMC	27
3.1 Jednostavna analitička tehnika za proračun SE kućišta	28
3.2 TLM metod	32
3.3 Konvencionalni i integralni TLM pristup	36
3.4 TLM modelovanje žičanih struktura	37
4. Analiza uticaja parametara otvora na karakteristike zaštitnih kućišta	44
4.1 Uticaj debljine zida sa jednim pravougaonim otvorom na SE kućišta	44
4.2 Uticaj pozicije otvora i pozicije posmatrane tačke na SE kućišta	47
4.3 Uticaj oblika, veličine i broja otvora na SE kućišta	49
4.4 Uticaj razmaka između otvora na SE kućišta	52
4.5 Uticaj postojanja pojedinačnih pravougaonih otvora na susednim zidovima kućišta na SE kućišta	56
4. Analiza uticaja parametara pobudnog ravanskog talasa na zaštitne karakteristike kućišta	57
5.1 Numerički rezultati i analiza promene polarizacije na SE kućišta	58
5.2 Numerički rezultati i analiza promene azimuta na SE kućišta	62
5.3 Numerički rezultati i analiza promene elevacije na SE kućišta	63
6. Analiza uticaja prijemne antene na zaštitne karakteristike kućišta sa pravougaonim otvorima	68

6.1 Antene	70
6.2 Uticaj fizičkog prisustva monopol antene na SE kućišta	77
6.3 Uticaj fizičkog prisustva dipol antene na SE kućišta	81
6.4 Proračun SE kućišta na bazi strujno-naponske informacije indukovane na monopol anteni	90
6.5 Proračun SE kućišta na bazi strujno-naponske informacije indukovane na dipol anteni	99
7. Primena i analiza postupka za prigušenje rezonantnih frekvencija kućišta na bazi opterećenih antenskih elemenata	107
8. Zaključak	116
9. Literatura	120
10. Biografija autora	130

1. UVOD

Jedan od osnovnih zadataka koji je potrebno rešiti pri projektovanju elektronskih sistema je ispunjenje uslova elektromagnetske kompatibilnosti (*electromagnetic compatibility* – EMC). EMC se definiše kao sposobnost elektronskog sistema da na zadovoljavajući način funkcioniše u svom elektromagnetskom (*electromagnetic* - EM) okruženju, kao i da pri tome ne stvara EM smetnje i ometa rad drugih uređaja u okruženju [1-4]. S obzirom da se broj izvora zračenja stalno povećava, a imajući u vidu tendenciju razvoja kompaktnih integrisanih višefunkcionalnih sistema koji rade na sve višim frekvencijama, istraživanja u EMC oblasti postaju sve intenzivnija i značajnija. Iskustvo je pokazalo, da je mnogo efikasnije predvideti mere zaštite prilikom projektovanja, nego primenjivati mere zaštite na gotovom sistemu, što često nije izvodljivo i/ili je skupo. O EMC aktuelnosti svedoči i veliki broj naučnih publikacija, projekata, specijalizovanih EMC simpozijuma i konferencija. EMC predstavlja interdisciplinarnu naučnu oblast koja se bavi proučavanjem interakcije između elemenata koji emituju EM smetnje i onih koji na njih reaguju. Ispunjavanje EMC zahteva regulisano je nizom standarda. U Evropi, svi standardi moraju biti usklađeni sa Direktivom za elektromagnetsku kompatibilnost 2004/108/ EC [5]. Standardima su propisane granice emisije (najviši nivo emisije izvora EM smetnje), granice imunosti (najviši nivo EM smetnje koja deluje na uređaj, a koji radi bez degradacije performansi ili uz dopuštene degradacije), metodi i uslovi merenja, kao i karakteristike opreme kojom se merenja vrše [6].

Smeštanje elektronskog sistema u zaštitno kućište [7] jedan je od načina smanjenja emisije i povećanja imunosti elektronskog sistema u realnom okruženju. Realizacije zaštitnih kućišta bazirana je na *Faradey*-evom i *Lentz*-ovom zakonu. Naime, prema *Faradey*-evom zakonu vremenski promenljivo EM polje na provodnicima indukuje struju čije su amplitude i faza suprotne incidentnom polju, što predstavlja *Lentz*-ov zakon. Indukcija zavisi od električnih i magnetskih karakteristika materijala od kojih je kućište napravljeno i od brzine promene incidentnog polja, što ukazuje na manju efikasnost kućišta na niskim frekvencijama. Pri projektovanju kućišta polazi se i od toga da električno i magnetsko polje teže da se koncentrišu u materijalima velike dielektrične permitivnosti i magnetske permeabilnosti. Stoga se upotrebom materijala velike magnetske permeabilnosti može obezbediti adekvatna zaštita od magnetskog

polja na nižim frekvencijama. Na višim frekvencijama je mnogo efikasnije za kućišta koristiti materijale sa velikom električnom provodnošću.

Nivo EM zračenja koje iz spoljašnje sredine dopire do sistema unutar kućišta, a takođe i nivo EM emisije koji od strane sistema izrači u spoljašnju sredinu dominantno zavisi od karakteristika zaštitnog kućišta. Karakteristike kućišta se uobičajeno procenjuju veličinom koja se naziva efikasnost zaštite (*shielding effectiveness* - SE) [8-10]. SE predstavlja logaritamski odnos jačine polja u odsustvu i u prisustvu kućišta, u istoj posmatranoj tački. SE se može definisati za električno (tzv. električna efikasnost zaštite) i za magnetsko (tzv. magnetska efikasnost zaštite) polje.

Na zidovima kućišta, radi pristupa i kontrole sistema, provlačenja napojnih i odvodnih kablova, ventilacije, hlađenja i slično, postoje otvori različitog oblika. Otvori mogu biti i posledica tehničko-tehnološke realizacije kućišta. EM zračenje putem otvora prodire u prostor unutar odnosno izvan kućišta, čime se umanjuje njegova zaštitna funkcija. Sprega spoljašnjeg EM zračenja i osetljivih delova elektronskih sistema koja nastaje kao posledica prisustva otvora je dominantna, iako je prisutna i sprega putem difuzije kroz zidove kućišta. Sprega usled difuzije kroz zidove kućišta je obično veoma mala kada je provodnost zidova kućišta velika. EM energija prodire u prostor unutar kućišta i spreže se sa provodnim elementima u kućištu, kao što su žice, kablovi, štampana kola (*printed circuit board* – PCB) i drugo, izazivajući dalje smetnje. Osnovni zadatak EMC analize je da se utvrdi uticaj spolja generisanih EM smetnji na funkcione karakteristike uređaja/sistema, i priroda i značaj EM emisije koja potiče od različitih delova uređaja/sistema kako bi se preduzele mere za smanjenje, odnosno eliminisanje sprežnih puteva [11].

Na performanse elektronskog sistema sa EMC stanovišta utiču: konstrukcija, oblik, dimenzije i debljina zidova kućišta i EM karakteristike materijala od kojih je kućište napravljeno, frekvencijski opseg u kome sistem funkcioniše, postojanje, veličina, oblik i broj otvora na kućištu, njihove pozicije na zidovima kućišta, orijentacija otvora u odnosu na pravac prostiranja incidentnog ravanskog talasa, sprežni putevi između spolja generisanih EM smetnji sa osetljivim delovima sistema, EM zračenje koje potiče od različitih delova sistema i dr. Uticaj karakteristika otvora na SE kućišta je razmatran u [12-34].

Za karakterizaciju EM sprege, odnosno količine EM energije koja putem otvora prodire u prostor unutar odnosno van kućišta, kao i za procenu efikasnosti zaštite kućišta u upotrebi su

različite tehnike, među kojima su eksperimentalna merenja, analitičke i numeričke metode [35]. Eksperimentalnim merenjima se sa najvećom tačnošću određuje raspodela EM polja u kućištu, u svim frekvencijskim opsezima. Sa druge strane, merne metode su ekonomski najmanje isplative. Analitičke metode [16-18] zahtevaju uvođenje pretpostavke o načinu i obliku EM interakcije i mogu se primeniti na strukture jednostavne geometrije. Tako se na primer, pristup baziran na reprezentaciji kućišta sa otvorima ekvivalentnim talasovodnim kolom često koristi, ali se ne može primeniti kada se u prostoru unutar kućišta nađu žice, kablovi, PCB i druge strukture koje se u EM smislu ne mogu zanemariti. Analitičke metode se ne mogu primeniti kada su u pitanju kompleksne strukture, zbog toga što rezultati analiza imaju aproksimativni karakter. U tim slučajevima koriste se numeričke metode, koje su postale nezamenljiv alat za modelovanje i simulaciju različitih praktičnih realnih problema. Cilj numeričke EM analize je određivanje raspodele izvora EM polja, i polja u blizini ili na određenom rastojanju od razmatrane strukture. Zahvaljujući numeričkoj EM analizi moguće je ostvariti značajne uštede u pogledu istraživačkog vremena i novčanih sredstava, budući da se njenom primenom može izbeći izrada prototipova za dodatna merenja i primena naknadnih korekcija u dizajnu, a u cilju ispunjavanja EMC zahteva. Dostupnim numeričnim metodama, implementiranim u odgovarajućim komercijalnim i nekomercijalnim softverskim paketima koji su namenjeni za rešavanje EM problema, strukture se realno modeluju bez uprošćavanja ili pojednostavljenja njihove geometrije.

Osnova većine postojećih numeričkih metoda je kombinacija teorije polja i matematičkih tehnika. Da bi se primenili neophodno je da se fizičko stanje izrazi konkretnim matematičkim modelom preko diferencijalnih i/ili integralnih jednačina i da je oblast diskretizacionog modela definisana skupom algebarskih jednačina, kako bi softverski paket na osnovu matematičkog modela izvršio proračun. U zavisnosti od domena u kome se definiše pobudna funkcija, numerički metodi se mogu podeliti na vremenske i frekvencijske, a prema domenu matematičkog operatora na diferencijalne i integralne. Za numeričko modelovanje jedne strukture, mogu se koristiti različite metode sa različitim uspehom. Numeričke metode u vremenskom domenu su podesne za analizu prelaznih režima i nelinearnih pojava u širokom frekvencijskom opsegu, dok su metode formulisane u frekvencijskom domenu podesne za analizu odziva sistema na sinusnu pobudu u stacionarnom stanju. U zavisnosti od vrste problema koji se analizira, zavisi koji će se numerički metod primeniti za analizu. Integralne metode su pogodne za rešavanje problema tzv. „otvorenih granica“. Za modelovanje složenih struktura na

frekvencijama reda do nekoliko GHz, pogodno je koristiti diferencijalne numeričke tehnike u vremenskom domenu. Između ostalih, toj grupi pripadaju metod konačnih razlika (*finite-difference time domain* – FDTD) [36-38] i metod modelovanja pomoću električnih vodova, odnosno transmisionih linija (*transmission-line matrix* – TLM metod) opisan u [39-44]. Primena diferencijalnih numeričkih metoda u vremenskom domenu zahteva vremensku diskretizaciju i diskretizaciju zapremine modelovanog prostora, što uključuje diskretizaciju fizičkih objekata i slobodnog prostora u kome se prostire EM talas. Od pravilnog izbora vremenskog i prostornog koraka diskretizacije zavisi trajanje procesa modelovanja i greške modelovanja. Pravilo nastalo iz praktične primene je da prostorni korak diskretizacije bude manji od 1/10 najmanje talasne dužine koja se razmatra.

U doktorskoj disertaciji kao efikasan numerički alat za modelovanje brojnih EMC problema dominantno je korišćen TLM metod. Zasniva se na sličnosti između EM pojava i ponašanja električnih kola. Na osnovu te sličnosti, problem prostiranja EM talasa svodi se na rešavanje problema prostiranja napona i struje kroz električni vod. Postupak modelovanja primenom TLM metode obuhvata: diskretizaciju modelovane sredine blokovima čije dimenzije odgovaraju geometrijskim i frekvencijskim zahtevima, uvođenje TLM čvorova [45,46], definisanje pobude, procesa rasejanja i povezivanja i definisanja izlaznih veličina. Električni vodovi susednih čvorova su povezani tako da formiraju mrežu čvorova, koja detaljno opisuje EM karakteristike modelovanog prostora, jer napon i struja na električnim vodovima odgovaraju magnitudi električnog i magnetskog polja u tom delu prostora. TLM čvorovi imaju oblik kvadra, kada se TLM metod primenjuje u pravougaonom koordinatnom sistemu. Čvorovi su generalno sastavljeni od mreže električnih vodova i otvorenih i kratkospojenih stabova. Osnovni uslov za primenu je detaljan opis geometrijskih karakteristika problema i proračun odgovarajućih EM parametara u frekvencijskom opsegu od interesa. Primena ove metode svodi se na modelovanje EM karakteristika posmatrane strukture mrežom međusobno povezanih TLM čvorova, numeričku simulaciju njihovog odziva na realnu pobudu u vremenskom domenu i proračun odgovarajućih parametara u frekvencijskom opsegu od interesa.

Predmet naučnog istraživanja ove doktorske disertacije je numerička karakterizacija zaštitne karakteristike metalnih kućišta u frekvencijskom opsegu od EMC interesa. SE kućišta analizirana je u zavisnosti od različitih parametara, kao što su: debljina zida zaštitnog kućišta, veličina, broj i međusobno rastojanje otvora pravougaonog poprečnog preseka prisutnih na zidovima kućišta,

njihova pozicija u odnosu na tačku u kojoj se SE određuje, polarizacije pobudnog ravanskog talasa i ugla u azimutnoj i elevacionoj ravni pod kojim pobudni talas nailazi na zid kućišta sa otvorima. Posebno je istražena sprega EM talasa, koji prodire u prostor unutar kućišta, sa žičanim strukturama unutar sistema, kao i uticaj te sprege na ukupnu raspodelu EM polja unutar kućišta.

Disertacija se može podeliti na dva dela: teorijski (poglavlja 2 i 3 i manji deo poglavlja 6 i 7) i deo sa rezultatima (poglavlja 4 i 5 i veći deo poglavlja 6 i 7).

U poglavlju 2 data je uopštena teorijska osnova problema EMC. Opisana je namena i ponašanje idealnih i realnih metalnih kućišta, kao način prevazilaženja problema funkcionisanja uređaja u EM okruženju. Parameter kojim se opisuju zaštitne karakteristike kućišta, SE, izveden je na bazi principa propagacije EM talasa. Takođe je dat osvrt na regulatorni aspect EMC.

U poglavlju 3 navedene su neke od metoda koje se primenjuju za rešavanje problema EMC. Dat je kratak opis jednog jednostavnog analitičkog metoda sa istaknutim prednostima i nedostacima njegove primene. Istaknut je značaj numeričkih metoda. Opisan je konvencionalni TLM metod koji je zahvaljujući svojim karakteristikama našao široku primenu u rešavanju brojnih problema prostiranja EM polja. Konvencionalni TLM metod je primenjen za analizu uticaja parametara otvora u zidovima kućišta i uticaja parametara pobudnog vektora električnog polja ravanskog talasa (polarizacija, azimut i elevacija) za karakterizaciju polja i određivanje efikasnosti zaštite kućišta. Unapređenja TLM modela u vidu tzv. kompaktnih modela za modelovanje uzajamne interakcije pobudnog EM polja i u električnom smislu važnih struktura, kao što su žice, žičani spojevi, prorezi i otvori, osposobila su ga za rešavanje praktičnih i jako složenih EMC problema.

Analizi uticaja parametara otvora na zaštitne karakteristike kućišta posvećeno je poglavlje 4 disertacije. Prikazano je kako različiti parametri otvora, oblik, dimenzije, broj, razmak između njih i orijentacija u odnosu na pravac prostiranja ravanskog talasa utiču na efikasnost zaštite kućišta [27-28]. Posebna pažnja posvećena je kućištima pravougaonog poprečnog preseka sa pravougaonim otvorima. S obzirom da se za analizu navedenih uticaja mogu primeniti i druge metode, dat je prikaz odstupanja numeričkih rezultata dobijenih primenom TLM metode sa analitički dobijenim rezultatima i rezultatima dobijenih primenom FDTD metode [47].

U poglavlju 5 predstavljena je analiza uticaja parametara pobudnog ravanskog talasa na zaštitne karakteristike kućišta [48-50]. Posebna pažnja je posvećena kućištima sa pravougaonim

otvorima budući da je u slučaju nepoznate polarizacije pobudnog talasa i proizvoljnog ugla pod kojim nailazi na zid sa otvorima teže odrediti najkritičniji slučaj sa EMC stanovišta (slučaj kada otvori svojim prisustvom najviše narušavaju zaštitnu funkciju kućišta). Prikazani rezultati su obuhvatili komentare vezane za nivo SE i položaje rezonantnih frekvencija kućišta u svim navedenim slučajevima.

U eksperimentalnom postupku određivanja SE kućišta, neophodno je u njegovoj unutrašnjosti postaviti prijemnu antenu koja detektuje nivo EM polja. Antena konačnih dimenzija može značajno uticati na raspodelu EM polja u kućištu, a samim tim i na nivo SE. Stoga je primenom numeričkog modela analizirano kako prisustvo prijemne antene i koaksijalnog kabla koji povezuje antenu sa mernim instrumentom, utiče na tačnost određivanja SE kućišta. Prisustvo žičanih struktura je numerički razmotreno sa dva aspekta: kada se odgovarajuća prijemna antena unese u prostor unutar kućišta i kada se putem kabla strujno/naponska informacija koja se indukuje na anteni prenosi do mernog instrumenta. Poglavlje 6 posvećeno je ispitivanju uticaja prisustva i fizičkih dimenzija prijemne monopol i dipol antene, i uticaja položaja antene na nivo EM polja u kućištu [51-55]. Takođe je razmatrano kako polarizacija pobudnog EM polja i njegovog ugla incidencije na kućište, definisanog u azimutnoj i elevacionoj ravni, utiču na nivo EM polja, kao u [56]. U tu svrhu primenjen je integralni TLM žičani pristup [57-62] koji uzima u obzir dvosmernu interakciju između žice i pobudnog EM polja.

Za razliku od analize fizičkog prisustva antene, koja se bazira na direktnom uzorkovanju EM polja u prostoru oko antene, nivo EM polja unutar kućišta procenjen je i na osnovu struje koja se indukuje u prijemnoj anteni [55], što u potpunosti odgovara postupku eksperimentalne karakterizacije efikasnosti zaštite kućišta [56]. Na ovaj način je u analizu direktno uključen uticaj položaja i karakteristika antene, ali i koaksijalnog kabla kojim se detektovani signal sa antene šalje na merni instrument. Prisustvo kabla je opisano, bilo preko TLM žičanog čvora kojim se modeluje žičani provodnik, bilo preko odgovarajuće impedanse kabla kojim je opterećena prijemna antena.

Vrednosti SE kućišta oko rezonantnih frekvencija ukazuju da kućište svojom prisustvom, može, umesto da slabi, da pojačava EM polje na tim frekvencijama (negativne vrednosti za nivo SE). Da bi kućište obezbedilo odgovarajuću zaštitnu funkciju i na rezonantnim frekvencijama, u poglavlju 7 je opisan jedan postupak redukcije rezonantne frekvencije kućišta čiji je efekat primene uporediv sa efektom oblaganja zidova kućišta dielektričnim materijalima ili magnetskim

materijalima (npr. gvožđe presvučeno silikonom) sa gubicima [63]. Ovaj postupak prigušivanja rezonantnih frekvencija kućišta sastoji se u postavljanju dodatne dipole antene, realizovane u mikrostrip tehnici, u kućište. Pretpostavljeno je da je štampana dipol antena opterećena otpornošću koje je skoncentrisanu u jednoj tački ili otpornošću ravnomerno distribuiranom po celoj površini štampe. U disertaciji je razmotreno u kojoj meri ovi otporno opterećeni antenski elementi, u zavisnosti od njihove pozicije u prostoru unutar kućišta, mogu da utiču na nivo SE, naročito oko rezonantnih frekvencija. Postupak prigušivanja rezonantnih frekvencija kućišta, je istražen i sa stanovišta eventualnog unošenja dodatnih rezonantnih frekvencija.

Kreirani numerički TLM modeli kućišta sa otvorima i žičanim i dielektričnim strukturama unutar kućišta, korišćeni za potrebe istraživanja opisanih u ovoj disertaciji, su i verifikovani poređenjem sa eksperimentalnim rezultatima dostupnim u literaturi [56]. Nakon analiza i verifikacije numeričkih modela izvedeni su zaključci koji su dati u poglavlju 8 i koji mogu biti od značaja u postupcima projektovanja metalnih kućišta za zaštitu elektronskih sistema, a u cilju ispunjenja EMC standarda.

2. ELEKTROMAGNETSKA KOMPATIBILNOST

2.1 Uvod u problematiku EMC

Problem uticaja eksternog EM polja na funkcionisanje električnih i neelektričnih sistema, prepoznat je još kada je zastupljenost izvora EM polja bila mnogo manja od današnje i to najpre u oblasti elektroprivrede i telekomunikacija. Pronalaskom radio uređaja, ovaj problem je postao još očitiji, zbog ometanja koja su zapažena u prenosu i prijemu radio signala. Svi uređaji koji se napajaju električnom energijom prilikom funkcionisanja stvaraju EM smetnje koje mogu negativno uticati na rad uređaja u okolini. Smetnje koje su u opsegu radio talasa nazivaju se radio frekvencijske (*radio frequency* - RF) smetnje. Spektar smetnji se može kretati od nekoliko kHz do nekoliko desetina GHz. Kada uređaji u EM okruženju funkcionišu bez međusobnog ometanja kaže se da su kompatibilni u elektromagnetskom smislu [1]. Sa porastom zastupljenosti i složenosti električnih uređaja aspekt EMC postaje sve izraženiji sa ciljem da se primenom tehničkih mera obezbedi ispravno funkcionisanje svih uređaja u uslovima postojanja spoljašnjeg EM polja. Da bi uređaj bio EM kompatibilan sa svojom okolinom mora zadovoljiti dva kriterijuma, ne sme biti podložan emisijama iz drugih sistema i pri tome ne sme da stvara nedozvoljene smetnje drugim uređajima u okruženju. U tom kontekstu se ponašanje uređaja sa stanovišta EMC obično opisuje sledećim veličinama: osetljivost (*electromagnetic susceptibility* – EMS) uređaja/sistema na EM interferenciju (*electromagnetic interference* - EMI) i dozvoljena EM emisija.

Osetljivost uređaja je odziv uređaja na neželjenu EM smetnju. Suprotno osetljivosti, dozvoljeni nivo prisutne EM energije u okruženju koji dozvoljava da uređaj funkcioniše u skladu sa svojom namenom je imunost uređaja. Teškoća pri određivanju nivoa osetljivosti i imunosti je određivanje svih uzroka i nivoa degradacije. Emisija se odnosi na smetnje koje mogu biti izazvane u radu drugih uređaja, ali i samom uređaju, jer podsklopovi međusobno interferiraju preko odgovarajućih sprežnih mehanizama. Jedan deo EMC problema posledica je generisanja interferencije u samom uređaju.

Različiti uređaji imaju različit odziv na smetnje. Elektronski uređaji su mnogo osetljiviji od drugih uređaja koji se napajaju električnom energijom. Prilikom dejstva smetnji na uređaj, on može biti:

- trajno oštećen,
- blokiran, ali uz manje intervencije može da nastavi sa radom,
- trenutno van funkcije, ali nakon prestanka delovanja smetnje uređaj može nastaviti sa radom,
- neprekidno u funkciji bez promena u radu tj. imun na uticaj smetnji.

Potpunu kompatibilnost sa EM stanovišta skoro je nemoguće ostvariti, posebno zbog toga što se uređaj nalazi u EM okolini koja je vremenski promenljiva. Iz navedenog razloga se definiše nivo EMC (nivo smetnje pri kojem treba da postoji prihvatljivo velika verovatnoća EM kompatibilnosti). Da bi nivo EMC mogao da se planira sa dovoljno velikom verovatnoćom, neophodno je smanjiti nivo EM smetnje i istovremeno povećati EM imunost uređaja na smetnje. Za rešavanje EMC problema postoje dva pristupa: krizni pristup (*crisis approach*) i sistemski pristup (*systems approach*) [64]. Kod kriznog pristupa, EMC se poklanja pažnja tek nakon testiranja funkcionog dizajna. Rešenja koja se implementiraju u poslednjoj fazi su obično dosta skupa i neadekvatna. Zato se pribegava sistemskom pristupu, tako da se na EMC zahtevima radi od početka projektovanja uređaja (analiziraju se mogući problemi, predviđa se zaštita delova i celog uređaja, rade se rana fazna testiranja i testiranje prototipa). Na ovaj način, EMC postaje integralni deo dizajna uređaja. Sistemski pristup je poželjan i troškovno efikasan.

Osobine elektronskih uređaja u pogledu EMC zavise od izvora zračenja, konfiguracije žičanih i dielektričnih struktura kao delova uređaja i od sprežnih puteva koji povezuju izvore spoljašnjeg EM zračenja sa elektronskim uređajem. To su ključni faktori koji utiču na imunost odnosno emisiju elektronskog uređaja. Iz tog razloga se sprovodi EMC analiza čiji je zadatak da utvrditi uticaj spolja generisanih smetnji na funkcionisanje uređaja i uticaj i nivo emisije koja potiče od njegovih podsklopova. Smetnje u EM okruženju potiču od prirodnih izvora zračenja kao i od različitih električnih, elektronskih, radio-komunikacijskih, informatičkih, medicinskih, upravljačkih i drugih uređaja kojima je za rad neophodno električno napajanje.

EM okruženje se ne može eksplicitno definisati niti unapred predvideti. Prilikom analize EM okruženja potrebno je sa što većom tačnošću, utvrditi postojanje i prirodu smetnji u okruženju, njihovu snagu, lokaciju i frekvencijski spektar, i naći način da se EM zračenje u okruženju svede na najmanju moguću meru. Putevi prenošenja smetnji u uređaj su isti kao i putevi kojima smetnje izlaze iz uređaja. Smetnje se prostiru pretežno vođenim talasom, duž provodnika što predstavlja kondukcione smetnje i pretežno slobodnim talasom tzv. radijacione smetnje. U realnim

uslovima, najčešće prostiranje smetnji je mešovito, dok sam prenos EM energije često dovodi do sprežnih modova.

Istraživanja u oblasti EMC su usmerena na iznalaženje načina da svi sadašnji i budući uređaji /sistemi funkcionišu bez ometanja. Naravno, pored paralelnog rada svih tehničkih sistema, istraživanja bi trebalo da budu usmerena i na zaštitu okoline (ljudi, životinja,...). Krajnji rezultat EMC analize treba da bude predlog i realizacija postupka za povećanje imunosti uređaja na smetnje, odnosno za smanjenje emisije koje uređaj može da stvara. Postoji nekoliko načina za smanjenje uticaja smetnji kao što su [64]:

- pravilan izbor podsistema (izbor elektronskih komponenti, specijalna koncepcija u izradi štampanih kola,...),
- filtriranje,
- smeštanje opreme u adekvatna zaštitna kućišta,
- uzemljenje,
- zaštita kablova od spoljašnjeg EM polja i dr.

2.2 Regulatorni aspect EMC

Povećanjem broja uređaja, pojavila se potreba za standardima. Suština regulatornog aspekta je u bitnim zahtevima, harmonizovanim standardima, ocenjivanju usaglašenosti i obavezama proizvođača, označavanju usaglašenosti i uslovima za stavljanje proizvoda na tržište. Donošenje standarda je kompleksan i dugoročan proces, jer je u pitanju tehnička, trgovinska i nacionalna nadmoć. Standarde obično donose međunarodne regulatorne organizacije i nacionalna regulatorna tela, ali i udruženja koja okupljaju proizvođače opreme. Ovi standardi su u najvećem broju slučajeva slični, ali postoje razlike u specifičnim granicama koje su postavljene od različitih organizacija, u metodama merenja i testiranja, i postupku usaglašavanja sa standardima. Treba istaći, da iako je neki proizvod u skladu sa EMC standardom, to ne garantuje da neće uticati na drugi proizvod, zbog dejstva EM interferencije. Stoga je važno ispitati kompatibilnost proizvoda sa EM stanovišta, jer proizvodnja i prodaja nekog proizvoda zavise i od zadovoljenja EMC normi.

Ispunjavanje zahteva u pogledu EMC definisano je standardima koji su usklađeni sa načelima i bitnim zahtevima iz Direktive 2004/108/EC [5] koju su na predlog Evropske komisije

(*European Commission* - EC) usvojili Evropski parlament i Savet Evropske unije 15. decembra 2004. godine. Evropski parlament i Savet Evropske unije su 26. februara 2014. godine usvojili Direktivu 2014/30/EU [65] o usklađivanju zakonodavstva država članica koja se odnosi na EMC, koja će početi da se primenjuje od 20. aprila 2016. godine sa ciljem potpunog usklađivanja propisa država članica EU.

Dva su primarna cilja koja treba da budu ispunjena: da se obezbedi slobodno i nesmetano stavljanje opreme na tržište, uz istovremeno uspostavljanje prihvatljivog EM okruženja u kome ona može nesmetano da funkcioniše. Ispunjenje bitnih zahteva nema za cilj, niti je to moguće, da garantuje apsolutnu zaštitu opreme (nulti nivo emisije ili potpunu imunost). Ovi glavni ciljevi se postižu obezbeđivanjem i ispunjenjem bitnih zahteva za EMC, a to su:

- da EM smetnje koje oprema proizvodi u svom okruženju ne utiču na pravilan rad druge opreme i
- imunost opreme, odnosno sposobnost opreme da u prisustvu EM smetnje radi bez pogoršanja radnih karakteristika u skladu sa predviđenom namenom.

Na osnovu ove Direktive, sva oprema i uređaji na evropskom tržištu moraju da budu usklađeni sa zahtevima harmonizovanih evropskih standarda iz oblasti EMC. Evropske organizacije koje se bave donošenjem, harmonizacijom (promovisanju međunarodne saradnje o standardizaciji) i usklađivanjem nacionalnih standarda su:

- Evropski komitet za standardizaciju (*Comité Européen de Normalisation* - CEN)
- Evropski komitet za elektrotehničku standardizaciju (*Comité Européen de Normalisation Electrotechnique* – CENELEC)
- Evropski institut za standarde u telekomunikacijama (*European Telecommunications Standards Institute* - ETSI)
- Britanska institucija za standardizaciju (*The British Standards Institution* - BSI)
- Udruženje za električne, elektronske i informacione tehnologije Nemačke (*The Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik* - VDE)
- Međunarodna elektrotehnička komisija (*International Electrotechnical Commission* - IEC), sa odborima:
 - Komitet za vezu između opreme i mreže (*Technical Committee 77* - TC77),
 - Međunarodni Specijalni komitet za radio smetnje (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques* - CISPR) ,

- Savetodavni komitet za elektromagnetsku kompatibilnost (*The Advisory Committee on Electromagnetic Compatibility - ACEC*),
- Međunarodna organizacija za standardizaciju (*International Organization for Standardization - ISO*).

Propisima i standardima definišu se granice emisije (najviši nivo emisije izvora EM smetnje), granice imunosti (najviši nivo EM smetnje koja deluje na uređaj, a koji radi bez degradacije performansi ili uz dopuštene degradacije), metode i uslovi merenja, kao i karakteristike merne opreme.

Usvajanjem Pravilnika o elektromagnetskoj kompatibilnosti ("Službeni glasnik RS", broj 44/10), Direktiva 2004/108/EC je postala deo našeg zakonodavstva. Harmonizovani standardi iz oblasti EMC preuzimaju se i donose kao srpski standardi od strane Instituta za standardizaciju Srbije. EMC standardi prihvaćeni u Republici Srbiji, ispred odgovarajuće izvorne oznake imaju oznaku SRPS. Spisak donetih srpskih standarda kojima se preuzimaju harmonizovani standardi, sastavlja, ažurira i objavljuje se u skladu sa zakonom kojim se uređuju tehnički zahtevi za proizvode i ocenjivanje usaglašenosti i propisom donetim na osnovu tog zakona.

EMC direktivom je propisano da ukoliko uređaj ne ispunjava bitne zahteve, nadležni organi određene države (za sada je obaveza države članice EU, ali su prihvatile sve evropske države) preduzimaju mere koje uključuju zabranu stavljanja datog uređaja u promet, kažnjavanje proizvođača odnosno distributera. Proceduru za sprovođenje ove Direktive, propisuje svaka država za sebe, koja sprovodi i inspekcijски nadzor.

Proizvođač je isključivo odgovoran i dužan da preduzme sve radnje i mere da oprema/uređaj koju izrađuje bude usaglašena sa tehničkim propisima. Usaglašenost mora biti obezbeđena pre nego što se oprema stavi na tržište. U tu svrhu proizvođač ima isključivo pravo i obavezu da sačini, odnosno sastavi tehničku dokumentaciju. Tehnička dokumentacija predstavlja dokumentaciju na osnovu koje se može utvrditi usaglašenost proizvoda sa zahtevima svih relevantnih tehničkih propisa koji se odnose na dati proizvod. Tehnička dokumentacija mora da sadrži podatke o projektovanju, izradi i radu opreme, u meri koja je potrebna za ocenjivanje usaglašenosti. Ove svoje obaveze proizvođač nikada ne može preneti na drugoga (svog zastupnika, uvoznika, distributera i sl.). Ocenjivanje usaglašenosti sprovodi proizvođač, u postupku interne kontrole proizvodnje. Deklaracija o usaglašenosti je isprava koju izdaje,

odnosno sačinjava proizvođač ili njegov zastupnik. Ova isprava predstavlja vrstu pravne izjave kojom proizvođač ili njegov zastupnik potvrđuje:

- da su ispunjeni svi odgovarajući zahtevi iz tehničkog propisa,
- da poseduje tehničku dokumentaciju,
- ako je to potrebno, poseduje i druge isprave o usaglašenosti, kojima nesumnjivo potvrđuje ispunjenost zahteva iz tehničkog propisa,
- da preuzima odgovornost za usaglašenost proizvoda sa propisanim zahtevima, odnosno preuzima odgovornost za bezbednost proizvoda.

Prema Direktivi 2004/108/EC, proizvođači elektronskih uređaja pokreću EMC testove kako bi se uskladili sa obaveznim CE označavanjem (CE-labeling). Provera ispunjenosti zahteva harmonizovanih standarda iz oblasti EMC podrazumeva testiranje uređaja od strane odgovarajuće laboratorije, opremljene za testiranje uređaja u skladu sa odgovarajućim standardima. Za potrebe sprovođenja zahteva Direktive 2004/108/EC definisane su tri grupe standarda:

- *generički (opšti) standardi*, koji definišu precizne zahteve za emisiju i imunost sa pripadajućim limitima i postupak ispitivanja;
- *osnovni (bazični) standardi*, koji definišu metode i test procedure za ispitivanje i merenje emisije i imunosti;
- *proizvodni standardi*, koji se odnose na familiju proizvoda.

Osnovni EMC standard koji se odnosi na emitovanje i imunost na RF smetnje je standard CISPR 16, koji definiše metode merenja RF smetnji, merne uređaje, statističke greške merenja i obradu mernih rezultata. Ostali CISPR standardi se odnose na različite grupe proizvoda (alati i uređaji u domaćinstvu, RTV prijemnici, oprema za osvetljenje, oprema za informacione tehnologije, vozila, industrijska, medicinska, naučna RF oprema i dr.).

EMC ispitivanja se sastoje od testa imunosti i testa emisije. Prilikom ispitivanja imunosti, uređaj mora funkcionisati bez ometanja, u toku i nakon njegovog izlaganja spolja generisanom EM polju ili interferentnim strujama u provodnicima koji su sastavni deo uređaja. Test imunosti uključuje i testiranje uređaja na elektrostatička pražnjenja.

Test emisije (izračeni test emisije) obuhvata merenja EM polja na određenoj udaljenosti uz korišćenje odgovarajućeg prijemnika za ispitivani frekvencijski opseg. Zbog ponavljanja postupka merenja, merno okruženje i oprema koja se koristi u potpunosti se moraju opisati,

naročito je potrebno specificirati tip i polarizaciju korišćenih antena. Test emisije obuhvata i test emisije provodnika, što podrazumeva merenje napona EM interferencije na provodnicima [1].

Posebna pažnja u oba testa, posvećena je grešakama merenja, koje mogu biti posledica testnog okruženja i osnovnih sredstava. Merenja se izvode u fazi projektovanja uređaja radi utvrđivanja nivoa emisije i osetljivosti delova uređaja i radi pronalaženja potencijalnih uzročnika problema, kao i na celokupnom proizvodu u skladu sa propisanim standardima, koja su obavezna. U većini slučajeva akreditovane laboratorije izvode formalne testove koji su zahtevani od strane sertifikacionih tela. Ako proizvod koji se testira ne ispunjava određeni standard, on se vraća projektantu na korekciju, tako da podleže daljem testiranju radi dijagnostikovanja uočenih nedostataka. Svrha EMC projektovanja je smanjenje potrebe za retestiranjem i svođenjem modifikacija na gotovom uređaju na najmanju moguću meru. U zavisnosti od pojedinačnog standarda, testiranje se radi na frekvencijama od nekoliko kHz do nekoliko GHz.

2.3 Zaštitna metalna kućišta

Jedan od načina smanjenja EM emisije uređaja i povećanja njegove imunosti na spoljašnje EM zračenje je smeštanje uređaja u zaštitno kućište [1,64]. Kućište je obično prazna metalna kutija u koju se postavlja uređaj ili njegov osetljivi podsklop, sa ciljem ograničavanja EM polja na zapreminu definisanu kućištem. Kućište štiti uređaj koji je u njega smešten od eksternog EM zračenja, ali štiti i okolni prostor od EM polja koje generiše uređaj. Kućišta se obično izrađuju od materijala koji se odlikuje visokom električnom provodljivošću, kao što su: metalizovana plastika, metalne mrežice ili limovi debljine do nekoliko milimetara ili metalne folije [66]. U novije vreme su postali popularni kompozitni materijali [67], koji se odlikuju malom masom, velikom čvrstoćom, otpornošću na habanje i koroziju, niskom cenom i jednostavnom obradom. Ali, ti materijali se karakterišu znatno manjom provodljivošću od metala, a time i slabijom zaštitom. Geometrija kućišta zavisi od namene. Najčešće korišćena kućišta su pravougaonog, cilindričnog i eliptičnog poprečnog preseka.

Kućišta moraju obezbediti zaštitu kako od električnog tako i od magnetskog polja [3]. Kućišta koja obezbeđuju zaštitu od električnog polja izvode se na bazi *Faradey*-evog kaveza [68,69]. *Faradey*-ev kavez u električnom polju neće apsorbovati polje, već će proizvesti električni potencijal suprotnog polariteta na ivicama kaveza. Taj potencijal stvara električno polje suprotno

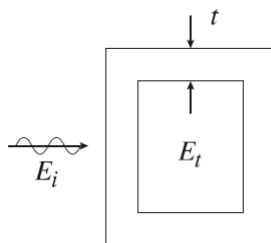
inicijalnom polju, pa u samom kućištu neće biti polja. Ako kućište ima otvor, električno polje će se naći i u prostoru unutar kućišta. Jačina polja u kućištu će opadati sa povećanjem razmaka od zida sa otvorom.

Faradey-ev kavez ne funkcioniše kada je u pitanju magnetsko polje. Tangencijalna komponenta magnetskog polja prolazi kroz zid kućišta koji obezbeđuje zaštitu od električnog polja. Prigušenje magnetskog polja može se ostvariti sa materijalom koji ima permeabilnost mnogo veću od 1. U tom slučaju magnetsko polje će ostati na zidovima kućišta, ali ga u unutrašnjosti kućišta neće biti. U slučaju postojanja otvora na zidu kućišta, magnetsko polje će se naći unutar kućišta i opadaće takođe sa povećanjem razmaka od zida sa otvorom.

Na osnovu navedenog se može zaključiti da zaštita od električnog i magnetskog polja zahteva različitu zaštitu. Za zaštitu od oba polja zajedničko je da osetljive elektronske komponente treba postaviti što dalje od zidova kućišta, a naročito od postojećih otvora. To je u suprotnosti sa trendom da se naprave što manji elektronski uređaji. Ukoliko kućište ima paralelne stranice, stvaraju se stojeći talasi koji dovode do pojave rezonanse. Najbolje je napraviti kućište nepravilnih dimenzija, ali to je nepraktično. Pravougaoni poprečni presek kućišta je praktičniji od kvadratnog jer ima manje rezonantnih frekvencija.

2.3.1 Efikasnost zaštite kućišta

Na slici 2.1 predstavljen je mehanizam funkcionisanja kućišta. E_i je incidentno spoljašnje EM polje koje nailazi na kućište debljine zidova t . Uloga kućišta je da spreči postojanje polja unutar kućišta, odnosno da polje E_t minimalizuje.



Slika 2.1 Mehanizam funkcionisanja kućišta

Odnos nivoa incidentnog i prenetog polja, izražen u dB, predstavlja efikasnost zaštite kućišta (*shielding effectiveness* - SE).

$$SE_E = 20 \log_{10} \frac{E_i}{E_t} \quad (2.1)$$

Efikasnost zaštite se osim za električno polje (tzv. električna SE), može definisati i za magnetsko polje (tzv. magnetska SE) na sledeći način:

$$SE_H = 20 \log_{10} \frac{H_i}{H_t} \quad (2.2)$$

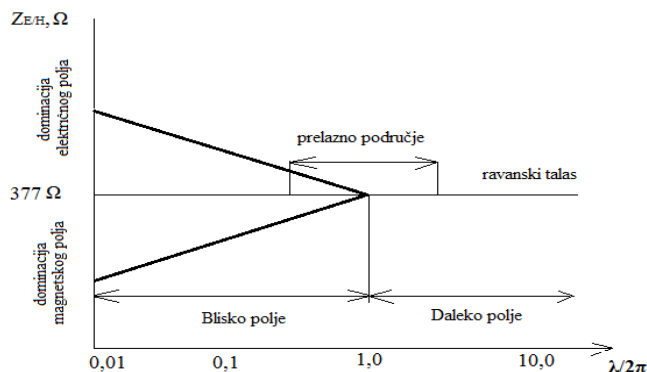
Alternativna definicija za SE je odnos nivoa incidentnog polja u određenoj tački unutar sistema bez prisustva i u prisustvu zaštitnog kućišta [1]. Efikasnost zaštite definisana na ovaj način zavisi od frekvencije zračenja, debljine i EM karakteristika materijala od koga je kućište napravljeno, ali ne i od njegovog oblika. Na vrednost SE kućišta, osim navedenog utiču i drugi parametri, kao što su: veličina, oblik i broj otvora na kućištu, njihova pozicija na zidovima kućišta, kao i sprežni putevi između spolja generisanih EM smetnji i EM zračenja koje potiče od različitih delova sistema. Na osnovu vrednosti parametra SE procenjuju se EM karakteristike kućišta. Zadovoljavajuća vrednost parametra SE za većinu EMC problema je 50-60 dB.

2.3.2 Ponašanje kućišta u elektromagnetskom polju

U zavisnosti od udaljenosti od izvora zračenja, mogu se razlikovati:

- područje bliskog polja,
- područje dalekog polja i
- prelazno područje.

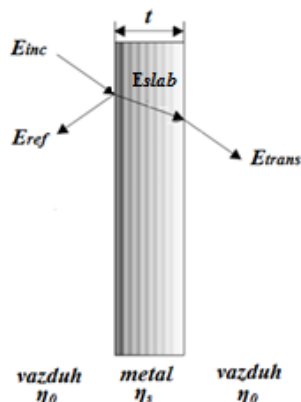
Teorijska granica između bliskog i dalekog polja je $r = \lambda/2\pi$. Rastojanje r zavisi od talasne dužine od interesa u slobodnom polju. Šematski prikaz navedenih područja dat je na slici 2.2.



Slika 2.2 Šematski prikaz područja oko izvora EM zračenja

U realnim uslovima, uređaji se uglavnom nalaze u bliskom polju. Za blisko polje su karakteristična dva slučaja. U prvom, kada je $\frac{|E|}{|H|} \gg \eta_0$, pri čemu je η_0 impedansa EM talasa u slobodnom prostoru, dominira električno polje (indukciona komponenta je slabija). U tom slučaju od interesa je određivanje samo nivoa električnog polja. Primer za to je polje u neposrednoj okolini žice koja je jednim krajem vezana na izvor signala, a drugi kraj je slobodan. U drugom slučaju za $\frac{|E|}{|H|} \ll \eta_0$, polje je dominantno magnetsko i karakteristično je za električne uređaje. Impedansa EM talasa u slobodnom prostoru se može izraziti kao $\eta_0 = E/H$ i iznosi 377Ω . U bliskom polju vrednost impedanse talasa zavisi od osobina izvora polja, osobine sredine u kojoj se talas prostire i položaja merne tačke u odnosu na izvor zračenja. Po analogiji, impedansa prostiranja EM talasa u materijalu je $\eta_s = E_{slab}/H_{slab}$, i manja je od impedanse u slobodnom prostoru. Zbog različitih impedansi dolazi do refleksije, pa kada incidentno polje E_{inc} naiđe na površinu kućišta konačne debljine, deo polja će se reflektovati E_{ref} što zavisi od ugla pod kojim incidentni EM talas pada na metalnu površinu. Deo polja će prodreti i nastaviti kretanje kroz materijal uz prigušenje. Polje u metalu je E_{slab} . Deo polja E_{slab} će prodreti u unutrašnjost kućišta E_{trans} .

Dejstvo EM polja na beskonačnu provodnu ravan, matematički je opisao Schelkunoff u [70]. Ponašanje realnih kućišta u EM polju opisano je u [71]. S obzirom da se izrađuju od metalnih limova velike provodljivosti, zidovi kućišta reflektuju, absorbuju i propuštaju električno, odnosno magnetsko polje. Na slici 2.3 prikazano je ponašanje ravanskog talasa incidentnog na zid metalnog kućišta debljine t .



Slika 2.3 Ravanski talas incidentan na materijal kućišta konačne debljine

Na površini $x=0$ moraju biti zadovoljeni granični uslovi, odnosno

$$E_{x=0^-} = E_{x=0^+} \quad (2.3)$$

i

$$H_{x=0^-} = H_{x=0^+} \quad (2.4)$$

gde $x = 0^-$ i $x = 0^+$ označavaju polja sa leve i desne strane površine $x=0$. Da bi granični uslovi bili zadovoljeni, amplituda reflektovanog polja mora biti:

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

gde je Γ_E koeficijent refleksije električnog polja koji se proračunava kao:

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

Amplituda oslabljenog polja E_{slab} je:

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

pri čemu je T_{E1} koeficijent transmisije električnog polja i iznosi:

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

Sa povećanjem koeficijenta transmisije opada koeficijent refleksije električnog polja i tada se vrednost η_s približava vrednosti η_0 . U slučaju da je $\eta_s = \eta_0$, polje u kućištu je jednako celokupnom incidentnom polju. S obzirom da se radi o materijalu sa gubicima ($\sigma \neq 0$), amplituda prenesenog talasa opada i iznosi:

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

gde je δ konstanta slabljenja materijala i za materijale sa velikim gubicima približno iznosi:

$$\delta \approx 1/\sqrt{\pi\eta\sigma f} \quad (2.10)$$

Polje u kućište je:

$$|E_{trans}| = |E_{slab}(x=t)|T_{E2} \quad (2.11)$$

$$T_{E2} = \frac{2\eta_0}{\eta_0 + \eta_s} \quad (2.12)$$

Na osnovu navedenog, preneseno električno polje u kućištu, izraženo preko incidentnog polja je:

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

Na osnovu ove jednačine, može se izračunati polje za kućište debljine zida t koje je napravljeno od bilo kog materijala. Za kućišta od materijala koji se karakterišu velikom provodljivošću važi:

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

Ukoliko je $\eta_s \ll \eta_0$,

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

S obzirom da se SE definiše kao

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

za kućišta od provodnih materijala, za koje je ispunjen uslov $t \ll \lambda$ (električno tanki materijali), SE izraženo u dB je

$$SE = R(dB) + A(dB) + B(dB) = 20 \log \frac{\eta_0}{4\eta_s} + 20 \log e^{-\frac{t}{\delta}} + 20 \log \left| 1 - e^{-\frac{2t}{\delta}} \right| \quad (2.17)$$

pri čemu je $R(dB)$ slabljenje usled refleksije na graničnoj površini koje zavisi od udaljenosti od izvora (blisko ili daleko polje), odnosa impedanse slobodnog prostora i impedanse metala od koga se polje reflektuje, kao i od frekvencije. Debljina zida kućišta nema uticaja na ovo slabljenje. Slabljenje usled refleksije se smanjuje sa povećanjem frekvencije. Za izvor u dalekom polju slabljenje usled refleksije, približno se može opisati izrazom:

$$R(dB) \approx 20 \log_{10} \frac{\eta_0}{4\eta_s} \quad (2.18)$$

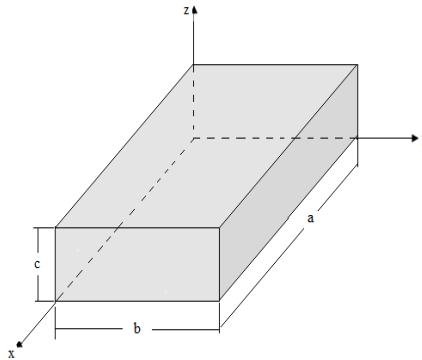
Veličina $A(dB)$ u jednačini (2.17) je apsorpcioni gubitak, koji je direktno srazmeran debljini zida kućišta i obrnuto srazmeran frekvenciji. Za veoma visoke frekvencije, zidovi kućišta mogu biti od vrlo tanke alumunijumske folije.

Veličina $B(dB)$ u jednačini (2.17) je faktor gubitka koji je posledica višestrukih refleksija. Ima negativnu vrednost i umanjuje ukupnu SE.

2.3.3 Rezonantne frekvencije kućišta

Ako je kućište prazno ili je u potpunosti ispunjeno savršenim dielektrikom i nalazi se u EM polju, njegova frekvenzijska analiza se može sprovesti jednostavnim analitičkim postupkom, odnosno matematičim rešavanjem *Maxwell*-ovih jednačina. Međutim, ako je kućište delom ispunjeno nesavršenim dielektrikom problem postaje znatno složeniji, jer prisustvo bilo kakvog opterećenja menja raspodelu EM polja unutar kućišta, pa samim tim utiče i na i karakteristike kućišta (SE, faktor dobrote, promena rezonantnih frekvencija i sl.). Analiza efekta opterećenja na EM nivo unutar kućišta primenom analitičkog postupka za rešavanje talasne jednačine uz postavljanje odgovarajućih graničnih uslova, može biti veoma komplikovana pogotovu ako se radi o opterećenju proizvoljnog oblika.

Kućište pravougaonog poprečnog preseka se može predstaviti kao pravougaoni talasovod kome se zatvore prednja i poslednja stranica provodnim materijalom [72], slika 2.4.



Slika 2.4 Kućište kao pravougaoni talasovod

Polje unutar pravougaonog talasovoda se može dobiti metodom razdvajanja promenljivih koji je opisan u [72]. Primenom *Maxwell*-ovih jednačina u diferencijalnom obliku za takvo kućište dobijamo:

$$\text{rot}\vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (2.19)$$

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{G} - j\omega\vec{D} = \vec{G}_{izvora} + \sigma\vec{E} - j\omega\vec{D} \quad (2.20)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (2.21)$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (2.22)$$

Pretpostavke da u kućištu nema izvora zračenja, da je prostor u kućištu ispunjen vazduhom i da je napravljeno od idealno provodnog materijala, se matematički mogu opisati jednačinama:

$$\nabla \vec{E} = 0, \vec{G}_{izvora} = \vec{0} \quad (2.23)$$

$$\sigma \vec{E} = \vec{0} \quad (2.24)$$

$$\vec{n} \times \vec{E} = \vec{0} \quad (2.25)$$

Primenom ∇ operatora na prve dve *Maxwell-ove* jednačine, (2.19) i (2.20), uz primenu teoreme divergencije ($\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E}$), dobijaju se diferencijalne jednačine za električno i magnetsko polje:

$$(\nabla^2 + k^2) \vec{E} = \vec{0} \quad (2.26)$$

$$(\nabla^2 + k^2) \vec{H} = \vec{0} \quad (2.27)$$

gde je $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$. Iz jednačina (2.26) i (2.27) može se dobiti izraz za polje unutar kućišta.

Ako za kućište dato na slici 2.4 pretpostavimo TM mod i prostiranje u smeru z ose, z komponenta električnog polja ima oblik:

$$(\nabla^2 + k^2) E_z = 0 \quad (2.28)$$

Parcijalna diferencijalna jednačina se može rešiti primenom metode razdvajanja promenljivih:

$$E_{z(x,y,z)} = X(x) \times Y(y) \times Z(z) \quad (2.29)$$

$$YZ \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + XZ \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + XY \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} = 0 \quad (2.30)$$

$$\frac{X''}{X} + \frac{Y''}{Y} + \frac{Z''}{Z} = -k^2 \quad (2.31)$$

Svaki od sabiraka u jednačini (2.31) je konstanta

$$\frac{X''}{X} = -k_1^2, \frac{Y''}{Y} = -k_2^2, \frac{Z''}{Z} = -k_3^2 \quad (2.32)$$

$$-k_1^2 - k_2^2 - k_3^2 = -k^2 \quad (2.33)$$

Rešenja diferencijalnih jednačina su:

$$X(x) = A \cos k_1 x + B \sin k_1 x \quad (2.34)$$

$$Y(y) = C \cos k_2 y + D \sin k_2 y \quad (2.35)$$

$$Z(z) = E \cos k_3 z + F \sin k_3 z \quad (2.36)$$

Longitudinalna z komponenta električnog polja TM moda je:

$$E_z^{TM}(x, y, z) = E_0 \sin k_1 x \times \sin k_2 y \times \sin k_3 z \quad (2.37)$$

pri čemu su:

$$k_1 = \frac{m\pi}{a}, k_2 = \frac{n\pi}{b}, k_3 = \frac{p\pi}{c} \quad \text{uz} \quad m, n, p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.38)$$

konstante koje se određuju iz graničnih uslova, a a , b i c su dimenzije kućišta. S obzirom da je pretpostavljen TM mod prostiranja, longitudinalna komponenta magnetskog polja je jednaka nuli, a transverzalne komponente električnog i magnetskog polja su:

$$\vec{E}_{tr} = \frac{1}{k^2 - k_3^2} \left[\nabla_{tr} \left(\frac{\partial E_z}{\partial z} \right) \right] \quad (2.39)$$

$$\vec{H}_{tr} = \frac{1}{k^2 - k_3^2} [j\omega\epsilon\vec{e}_z \times \nabla_{tr} E_z] \quad (2.40)$$

Zamenom se dobija:

$$E_x^{TM}(x, y, z) = -\frac{k_1 k_3}{k^2 - k_3^2} E_0 \sin k_1 x \times \sin k_2 y \times \sin k_3 z \quad (2.41)$$

$$E_y^{TM}(x, y, z) = -\frac{k_2 k_3}{k^2 - k_3^2} E_0 \sin k_1 x \times \cos k_2 y \times \sin k_3 z \quad (2.42)$$

$$H_x^{TM}(x, y, z) = -\frac{j\omega\epsilon k_2}{k^2 - k_3^2} E_0 \sin k_1 x \times \cos k_2 y \times \cos k_3 z \quad (2.43)$$

$$H_y^{TM}(x, y, z) = -\frac{j\omega\epsilon k_1}{k^2 - k_3^2} E_0 \cos k_1 x \times \sin k_2 y \times \cos k_3 z \quad (2.44)$$

Na sličan način, za TE mod prostiranja postoji samo longitudinalna komponenta magnetskog polja H_z , a longitudinalna komponenta električnog polja E_z je jednaka nuli. Uz primenu metode razdvajanja promenljivih dobijamo:

$$H_z^{TM}(x, y, z) = H_0 \cos k_1 x \times \cos k_2 y \times \sin k_3 z \quad (2.45)$$

$$k_1 = \frac{m\pi}{a}, k_2 = \frac{n\pi}{b}, k_3 = \frac{p\pi}{c} \quad \text{uz} \quad m, n, p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.46)$$

Transverzalne komponente električnog i magnetskog polja, u ovom slučaju su:

$$\vec{E}_{tr} = \frac{-1}{k^2 - k_3^2} [j\omega\epsilon\vec{e}_z \times \nabla_{tr}H_z] \quad (2.47)$$

$$\overline{HE}_{tr} = \frac{-1}{k^2 - k_3^2} \left[\nabla_{tr} \left(\frac{\partial H_z}{\partial z} \right) \right] \quad (2.48)$$

Zamenom se dobija:

$$E_x^{TE}(x, y, z) = -\frac{j\omega\mu k_2}{k^2 - k_3^2} H_0 \cos k_1 x \times \sin k_2 y \times \sin k_3 z \quad (2.49)$$

$$E_y^{TE}(x, y, z) = -\frac{j\omega\mu k_1}{k^2 - k_3^2} H_0 \sin k_1 x \times \cos k_2 y \times \sin k_3 z \quad (2.50)$$

$$H_x^{TE}(x, y, z) = -\frac{k_1 k_3}{k^2 - k_3^2} H_0 \sin k_1 x \times \cos k_2 y \times \cos k_3 z \quad (2.51)$$

$$H_y^{TE}(x, y, z) = -\frac{k_2 k_3}{k^2 - k_3^2} H_0 \cos k_1 x \times \sin k_2 y \times \cos k_3 z \quad (2.52)$$

Na osnovu $f_r = kc/\omega$, gde je $c = 1/\sqrt{\epsilon\mu}$ i jednačina (2.33) i (2.38), rezonantne frekvencije kućišta se mogu izračunati koristeći

$$f_r = \frac{k}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \quad (2.53)$$

Prva (najniža) rezonantna frekvencija kućišta se dobija uz uslov da je $a \geq b > c$ i $m=n=1$ i $p=0$, i iznosi:

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} \quad (2.54)$$

2.3.4 Kućište sa otvorima

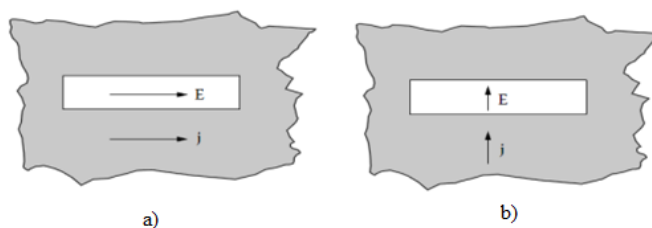
Idealno kućište je kućište bez otvora, napravljeno od materijala savršene provodljivosti. Kućišta od materijala konačne, ali velike provodljivosti, kao što su aluminijum ili bakar, takođe omogućuju veoma dobru zaštitu. Takva kućišta predstavljaju idealnu zaštitu od električnog polja (električna SE je velika), ali veoma malu zaštitu od magnetskog polja (magnetska SE je približno jednaka 0). Za efikasnu zaštitu od magnetskog polja neophodno je da zid kućišta bude debeo i da materijal od koga se izrađuje ima veliku relativnu permeabilnost ($\sim 10^5$). Ako se polje u kome se nalazi kućište menja u funkciji vremena, u kućištu se indukuju struje, koje stvaraju magnetsko polje. Istovremeno, zbog postojanja struja u kućištu postoji i električno polje ($J = \sigma B$), pa zbog graničnih uslova, polje postoji i u unutrašnjosti kućišta. Sa porastom frekvencije do sve većeg izražaja dolazi površinski efekat, polje sve manje prodire u kućište i vrednosti za električnu i magnetsku zaštitnu efikasnost se približavaju jedna drugoj. Električna efikasnost opada sa porastom frekvencije.

Na zidovima kućišta postoje otvori različitog oblika i namene, najčešće za provlačenje napojnih i odvodnih kablova, pristup i kontrolu uređaja, ventilaciju i hlađenje. Takođe, otvori mogu biti i posledica tehnološke realizacije kućišta. Stranice kućišta moraju biti dobro spojene, kako spojevi ne bi postali otvori, odnosno izvori curenja zračenja. Značajan izvor zračenja može biti spoj koji je reda veličine polovine talasne dužine. Otvori na zidovima kućišta se odlikuju naglim promenama EM polja. EM zračenje preko otvora prodire u prostor unutar odnosno izvan kućišta, čime se umanjuje njegova zaštitna funkcija. Iz tog razloga, kućište od metalne mrežice manje je efikasno od kućišta koje je napravljeno od punog metalnog lima. Na frekvencijama, na kojima su dimenzije otvora reda veličine talasne dužine, prodiranje polja u kućište je povećano. Efikasnost zaštite više ne raste, već se menja sa porastom frekvencija zbog rezonansi otvora i rezonansi u unutrašnjosti kućišta. Na vrednost SE kućišta, a samim tim i na performanse elektronskog uređaja, sa EMC stanovišta utiču: dimenzije, debljina zidova kućišta, EM karakteristike materijala od kojih je kućište napravljeno, frekvencijski opseg u kom uređaj

funkcioniše, veličina, oblik i broj otvora, njihove pozicije na zidovima kućišta, parametri pobudnog zračenja, udaljenost od izvora zračenja, sprežni putevi između spolja generisanih smetnji i EM zračenja koje potiče od različitih delova uređaja. Putevi prodiranja smetnji u uređaj su isti kao i putevi kojima smetnje izlaze iz sistema.

Uticaj otvora je dominantan za realizaciju EM sprege između spoljašnjeg polja i struktura unutar kućišta [15-19]. Osim sprege putem otvora, prisutna je i sprega usled difuzije kroz provodne zidove kućišta, kao i sprega sa žičanim i dielektričnim strikturama prisutnim u kućištu. Za pravilno funkcionisanje uređaja neophodno je izvršiti analizu i utvrditi uticaj i nivo spolja generisanih smetnji na delove i uređaj u celini, prirodu i nivo EM emisije koja potiče od različitih delova uređaja, kao i njihovu spregu, kako bi se preduzele adekvatne mere za redukciju, odnosno eliminisanje sprežnih puteva.

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 2.4, čija je dužina veća od širine, moguće je razmatrati dva slučaja: incidentno električno polje polarizovano paralelno dužoj stranici otvora (Slika 2.5a) i polarizovano normalno na dužu stranicu otvora (Slika 2.5b). 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.



Slika 2.5 Prostiranje EM talasa kroz pravougaoni otvor za slučaj: a) horizontalne i b) vertikalne polarizacije [1].

3. TEHNIKE ZA REŠAVANJE PROBLEMA EMC

Generalno, problemi EMC posledica su postojanja velikog broja izvora zračenja, sprežnih puteva i same konfiguracije elektronskih komponenata, podsklopova i sistema u celini. Za rešavanje problema EMC, naročito sa stanovišta primene numeričkih metoda, neophodno je posebno analizirati sledeće činioce:

- konfiguraciju uređaja i sredinu u kojoj uređaj funkcioniše (položaj i udaljenost od izvora zračenja);
- frekvencijski opseg u kom uređaj funkcioniše;
- EM karakteristike materijala;
- fizičke karakteristike strukture koja se modeluje (od velike važnosti je odnos najveće i najmanje dimenzije modelovane strukture).

Dominantan uticaj na ponašanje sistema u celini imaju sprežni putevi preko kojih se ostvaruje sprega izvora i osetljivih delova uređaja. Kao što je već prethodno rečeno, glavnu ulogu u redukovanju sprežnih puteva imaju zaštitna kućišta izrađena od provodnih materijala različite debljine. Pored oklapanja moguće je primeniti i druge postupke u cilju smanjenja smetnji kao i smanjenja ili eliminisanja sprežnih puteva: pravilni izbor *layout*-a, filtriranje signala, uzemljenje i dr. Svi ovi postupci imaju veći ili manji uticaj na normalni radni režim sistema kao i na njegovu veličinu, oblik i težinu. Stoga je jedan od aktuelnih pravaca istraživanja u EMC oblasti razvijanje odgovarajućih metodologija i alata koji će omogućiti optimalnu procenu rada sistema sa EMC stanovišta još u ranim fazama njegovog projektovanja.

U poglavlju 2 je rečeno da se ponašanje sistema sa EMC stanovišta obično karakteriše sa dve osnovne veličine. Prva veličina je nazvana osetljivost sistema na spoljašnje EM zračenje, dok drugu veličinu određuje nivo EM zračenja emitovanog od strane sistema i njegov uticaj na okruženje. U većini praktičnih slučajeva, obe veličine nije moguće odrediti analitički, čak ni uz primenu odgovarajućih pojednostavljenja i aproksimacija. Analitičke tehnike mogu poslužiti kao efikasan aparat samo u slučaju kada se forma EM interakcije sa sistemom unapred može predvideti. Stoga se primena numeričkih tehnika modelovanja nameće kao jedno od dominantnih rešenja. Numeričke tehnike pokušavaju da reše fundamentalne EM jednačine direktno opisujući kompletnu geometriju problema i primenjujući odgovarajuće granične uslove na njegovim krajevima. Time značajno olakšavaju proces projektovanja elektronske opreme omogućavajući

procenu stepena sprege i interference između sistema i podsistema i ukazujući na optimalnu strategiju projektovanja.

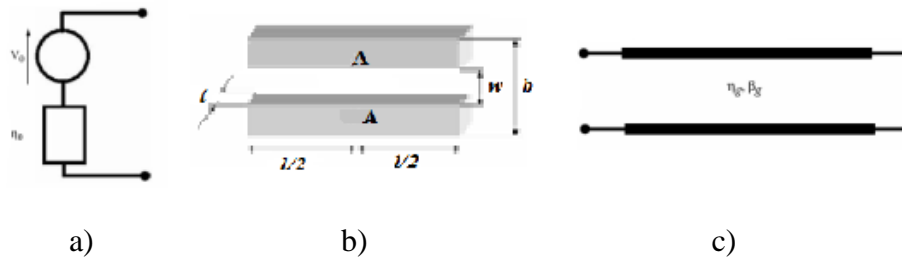
Numeričke metode najčešće predstavljaju matematičke tehnike za rešavanje diferencijalnih i integralnih jednačina kojima se opisuje EM pojave u okolini zaštitnih kućišta. U zavisnosti od domena u kome se definiše pobudna funkcija (promenljiva), numeričke metode se mogu podeliti na vremenske i frekvencijske, a prema domenu matematičkog operatora na diferencijalne i integralne. Vremenske metode su podesne za analizu prelaznih režima i nelinearnih pojava, dok su metode formulisane u frekvencijskom domenu podesne za analizu odziva sistema na sinusnu pobudu u stacionarnom stanju. U zavisnosti od vrste problema koji će se analizirati, zavisi i vrsta metode koja će se primeniti. Integralne metode su pogodne za rešavanje problema tzv „otvorenih granica“. Za modelovanje složenih struktura na frekvencijama reda do nekoliko GHz, pogodno je koristiti diferencijalne numeričke tehnike u vremenskom domenu. Toj grupi pripadaju metoda konačnih razlika (*finite-difference time domain* – FDTD) [36-38] i metoda modelovanja pomoću električnih vodova, odnosno transmisionih linija (*transmission-line matrix* – TLM metod) opisana u [39-43]. Primena diferencijalnih numeričkih metoda u vremenskom domenu zahteva vremensku i prostornu diskretizaciju modelovanog prostora. Od pravilnog izbora vremenskog i prostornog koraka diskretizacije zavisi trajanje procesa modelovanja i greške modelovanja. Pravilo nastalo iz praktične primene je da prostorni korak diskretizacije bude manji od 1/10 najmanje talasne dužine koja se razmatra.

Osim navedenih, za rešavanje problema EMC, u upotrebi su i metoda momenata (*Method of Moments* - MOM) [73,74], metoda konačnih elemenata (*Finite Element Method* - FEM) koja predstavlja kombinaciju MOM-a i FDTD metode [75,76] koja pripada grupi tzv. hibridnih metoda, tehnika konačnih integracija (*Finite Integration Technique* - FIT) i drugi [77].

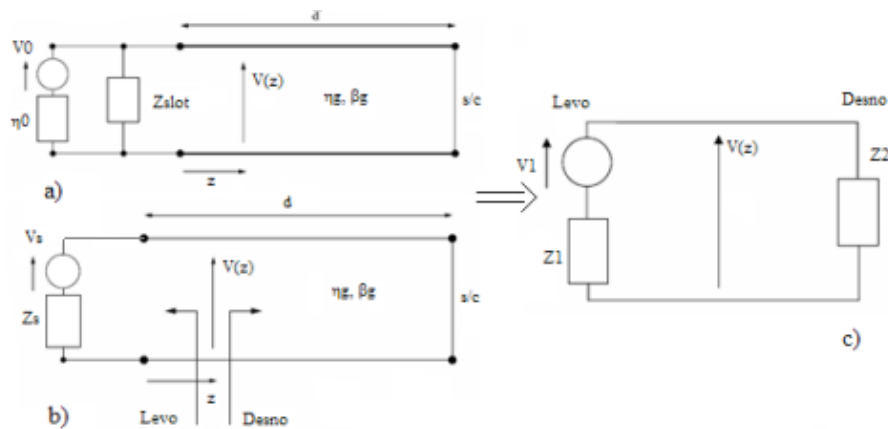
3.1 Jednostavna analitička tehnika za proračun SE kućišta

Analitičke metode se sa velikom pouzdanošću mogu primeniti za rešavanje problema na strukturama jednostavne geometrije, dok u slučaju složenih struktura uglavnom daju aproksimativne rezultate. Tako se na primeru pravougaonog kućišta ($a \times b \times d$) sa jednim pravougaonim otvorom $l \times w$ postavljenim u centru prednjeg zida dimenzija $a \times b$ [16,17,26] može primeniti jednostavna analitička formulacija za proračun SE kućišta [16]. Osnovni elementi

navedenog problema, prema [16] su: izvor EM smetnje, kućište i otvor (Slika 3.1), koji se primenom Tevenenove teoreme mogu prikazati kao elementi ekvivalentnog kola prikazanog na slici 3.2.



Slika 3.1 Tri elementa analitičkog modela kućišta sa otvorom, a) incidentni ravanski talas, b) otvor dimenzija $l \times w$ i c) kućište)



Slika 3.2 Ekvivalentno kolo problema sa slike 3.1

Za slučaj pobude u vidu ravnanskog talasa i pretpostavljeni TE_{10} mod prostiranja, incidentni talas može se predstaviti preko Tevenenovog ekvivalentnog kola kao što je prikazano na slici 3.1a [17]. Pri tome je pretpostavljeno da je vektor incidentnog električnog polja normalan na dužu stranicu otvora (l) što je najkritičniji slučaj sa stanovišta efikasnosti oklopa. Naponski izvor V_0 predstavlja jačinu incidentnog polja, a η_0 impedansu slobodnog prostora ($\sim 377 \Omega$).

Pravougaoni otvor se modeluje kao koplanarna strip linija kratkospojena na oba kraja (Slika 3.1b), karakteristične impedanse [17]

$$Z_{0cs} = 120\pi^2 \left[\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt[4]{1 - (2w_e/b)^2}}{1 - \sqrt[4]{1 - (2w_e/b)^2}} \right) \right]^{-1} \quad (3.1)$$

pri čemu je:

$$w_e = w - \frac{5t}{4\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right) \quad (3.2)$$

gde je t debljina zidova oklopa, a b dimenzija kućišta u pravcu kraće stranice otvora. Jednačina (3.2) je validna za slučaj da je $w < b/\sqrt{2}$ što je ispunjeno u većini praktičnih slučajeva. Ulazne impedanse dve kratkospojene sekcije koplanarne strip linije dužine $l/2$, gledano levo i desno od centra otvora, respektivno, se preslikavaju u šantnu impedansu otvora, Z_{slot} (Slika 3.2a)

$$Z_{slot} = \frac{1}{2} \frac{\ell}{a} jZ_{0cs} \tan \left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \right) \quad (3.3)$$

Kućište se modeluje kao kratkospojeni pravougaoni talasovod u kome je prostiranje duž z -ose (Slika 3.1c). Pod pretpostavkom da se u talasovodu prostire TE_{10} mod, karakteristična impedansa i fazna konstanta su

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

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

respektivno. Uz transformaciju ekvivalentnog kola, napon V_1 i impedanse Z_1 i Z_2 sa slike 3.2c se mogu jednostavno odrediti:

$$V_1 = \frac{V_s}{\cos(\beta_g z) + jZ_s \sin(\beta_g z)/\eta_g} \quad (3.6)$$

$$Z_1 = \frac{Z_s + j\eta_g \tan(\beta_g z)}{1 + jZ_s \tan(\beta_g z)/\eta_g} \quad (3.7)$$

$$Z_2 = j\eta_g \tan[\beta_g(d - z)] \quad (3.8)$$

pri čemu su sa slike 3.2b $V_s = V_0 Z_{slot} / (\eta_0 + Z_{slot})$ i $Z_s = \eta_0 Z_{slot} / (\eta_0 + Z_{slot})$. Veličina d je dimenzija kućišta u pravcu prostiranja ravanskog talasa.

Napon na rastojanju z je:

$$V(z) = V_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (3.9)$$

Na osnovu napona $V(z)$ u ekvivalentnom kolu, može se odrediti električno polje unutar kućišta na udaljenosti z od zida kućišta sa otvorom. Kako je u odsustvu oklopa električno polje u istoj tački jednako polovini napona V_0 , to se za SE dobija konačan izraz:

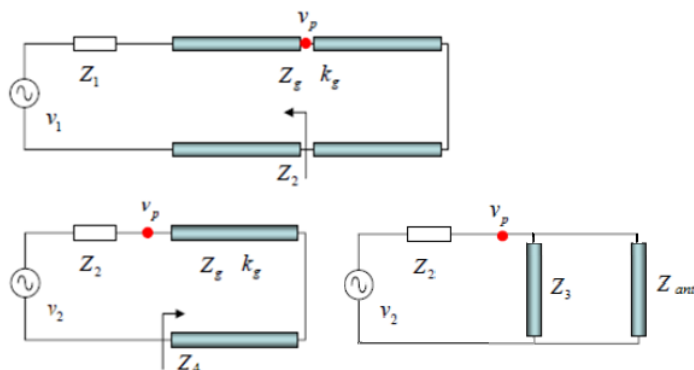
$$SE = 20 \log[V_0 / 2V(z)] \quad (3.10)$$

Opisana analitička formulacija, koju je je razvio M. P. Robinson [17], nije mogla da se primeni kada otvor nije u centru zida, kada na istom ili različitim zidovima kućišta postoje dva ili više otvora i kada incidentni talas nailazi pod proizvoljnim uglom u odnosu na ravan zida sa otvorima. Primena ovog modela je stoga bila ograničena za slučaj postojanja samo jednog otvora postavljenog u centru zida koji je normalan na pravac prostiranja incidentnog ravanskog talasa. Takođe, model nije uzimao u obzir prisustvo drugih EM struktura unutar kućišta.

U [56] opisan je unapređen analitički model koji u razmatranje uzima više otvora na istom ili različitim zidovima kućišta i incidentni talas koji nailazi pod proizvoljnim uglom u odnosu na ravan zida sa otvorima. Međutim, model predložen u [56] nije uzimao u razmatranje perturbacione efekte koje izazivaju otvori na zidovima kućišta koji su paralelni sa smerom propagacije talasa, kao ni difrakcioni efekat i efekat prisustva prijemne antene unutar kućišta.

U [79, 80] opisan je analitički model koji osim broja otvora uzima u razmatranje i impedansu prijemne antene, koja se koristi za merenje nivoa EM polja koje je posredstvom otvora prisutno u

kućištu, a potiče od izvora spoljašnje interferencije. Takva antena se u eksperimentalnom postupku koaksijalnim kablom povezuje sa mernim prijemnikom. Prisustvo antene i kabla dovodi do promene u raspodeli EM polja unutar kućišta, a samim tim utiče i na vrednost SE. Ekvivalentno kolo sa prisutnom antenom prikazano je na slici 3.3.



Slika 3.3 Ekvivalentno kolo kućišta sa jednim otvorom i prijemnom antenom [79,80]

3.2 TLM metod

Metod modelovanja pomoću električnih vodova, TLM metod [45], pripada klasi diferencijalnih numeričkih metoda u vremenskom domenu. Primena ove numeričke metode u analizi brojnih EMC problema bazira se na detaljnom opisivanju geometrijskih i EM karakteristika problema u prostoru, numeričkoj simulaciji njihovog odziva na realnu pobudu u vremenskom domenu i proračun odgovarajućih parametara u frekvencijskom opsegu od interesa. Osnovni gradivni blok u TLM metodi, opisan u [43] je označen kao simetrični kondenzacioni čvor (*symmetrical condensed node* - SCN), slika 3.4. SCN se sastoji od 12 međusobno povezanih električnih vodova, tzv. *link* linija, čiji su parametri (karakteristična impedansa, vreme kašnjenja i dr.) takvi da naponi i struje na ovim linijama predstavljaju električno i magnetsko polje u prostoru zapremine $\Delta x \times \Delta y \times \Delta z$. Dve polarizacije u bilo kom smeru prostiranja su realizovane sa dva susedna para *link* linija koje nisu međusobno spregnute. Neuniformne EM karakteristike sredine se modeluju tako što se na osnovnu strukturu TLM SCN dodaju odgovarajući stabovi u cilju lokalnog povećanja parametara električnih vodova [46].

impedanse link linije jednake impedansi u slobodnom prostoru, Z_0 , i hibridni SCN [46], I tipa kod kojeg se *link* linijama modeluju sve zahtevane induktivnosti u čvoru, pa više ne postoji potreba za kratko-spojenim stabovima ili II tipa kod kojeg se *link* linijama modeluju sve zahtevane kapacitivnosti u čvoru, pa više ne postoji potreba za otvorenim stabovima.

Osnovu TLM algoritma predstavlja procedura rasejanja na čvoru. U svakom vremenskom koraku, impulsi \vec{V}^i , incidentni za svaki čvor, se rasejavaju generišući tako reflektovane impulse \vec{V}^r . Incidentni i reflektovani impulsi su povezani preko relacije $\vec{V}^r = [S]\vec{V}^i$ gde je $[S]$ matrica rasejanja koja zavisi od topologije čvora. Jednostavno ekvivalentno kolo sa koncentrisanim parametrima za SCN nije moguće izvesti, te se stoga moraju primeniti drugi načini za izvođenje karakteristika rasejanja. Jedan od njih, baziran na primeni principa kontinuiteta i održanja naelektrisanja i magnetskog fluksa, dat je u referenci [76]. Na bazi ovog principa, incidentan impuls \vec{V}^i u svakom vremenskom koraku na svakom čvoru, generiše reflektovani impuls \vec{V}^r . Reflektovani naponski impulsi na prilazima SCN sa stabovima su:

$$V_{inj}^r = V_j \pm I_k Z_0 - V_{ipj}^i \quad (3.11)$$

$$V_{ipj}^r = V_j \pm I_k Z_0 - V_{inj}^i \quad (3.12)$$

pri čemu je "+" za: $(i, j, k) \in \{(x, y, z), (y, z, x), (z, x, y)\}$, a "-" za $(i, j, k) \in \{(x, z, y), (y, x, z), (z, y, x)\}$.

Za modelovanje nehomogenih EM karakteristika sredine, reflektovani naponski impulsi na odgovarajućim stabovima se mogu izraziti preko sledećih jednačina:

$$V_{oi}^r = V_i - V_{oi}^i \quad (3.13)$$

$$V_{ksi}^r = I_i Z_{ksi} + V_{ksi}^i \quad (3.14)$$

pri čemu je $(i, j, k) \in \{x, y, z\}$. Ukupan napon i struja na vodovima $V_{x,y,z}$ i $I_{x,y,z}$, izraženi preko incidentnih impulsa su:

$$V_i = 2 \frac{Y_0 V_{kni}^i + Y_0 V_{kpi}^i + Y_0 V_{jni}^i + Y_0 V_{jpi}^i + Y_0 V_{kji}^i}{4Y_0 + Y_{ksi}} \quad (3.15)$$

$$I_i = 2 \frac{V_{jpk}^i - V_{jnk}^i + V_{knj}^i - V_{kpi}^i - V_{ksi}^i}{4Z_0 + Z_{ksi}} \quad (3.16)$$

uz $Y_0 = 1/Z_0$ i $(i, j, k) \in \{(x, y, z), (y, z, x), (z, x, y)\}$.

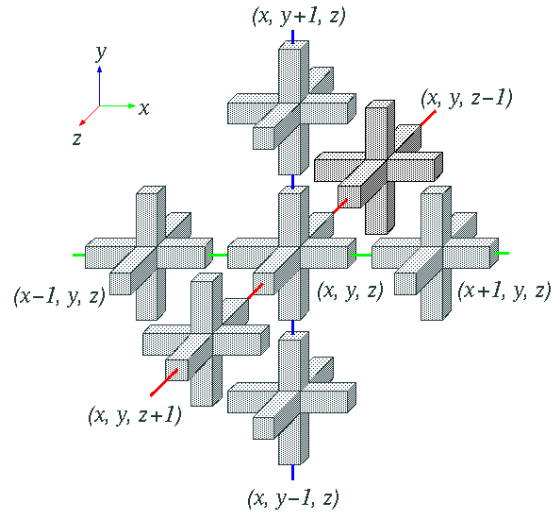
Za brzinu prostiranja u slobodnom prostoru c , vremenski korak diskretizacije Δt , dimenzije TLM čvora po koordinatnim osama Δi , Δj , Δk , admitansa otvorenog staba i impedansa kratkospojenog staba kod SCN sa stabovima su:

$$Y_{ok} = 2Y_0 \left(\frac{\epsilon_{rk}}{c\Delta t} \frac{\Delta i \Delta j}{\Delta k} - 2 \right) \quad (3.17)$$

$$Z_{ksk} = 2Z_0 \left(\frac{\mu_{rk}}{c\Delta t} \frac{\Delta i \Delta j}{\Delta k} - 2 \right) \quad (3.18)$$

Na sličan način moguće je izvesti matricu rasejanja za hibridni SCN, I ili II tipa, kao i za druge u literaturi razvijene varijante SCN [74, 76].

Procedura povezivanja opisuje razmenu impulsa na prilazima jednog TLM čvora sa njemu susednim čvorovima (Slika 3.5). Unutar segmenata prostora sa istim EM karakteristikama i/ili istim karakterističnim impedansama *link* linija, prenos naponskih impulsa kroz TLM mrežu čvorova se svodi na jednostavnu razmenu impulsa između odgovarajućih prilaza dva susedna čvora. Matrica povezivanja se menja na granici dva segmenta čvorova sa različitim EM karakteristikama i/ili različitim impedansama *link* linija. U tom cilju veza dva TLM prilaza, se modeluje preko ekvivalentnog Tevenenovog kola radi proračuna odgovarajućih reflektovanih i incidentnih naponskih impulsa [81].



Slika 3.5. Mreža TLM čvorova

3.3 Konvencionalni i integralni TLM pristup

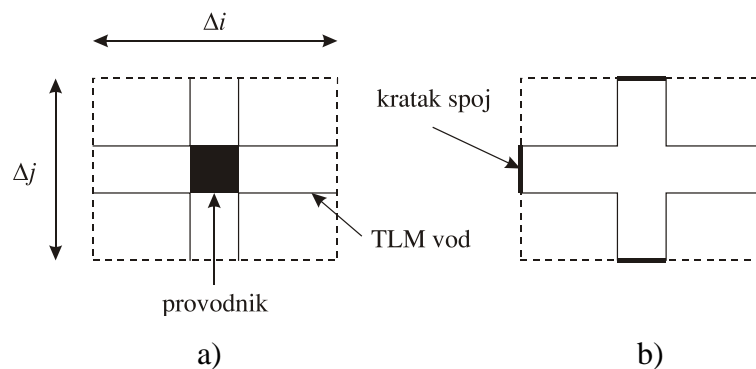
TLM metod ima široku primenu zahvaljujući mogućnosti efikasnog modelovanja uzajamne interakcije pobudnog EM polja i u električnom smislu važnih struktura, kao što su pojedinačni i ventilacioni otvori, tanke žičane strukture, žičani spojevi i slično. U zavisnosti od načina na koji se ove strukture opisuju u TLM modelu, razlikuju se konvencionalni i integralni pristup. Konvencionalni pristup se zasniva na primeni numeričke mreže veće rezolucije za opisivanje malih, ali u električnom smislu značajnih struktura, kao što su otvori na zaštitnim kućištima. U električnom smislu mali otvori su oni čije su dimenzije značajno manje od talasne dužine od interesa za EMC analizu. Za opisivanje električno malih otvora potrebno je nekoliko čvorova duž svake poprečne dimenzije otvora, uključujući i nekoliko čvorova za modelovanje debljine metalnog zida kućišta u prostoru unutar otvora. Konvencionalni pristup omogućava da se sa velikom tačnošću opišu promene EM polja unutar i u okolini otvora, naročito na frekvencijama na kojima je zračenje kroz otvore dominantno. Dimenzije čvorova kojim se opisuju otvori su manje od dimenzija čvorova u ostalim delovima mreže. To za posledicu može imati veliki broj čvorova u numeričkoj mreži i veliko trajanje numeričke simulacije za rešavanje praktičnih EMC problema.

Za potrebe efikasnijeg modelovanja žičanih struktura i žičanih spojeva razvijeni su kompaktni modeli sa integralnim pristupom. Modeli žica i njihovih spojeva implementirani su unutar jednog ili više čvorova, tako da je broj čvorova u mreži manji nego kod konvencionalnog pristupa, a samim tim je trajanje numeričke simulacije skraćeno. Osim za žičane strukture, kompaktni modeli su razvijeni i za ventilacione otvore, proreze i druge sa EMC stanovišta važne strukture.

3.4 TLM modelovanje žičanih struktura

U slučaju TLM modelovanja klasičnog EMC problema za koji je u sekciji 3.1 opisana jednostavna analitička formulacija, neophodno je između ostalog, primeniti numeričku TLM mrežu velike rezolucije, posebno u prostoru definisanom otvorima kako bi se EM prisustvo otvora što tačnije opisalo. Potrebno je poprečni presek svakog otvora opisati upotrebom fine TLM mreže, sa po nekoliko čvorova po širini i dužini otvora. Dubinu otvora je takođe potrebno modelovati sa po nekoliko čvorova po debljini zida kućišta. Kako se u eksperimentalnom postupku određivanja SE kućišta u unutrašnjosti kućišta postavlja prijemna antena za detekciju nivo polja i kako ova prijemna antena konačnih dimenzija može da značajno utiče na raspodelu EM polja u kućištu, a samim tim i na nivo SE, neophodno je osposobiti TLM metod da adekvatno modeluje i žičane strukture.

Najjednostavnije je žičanu strukturu modelovati nizom kratkospojenih TLM čvorova (slika 3.6a) ili pomoću kratko-spojenih *link* linija na prilazima TLM čvorova, kao što je prikazano na slici 3.6b [45].



Slika 3.6. Poprečni presek žice koja se pruža u k smeru, modelovan: a) kratkospojenim TLM čvorom, b) kratkospajanjem vodova

U prvom slučaju se prisustvo žice uključuje u matricu rasejanja na sledeći način:

$${}_n\vec{V}^r = - {}_n\vec{V}^i \quad (3.19)$$

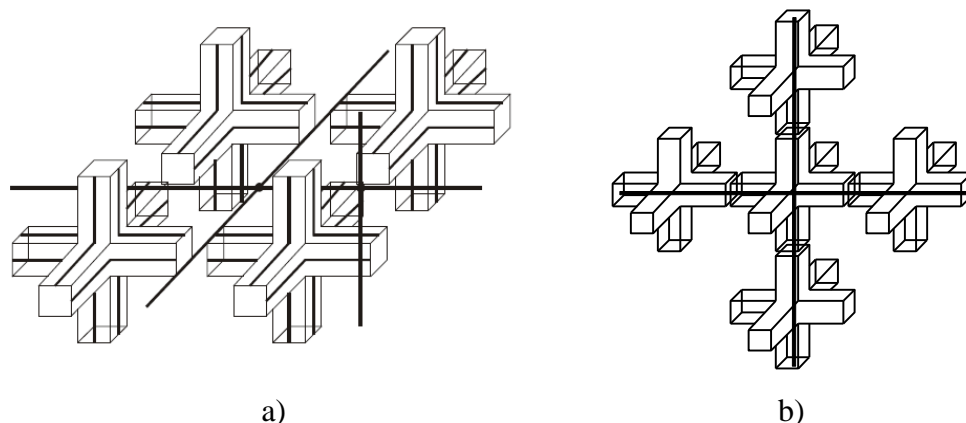
što znači da je matrica rasejanja $[S]$ dijagonalna matrica sa elementima jednakim -1. Indeks n se odnosi na vremenski trenutak koji je n -ti umnožak vremenskog koraka diskretizacije Δt .

U slučaju modelovanja kratko-spojenim *link* linijama, modifikuje se matrica povezivanja izrazom:

$${}_{n+1}\vec{V}^r = - {}_n\vec{V}^i \quad (3.20)$$

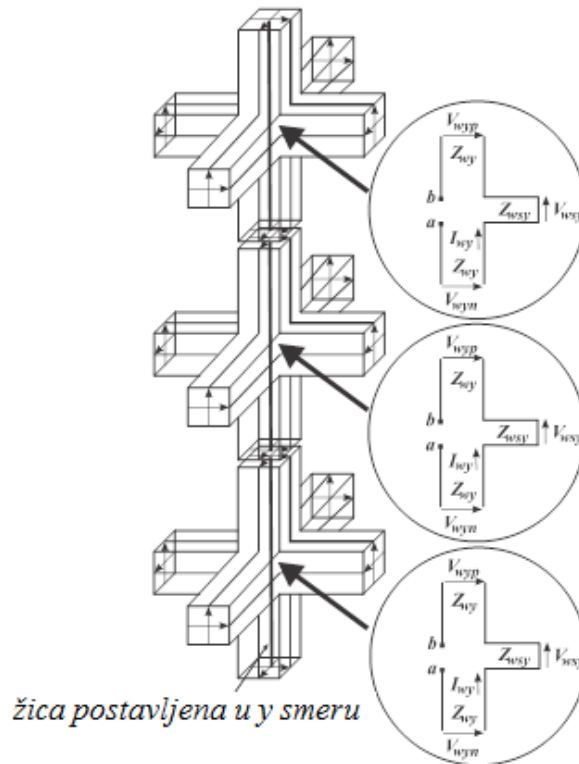
Nedostatak ovakvog pristupa opisivanja kontura žice u vidu kratkih spojeva primenjenih unutar ili na određenim prilazima TLM čvora je u tome što se poprečni presek žice u oba slučaja grubo aproksimira jednim TLM čvorom uzrokujući pomeranje rezonantnih frekvencija za obično 5 – 10% ka nižim frekvencijama, (tzv. rezonantna greška). Takođe, na ovaj način se mogu modelovati samo prave žičane strukture, ali ne i spojevi žica i žičani lukovi.

Mnogo efikasnije rešenje je tzv. integralni pristup koji omogućava efikasno opisivanje dvosmerne EM interakcije između složenih žičanih struktura i EM polja pri čemu žičane strukture mogu biti značajno manjeg poluprečnika u odnosu na dimenzije čvora. Kod ovog pristupa žičane strukture se tretiraju kao novi elementi u TLM mreži vodova koji povećavaju kapacitivnost i induktivnost sredine u kojoj se nalaze. Uvodi se posebna dodatna mreža *link* linija i stabova ubačena između ili unutar TLM čvorova (tkz. TLM žičani čvor) (slika 3.7a i b) kako bi se modelovalo prostiranje signala duž žice i dozvolila u isto vreme interakcija žice sa EM poljem. Sposobnost da modeluje vrlo tanke i složene žičane strukture bez primene mreže ekstremno fine rezolucije oko žice čini ovaj pristup kompaktnim modelom u pravom smislu te reči.



Slika 3.7 Dodatna žičana mreža ubačena a) između čvorova i b) unutar čvorova

Korektno modelovanje žice podrazumeva tačno određivanje njene kapacitivnosti i induktivnosti po jedinici dužine u odnosu na tačku u beskonačnosti. S obzirom da je za cilindar/žicu konačne dužine i proizvoljnog poprečnog preseka, kapacitivnost po jedinici dužine u odnosu na tačku u beskonačnosti uvek nula, dok za induktivnost važi da teži beskonačnosti, problem određivanja podužne kapacitivnosti i induktivnost žice je moguće rešiti definisanjem pojma ekvivalentni poluprečnik. Ovo rešenje se bazira na uvođenju tkz. fiktivnog cilindra koji se može predstaviti nizom TLM čvorova unutar kojih se nalazi žica (Slika 3.8). Pri tome je zahtevana kapacitivnost/induktivnost odgovarajućeg žičanog segmenta jednaka kapacitivnosti/induktivnosti žice van ekvivalentnog poluprečnika ovog niza TLM čvorova. Poluprečnik fiktivnog cilindra je nađen empirijski na osnovu TLM modela koaksijalnog voda primenom mreža različite rezolucije [45] i njegova vrednost je različita za proračun kapacitivnosti i induktivnosti.



Slika 3.8 Kolona žičanih čvorova sa dodatom žičanom mrežom (dve *link* linije i jedna kratko – spojena stab linija po čvoru modeluje jedan žičani segment)

Parametri žičane mreže moraju biti izabrani tako da impulsi u njima putuju sinhronizovano sa ostatkom TLM mreže. Iz tog razloga se uvode dodatne *link* linije i stabovi (slika 3.8). Žičani segment spreže se sa komponentom električnog polja koja je paralelna njegovom pravcu, što dovodi do povećava kapacitivnost i induktivnost sredine u kojoj se nalaze. Karakteristične impedanse *link* i stab linija, Z_w i Z_{ws} , moraju biti tako izabrane da uključuju ovo povećanje kapacitivnosti i induktivnosti, uz istovremeno održavanje sinhronizacije sa ostatkom mreže. Tako na primer za slučaj da je žica postavljena u pravcu y ose koordinatnog sistema, karakteristične impedanse *link* i stab linija dodatne žičane mreže su:

$$Z_{wy} = \frac{\Delta t}{\Delta y C'_w} \quad (3.21)$$

$$Z_{wsy} = L'_w \frac{\Delta y}{\Delta t} - Z_{wy} \quad (3.22)$$

gde Δy predstavlja dimenziju TLM čvora u pravcu segmenta žice koji prolazi kroz čvor, Δt je korak vremenske diskretizacije, C'_w i L'_w su kapacitivnost i induktivnost po jedinici dužine žice, koje se računaju prema [74]:

$$C'_w = 2\pi\epsilon / \ln(k_{Ci} \Delta y_c / r_w) \quad (3.23)$$

$$L'_w = \mu \ln(k_{Li} \Delta y_c / r_w) / 2\pi \quad (3.24)$$

gde Δy_c predstavlja srednju dimenziju poprečnog preseka TLM čvora u pravcu y ose, $\Delta y_c = (\Delta x + \Delta z) / 2$, r_w je realan poluprečnik žice i k_{Ci} i k_{Li} su empirijski faktori dobijeni na bazi poznatih karakteristika TLM mreže i srednje dimenzije poprečnog preseka čvora u smeru u kome je postavljena žica [45]. Za žicu koja se nalazi u slobodnom prostoru empirijski faktori su [45]:

$$k_{Ci} = 0.0511k_i^2 + 0.0194k_i + 0.617 \quad (3.35)$$

$$k_{Li} = 0.34 \quad (3.26)$$

Za žicu koja je iznad površine zemlje empirijski faktori su [84]:

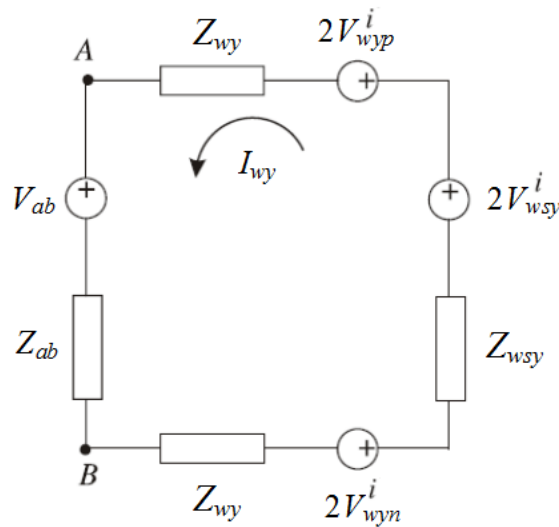
$$k_{Ci} = 0.0223k_i^2 + 0.024k_i + 0.606 \quad (3.27)$$

$$k_{Li} = 0.347 \quad (3.28)$$

Parametar k_i se definiše na osnovu vremenskog koraka diskretizacije Δt i EM karakteristika sredine (ϵ, μ) izrazom:

$$k_i = \frac{2\Delta t}{\sqrt{\epsilon \mu \Delta i_c}} \quad (3.29)$$

Žičano kolo se može rešiti korišćenjem ekvivalentnog kola prikazanog na slici 3.9. Radi jednostavnosti, prilazi SCN čvora sa slike 3.4 koji se sprežu sa pravom žicom u y smeru mogu biti zamenjeni Tevenenovim ekvivalentnim kolom, povezanim između tačaka a i b .



Slika 3.9 Tevenenovo ekvivalentno kolo za pravi žičani segment koji se prostire u pravcu y ose -

Struja u segmentu žice postavljene u y smeru se može izračunati kao [84]:

$$I_{wy} = \frac{2(V_{wyt}^i + 2V_{wsyt}^i - 2V_{wyp}^i - V_{ab})}{2Z_{wy} + Z_{wsy} + Z_{ab}} \quad (3.30)$$

gde V_{ab} and Z_{ab} opisuju dvosmernu spregu odgovarajućih *link* linija SCN polarizovanih u y smeru (impulsi $V_{xny}, V_{xpy}, V_{zny}$ i V_{zpy} i karakteristične admitanse Y_{xy} i Y_{zy}) i otvorene stab linije polarizovane u y smeru (impuls V_{oy} i karakteristična admitansa staba Y_{oy}) polarizovane u y smeru, sa dodatnom žičanom mrežom [45]:

$$V_{ab} = \frac{2(V_{xny}^i + V_{xpy}^i)Y_{xy} + 2(V_{zny}^i + V_{zpy}^i)Y_{zy} + 2V_{oy}^i Y_{oy}}{2(Y_{xy} + Y_{zy}) + Y_{oy}} \quad (3.31)$$

$$Z_{ab} = (2Y_{xy} + 2Y_{zy} + Y_{oy})^{-1} \quad (3.32)$$

Na sličan način se za TLM žičani čvor mogu izvesti izrazi za prave žičane segmente koji se pružaju duž druge dve koordinatne ose. Na osnovu proračunate struje na žici iz jednačine (3.30) moguće je proračunati matricu rasejanja za dodatnu žičanu mrežu, odnosno odrediti reflektovane naposke impulse na njenim prilazima, V_{wyt}^r, V_{wyp}^r i V_{wsy}^r [45,81]. Proračun generalne matrice rasejanja za žičane spojeve i lukove je dat u [45,81]. Treba istaći da je uslov za primenu integralnog pristupa da prečnik žice bude značajno manji od dimenzije TLM čvora (do 40% veličine poprečnog preseka čvora).

Otporno opterećenje na kraju žice može biti razmatrano na dva načina. U prvom slučaju, to opterećenje je pomerenno ka centru poslednjeg žičanog segmenta, izazivajući promene rasejanja u SCN. Takođe, opterećenje može biti definisano na samom kraju žice, i u tom slučaju, Tevenenovo ekvivalentno kolo (slika 3.10) se koristi za određivanje potrebnog koeficijenta refleksije. Otpornik R se koristi za povezivanje jednog kraja žice na najbližu metalnu površinu ili tačku uzemljenja. Koeficijent refleksije ρ za ovu žicu se računa po obrascu:

$$\rho = \frac{R - Z_{wy}}{R + Z_{wy}} \quad (3.33)$$



Slika 3.10 Otporno opterećenje na jednom kraju žice

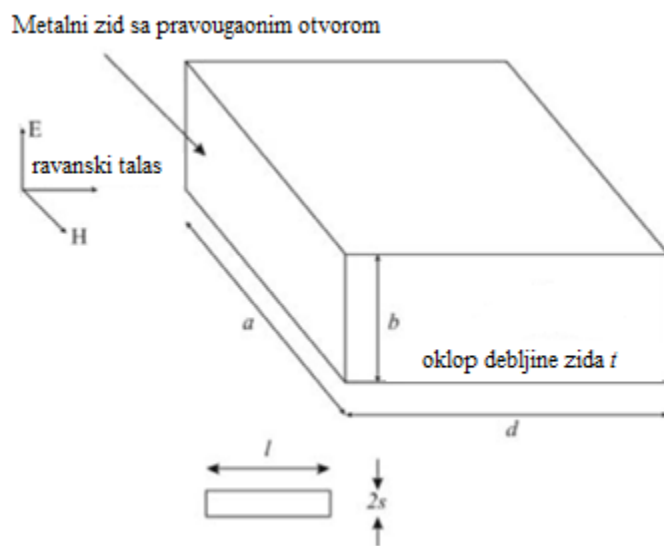
4. ANALIZA UTICAJA PARAMETARA OTVORA NA KARAKTERISTIKE ZAŠTITNIH KUĆIŠTA

Dosadašnja istraživanja su pokazala da je efikasnost kućišta uglavnom uslovljena količinom EM energije koja posredstvom otvora prodire u prostor unutar kućišta, naročito ukoliko je provodnost njegovih zidova velika [83].

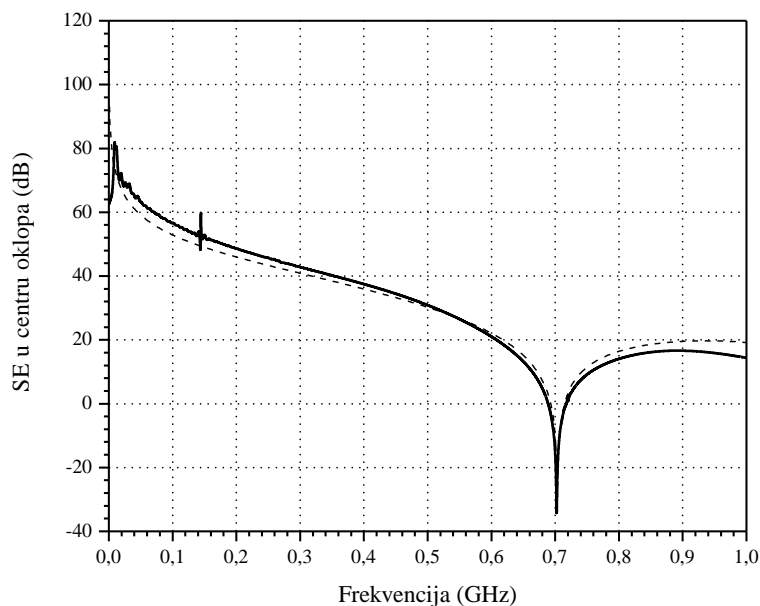
Otvori su šupljine na zidovima kućišta prisutne zbog različitih žičanih spojeva i konektora, pristupa sistemu, ventilacije i hlađenja. Karakterizacija količine energije koja putem otvora prodire u prostor unutar odnosno izvan kućišta, predstavljena je u [16,17,37]. Da bi kućište imalo zaštitnu funkciju, mora se obezbediti nesmetan tok struje po njegovoj površini. Otvori čija je najveća dimenzija mnogo manja od talasne dužine spoljašnjeg zračenja, obezbeđuju mali otpor protoku struja na provodnoj površini. Oblik otvora, pozicija, veličina, njihov broj i razmak između njih, imaju veliki uticaj na tok indukovane struje po površini kućišta, a samim tim i na efikasnost zaštite. U ovom poglavlju prikazano je kako nabrojani parametri otvora utiču na efikasnost zaštite kućišta. Analiza je bazirana na numeričkoj karakterizaciji EM energije koja prodire u prostor unutar kućišta. Pobuda je realizovana ravanskim talasom. Za analizu je primenjen konvencionalni TLM metod.

4.1 Uticaj debljine zida sa jednim pravougaonim otvorom na SE kućišta

Za analizu efekta povećanja debljine zida, sa pravougaonim otvorom na prednjem zidu, na SE upotrebljeno je kućište pravougaonog poprečnog preseka čije su dimenzije $a=300$ mm, $b=300$ mm i $d=120$ mm koje je prikazano na slici 4.1. Debljina zida kućišta je $t=0.5$ mm. Pretpostavljeno je da su zidovi kućišta savršeno provodni i da je pobuda ravanski talas čiji je pravac prostiranja normalan na ravan zida sa otvorom. Dimenzije otvora su (100×5) mm². S obzirom da se radi o jednostavnoj geometrijskoj strukturi, za izračunavanje SE u tački u centru kućišta, primenjena je jednostavna analitička formulacija bazirana na ekvivalentnom kolu opisana u [17] i predstavljena u poglavlju 3.1, kao i konvencionalni TLM model sa rezolucijom od 2.5 mm za opisivanje poprečnog preseka otvora. Rezultati za frekventijski opseg od 0 GHz do 1 GHz, su prikazani na slici 4.2. Sa slike se može uočiti dobro slaganje rezultata dobijenih primenom ove dve metode.



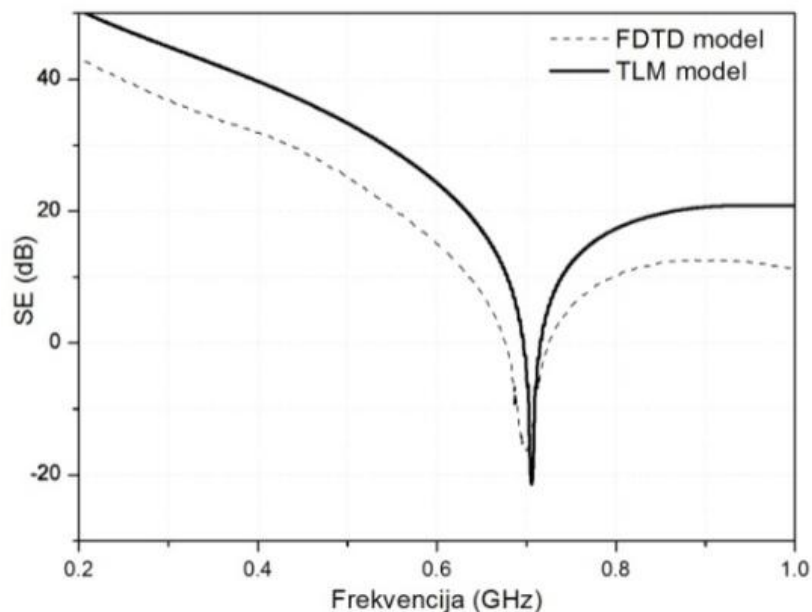
Slika 4.1 Kućište sa otvorom pravougaonog oblika postavljenim u centru prednjeg zida



Slika 4.2 SE kućišta sa jednim pravougaonim otvorom u centru kućišta određena primenom konvencionalnog TLM metoda (puna linija) i analitičkim postupkom [17] (isprekidana linija)

Numerički rezultati dobijeni primenom konvencionalnog TLM metoda upoređeni su i sa numeričkim rezultatima dobijenih FDTD metodom objavljenim u [47] za kućište sa otvorom istih karakteristika i u istom frekventijskom opsegu. Prikaz poređenja je dat na slici 4.3. Kao što

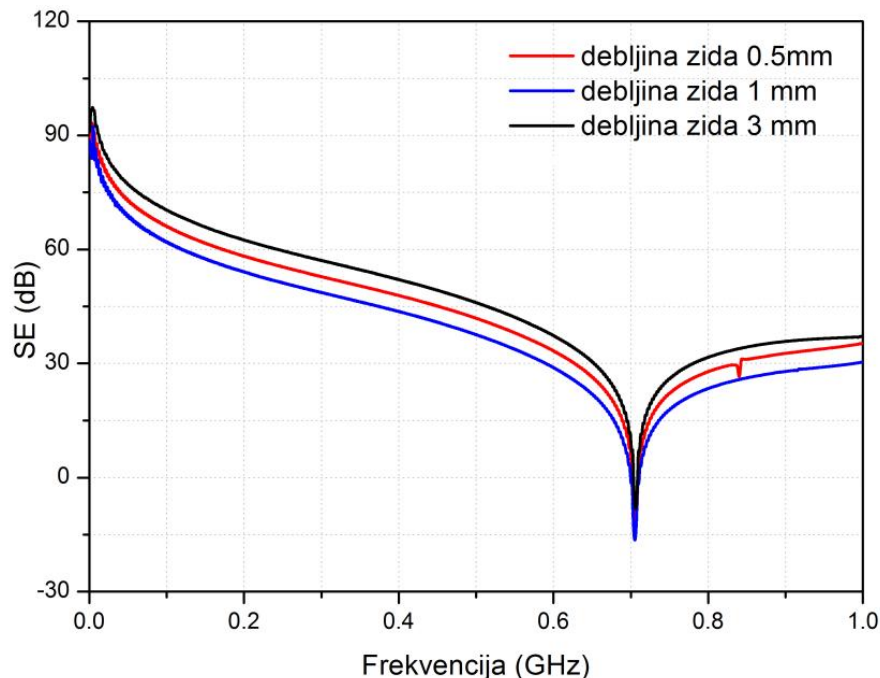
se može uočiti, u celom frekvenzijskom opsegu od interesa u pogledu vrednosti SE postoje odstupanja. Vrednosti SE dobijene FDTD metodom su za oko 10 dB niže od vrednosti dobijene primenom TLM pristupa u gotovo celom frekvenzijskom opsegu koji je razmatran, osim oko rezonantne frekvencije, gde je odstupanje manje. Takođe, rezonantna frekvencija dobijena FDTD metodom je neznatno niža od rezonantne frekvencije dobijene TLM metodom.



Slika 4.3 SE kućišta sa jednim pravougaonim otvorom na prednjem zidu proračunata u centru kućišta primenom TLM i FDTD metoda [47]

Debljina zida može da ima značajan uticaj na zaštitne karakteristike kućišta. Na slici 4.4 prikazan je uticaj debljine zida navedenog kućišta na SE, u frekvenzijskom opsegu od 0 GHz do 1 GHz. Povećanjem debljine zidova kućišta raste SE kućišta, jer dolazi do većeg slabljenja pobudnog polja prilikom prostiranja kroz unutrašnjost otvora. Pri tome oblik zavisnosti SE sa frekvencijom se ne menja značajno sa povećanjem debljine zidova. Generalno, sa povećanjem debljine zidova poboljšava se zaštitna funkcija kućišta, koja je inicijalno narušena prisustvom otvora u zidu. Međutim, veća težina i zapremina kućišta ograničavaju veću primenu ovog efekta u praksi. U razmatranom frekvenzijskom opsegu prisutna je samo osnovna rezonantna frekvencija kućišta, ali se do istog zaključka može doći i za širi frekvenzijski opseg koji obuhvata veći broj rezonantnih frekvencija kućišta. Na osnovu analize objavljene u [80],

zaključak je, da na sličan način povećanje debljine zida utiče na SE kada su na zidu kućišta prisutni kružni otvori umesto pravougaonih.

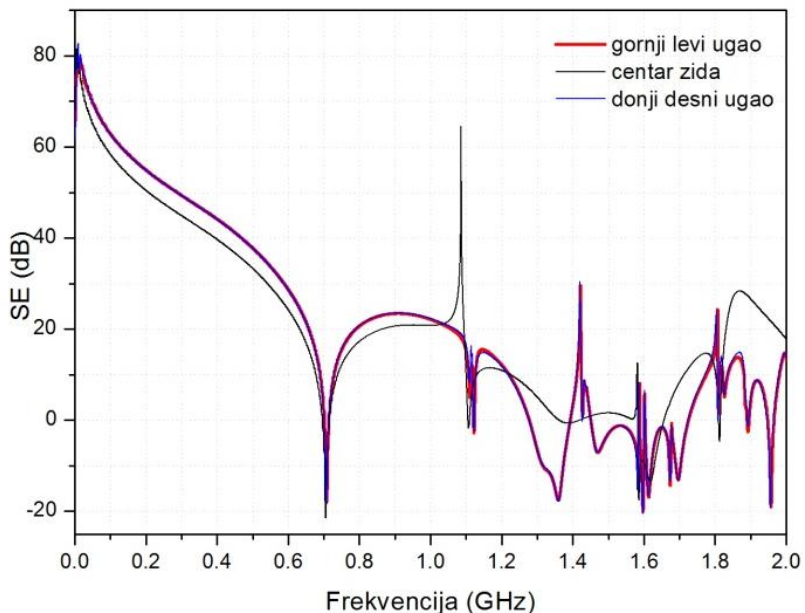


Slika 4.4 SE kućišta sa jednim pravougaonim otvorom u centru prednjeg zida, proračunata u centru kućišta primenom konvencionalnog TLM metoda

4.2 Uticaj pozicije otvora i pozicije posmatrane tačke na SE kućišta

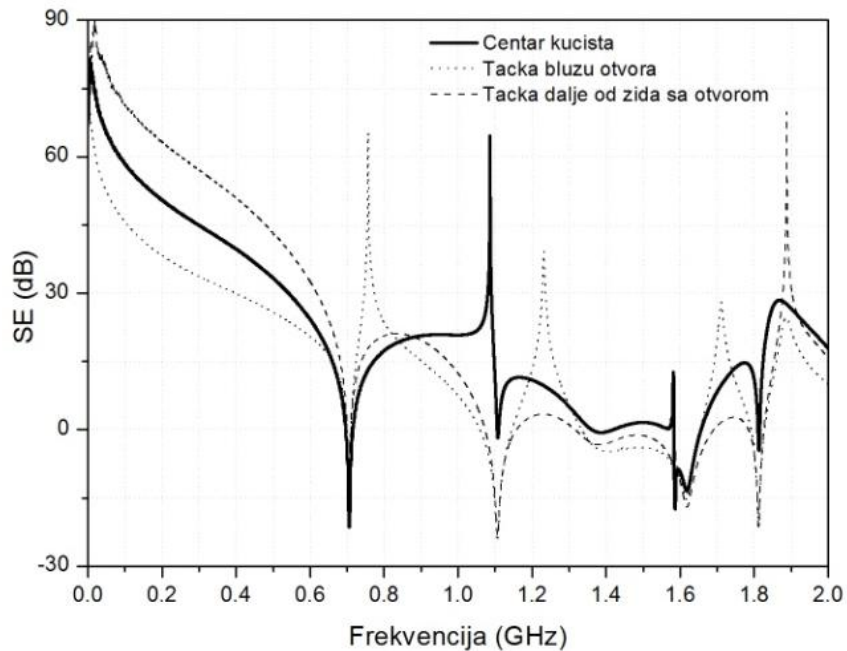
Efekat uticaja pozicije otvora na zidu kućišta, razmatran je na primeru kućišta prikazanog na slici 4.1. Debljina provodnih zidova kućišta je 2 mm. Primenom TLM modela određena je SE kućišta, u frekvencijskom opsegu od 0 do 2 GHz, za tri različite pozicije pravougaonog otvora površine $(100 \times 5) \text{ mm}^2$ na prednjem zidu kućišta, što je prikazano na slici 4.5. Pozicije otvora su definisane koordinatama njegovog centra: $(300, 80, 90) \text{ mm}$ – otvor je u gornjem levom uglu prednjeg zida, $(300, 150, 60) \text{ mm}$ – otvor je u centru prednjeg zida i $(300, 220, 30) \text{ mm}$ – otvor je u donjem desnom uglu prednjeg zida, gledano u smeru prostiranja talasa. Kao što se sa slike 4.5 može videti, krive SE za pozicije otvora u gornjem levom i donjem desnom uglu prednjeg zida se gotovo poklapaju u celom frekvencijskom opsegu. SE kućišta, kada je otvor u centru prednjeg

zida, je u većem delu posmatranog frekvencijskog opsega manja od SE kada su otvori van centra. Pozicije rezonantnih frekvencija se uglavnom poklapaju.



Slika 4.5 SE u centru kućišta za različite pozicije pravougaonog otvora na prednjem zidu

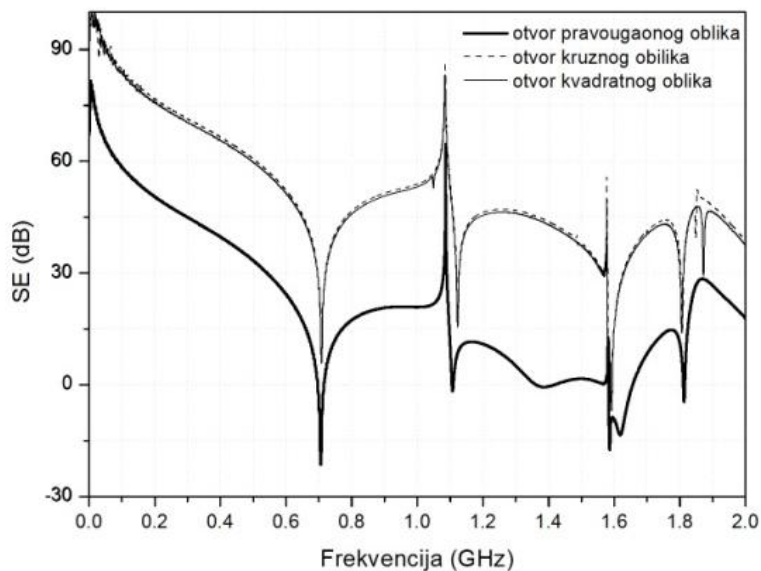
Takođe, SE kućišta nije ista u svim tačkama unutar kućišta, što je razumljivo jer ni nivo EM polja nije isti u svim tačkama. Zato se prilikom smeštanja osetljivih uređaja u kućište, mora obratiti i pažnja na mesto u kućištu gde će se oni postaviti. Zavisnost SE od koordinata posmatrane tačke u kućištu prikazana je na slici 4.6. Koordinate tačke blizu otvora su (250,150,60) mm, centra kućišta (150,150,60) mm, a tačke dalje od zida sa otvorom (50,150,60) mm. Generalno se može zaključiti da je SE veća u tački koja je udaljena od zida sa otvorom, mada se mogu identifikovati frekvencijski opsezi (iznad 1.8 GHz) gde to nije slučaj, što zavisi od uspostavljene raspodele EM polja unutar kućišta. SE je najmanja u tački koja je u blizini otvora.



Slika 4.6 SE u funkciji koordinate posmatrane tačke u kućištu

4.3 Uticaj oblika, veličine i broja otvora na SE kućišta

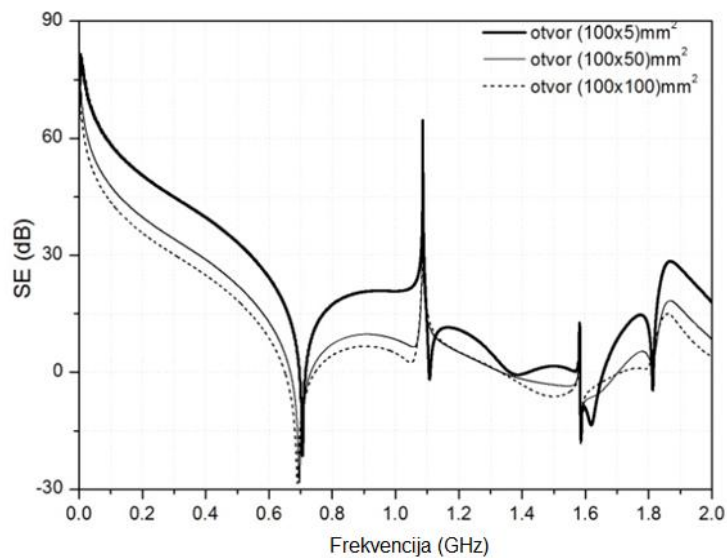
Primena TLM metoda za analizu uticaja parametara otvora opisana je u [13,14,21]. Uticaj oblika otvora na SE kućišta analiziran je i prezentovan u [20,21], a prikazan je i na slici 4.7. Razmatrano je prisustvo jednog pravougaonog otvora dimenzija $(100 \times 5) \text{ mm}^2$, kao i odvojeno prisustvo kružnog, odnosno kvadratnog otvora, iste površine kao i pravougaoni otvor, na prednjem zidu kućišta sa slike 4.1. Poluprečnik kružnog otvora je 12.63 mm, a stranica kvadratnog otvora je 22.36 mm. Pobuda je vertikalno polarizovan ravanski talas čiji je pravac prostiranja normalan na dužu stranicu pravougaonog otvora.



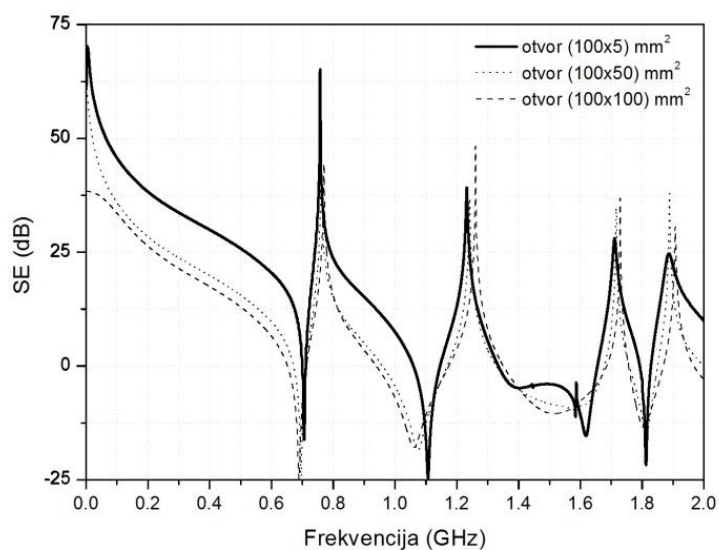
Slika 4.7 SE u centru kućišta u funkciji oblika otvora

Sa slike 4.7 se može uočiti da se krive SE kućišta praktično poklapaju u slučaju kada se na zidu kućišta nalazi kružni, odnosno kvadratni otvor. Vrednosti SE u slučaju tih otvora značajno su veće nego kada se na zidu kućišta nalazi pravougaoni otvor. Ovaj rezultat je očekivan za pretpostavljenu pobudu u vidu vertikalno polarizovanog ravanskog talasa, budući da su stranica kvadratnog otvora i poluprečnik kružnog otvora značajno manje od duže stranice pravougaonog otvora na koju je vektor električnog polja normalan.

Veličina otvora takođe ima značajan uticaj na vrednost polja u kućištu što ilustruje slika 4.8. Povećanjem površine otvora, nivo SE kućišta se smanjuje, što je očekivano budući da veća količina EM energije prodire u prostor unutar kućišta. Ovo smanjenje je prisutno bez obzira na to u kojoj tački se određuje SE kućišta. Takođe se može uočiti da se rezonantne frekvencije pomeraju ka nižim frekvencijama sa povećanjem površine zida pod otvorom.



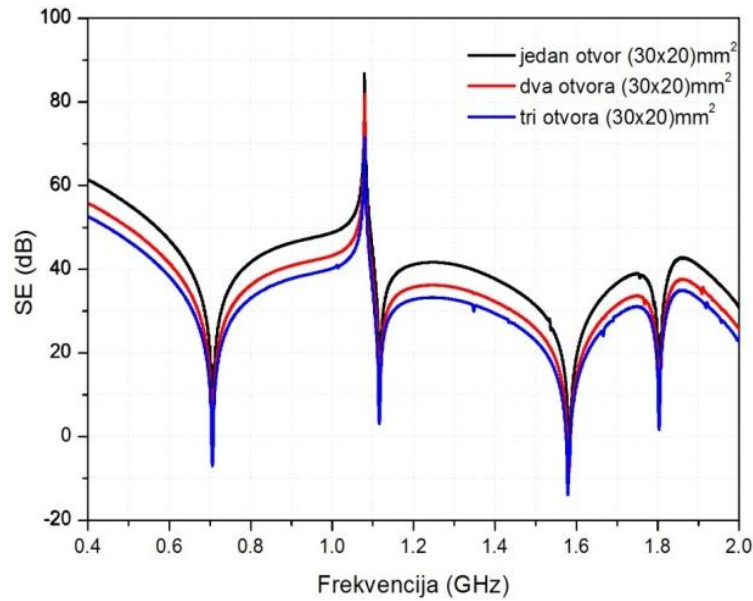
a)



b)

Slika 4.8 SE za različite površine pravougaonog otvora, proračunata u a) centru kućišta i b) tački u blizini zida sa otvorom

Na slici 4.9 prikazan je uticaj broja otvora na prednjem zidu na SE kućišta. Kao što se sa slike može uočiti sa povećanjem broja otvora degradira se SE kućišta. U konkretnom slučaju otvori su iste površine. Isti zaključak se može izvesti i za otvore različitih površina.



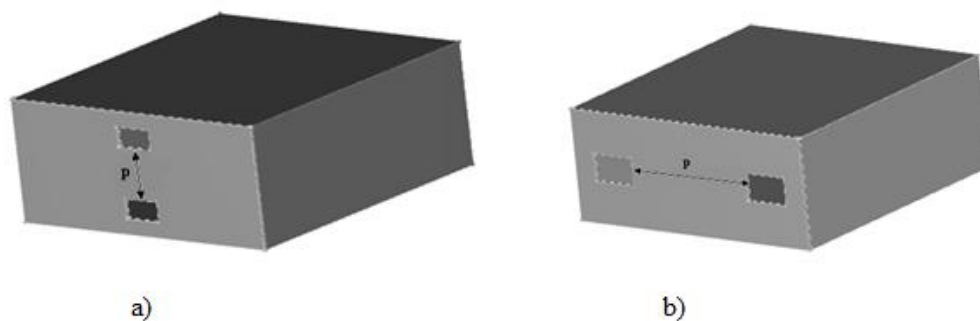
Slika 4.9 SE kućišta za različit broj otvora na prednjem zidu, proračuna u centru kućišta

4.4 Uticaj razmaka između otvora na SE kućišta

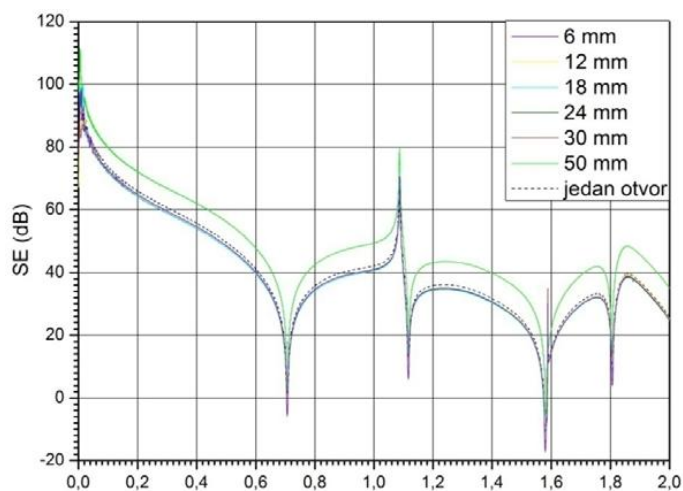
TLM metod je upotrebljen za proračun SE kućišta pravougaonog poprečnog preseka sa dva pravougaona otvora na prednjem zidu. Dimenzije kućišta sa slike 4.1 su $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm. Debljina provodnog zida je 3 mm. Površina svakog otvora je po (30×20) mm². Otvori su postavljeni jedan iznad drugog, odnosno jedan pored drugog, simetrično u odnosu na centar zida na rastojanju p . Promena rastojanja p između otvora je vršena u vertikalnom pravcu i u horizontalnom pravcu, kao što je pokazano na slici 4.10. Korišćena je pobuda u vidu vertikalno polarizovanog ravanskog talasa čiji je pravac prostiranja normalan na ravan zida sa otvorima, u frekvijskom opsegu od 0 do 2 GHz.

Efekat povećanja rastojanja između pravougaonih otvora postavljenih jedan iznad drugog u vertikalnom pravcu na SE kućišta ilustrovan je na slici 4.11a (centar kućišta) i na slici 4.11b (tačka bliža zidu sa otvorima). Rastojanje između pravougaonih otvora povećavano je u koracima od po 6 mm do maksimalno 30 mm. Takođe su razmatrani slučajevi za vertikalno rastojanje između otvora od 50 mm i postojanje jednog većeg pravougaonog otvora površine koja je jednaka zbiru površina dva pravougaona otvora koja se nalaze na određenom rastojanju. Sa slike 4.11a se može uočiti da za različite vrednosti rastojanja između otvora krive električne

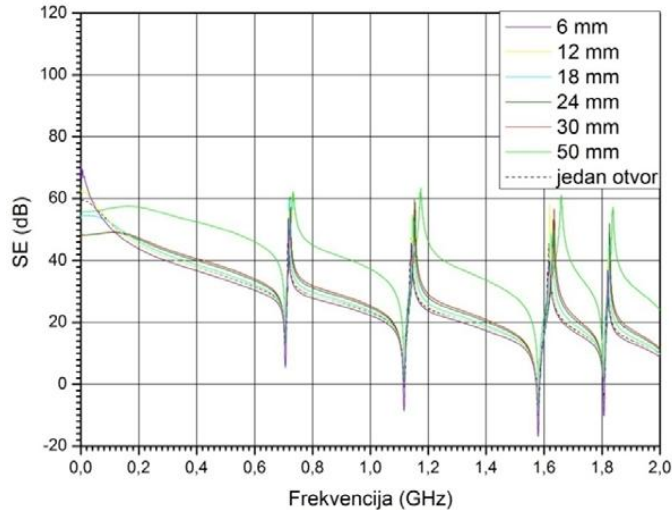
SE imaju isti oblik i da se uglavnom poklapaju. SE je najveća za najveće rastojanje između otvora, odnosno za 50 mm, a najmanja kada na zidu kućišta postoji jedan pravougaoni otvor površine jednake površini dva razmatrana pravougaona otvora na određenom razmaku. Dobijene vrednosti su određene u tački u centru kućišta sa koordinatama (150,150,60) i u tački (250,150,60). Gotovo isti zaključci se mogu izvući za sliku 4.11b.



Slika 4.10 Rastojanje između dva pravougaona otvora postavljenih na prednjem zidu u: a) vertikalnom pravcu i b) horizontalnom pravcu



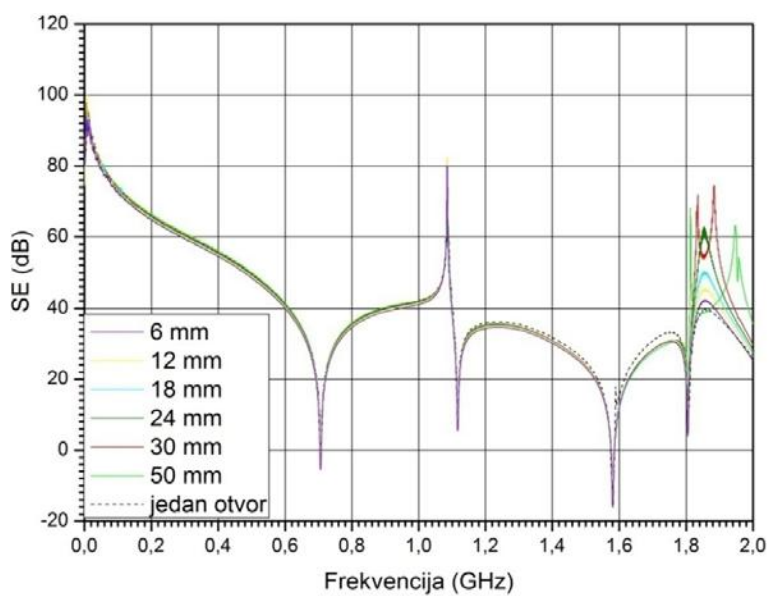
a)



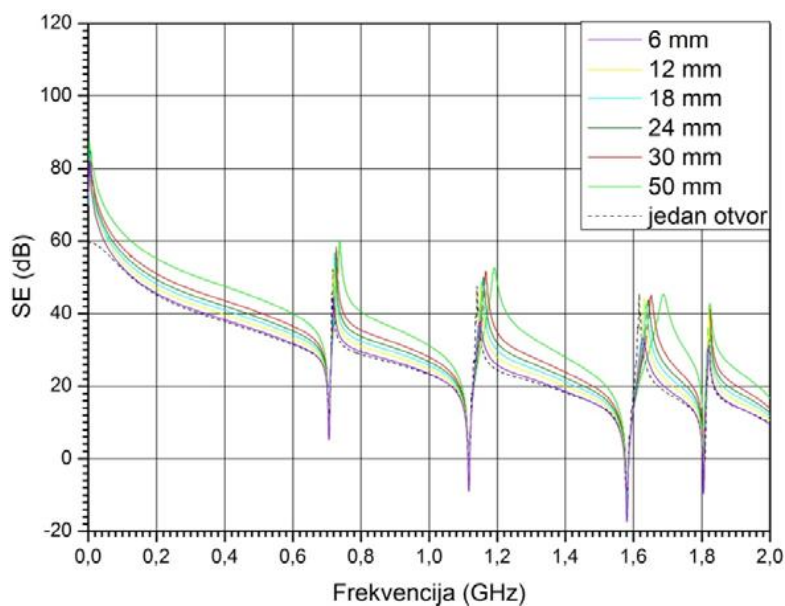
b)

Slika 4.11 SE kućišta sa dva pravougaona otvora površine po $(30 \times 20) \text{ mm}^2$ postavljenim jedan iznad drugog i za jedan veći otvor površine $(30 \times 40) \text{ mm}^2$, proračunata u: a) centru kućišta, b) tački bližoj zidu sa otvorima

Na slikama 4.12a i 4.12b ilustrovan je efekat povećanja rastojanja na SE kućišta u slučaju dva pravougaona otvora površine po $(30 \times 20) \text{ mm}^2$, postavljena jedan pored drugog, u dve različite tačke u kućištu (centar kućišta i tačka bliža zidu sa otvorima). Između otvora, rastojanje je menjano od 6 mm do 30 mm, u koracima od po 6 mm. Razmatran je i slučaj kada je rastojanje između otvora jednako većoj dimenziji otvora, odnosno 50 mm. Takođe je analiziran i slučaj kada na je na zidu kućišta jedan pravougaoni otvor iste površine kao dva manja razmaknuta otvora, odnosno $(30 \times 40) \text{ mm}^2$. Za tačku u centru kućišta, slika 4.12a, kriva SE kućišta sa jednim otvorom veće površine poklapa se sa krivom koja se dobija za međusobno rastojanje otvora od 30 mm, u frekvencijskom opsegu do druge rezonantne frekvencije. Najmanja SE se dobija za međusobno rastojanje između otvora 6 mm, a najveće za 50 mm. Za sva razmatrana rastojanja oblici krivih se poklapaju sa neznatnim odstupanjima. Odstupanja u pogledu vrednosti SE za različite razmake između otvora su veće na frekvencijama iznad 1.6 GHz. U tački bližoj otvorima, što je predstavljeno na slici 4.12b, najmanja vrednost SE je za jedan otvor površine kao dva manja otvora, a najveća za maksimalno razmatran razmak od 50 mm između otvora. Razlika tih vrednosti je približno konstantna u celom frekvencijskom opsegu i približno iznosi 20 dB.



a)

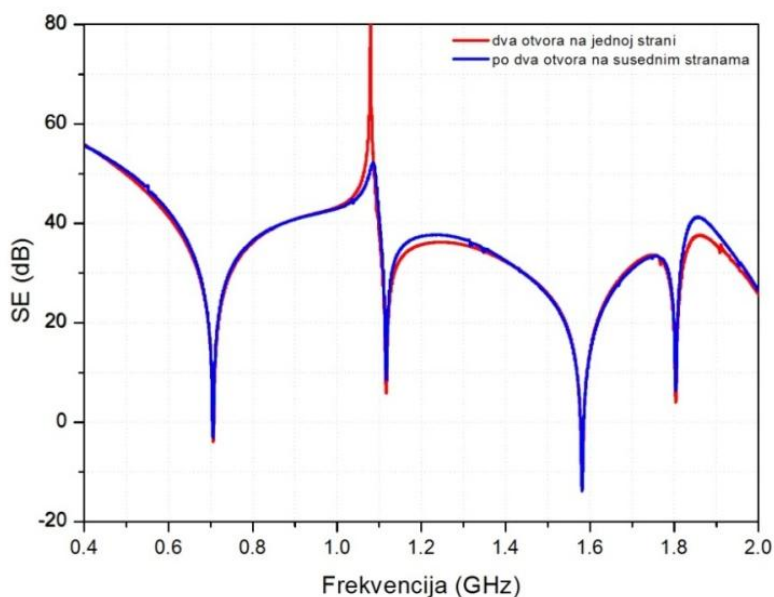


b)

Slika 4.12 SE kućišta sa dva pravougaona otvora površine po $(30 \times 20) \text{ mm}^2$ postavljenih jedan pored drugog i za jedan veći otvor površine $(30 \times 40) \text{ mm}^2$, proračunata u: a) centru kućišta i u b) tački bližoj zidu sa otvorima

4.5 Uticaj postojanja pojedinačnih pravougaonih otvora na susednim zidovima kućišta na SE kućišta

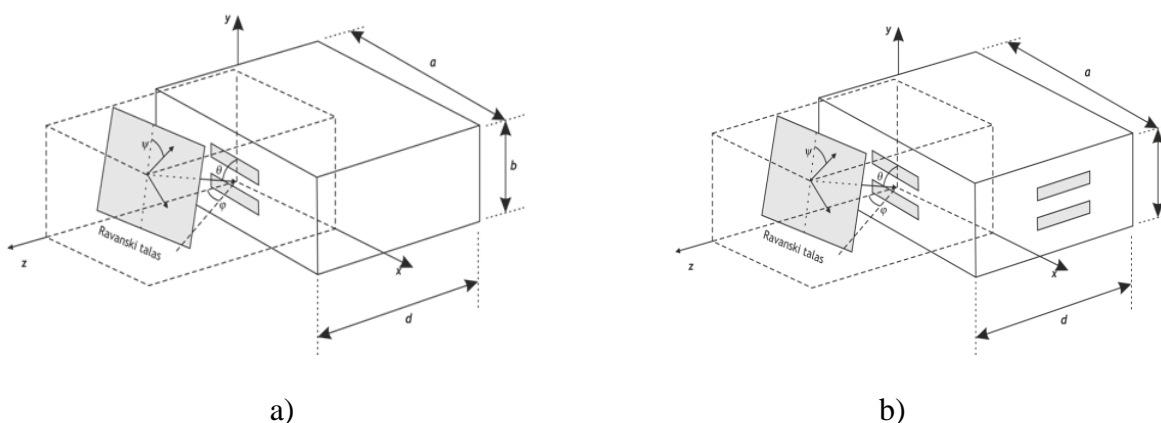
Uticaj postojanja po dva otvora istih dimenzija (30×20) mm² na jednom i na dva susedna zida u istoj tački u kućištu, razmatrano je na kućišta sa slike 4.1 čije su dimenzije $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm. Debljina provodnog zida je 3 mm. Otvori su postavljeni na prednjoj i susednoj bočnoj strani, jedan iznad drugog, simetrično u odnosu na centar zida. Međusobno rastojanje između otvora je 10 mm. Pobuda je ravanski talas čiji je pravac prostiranja normalan na prednji zid sa otvorima, u frekvencijskom opsegu od 0 GHz do 2 GHz. Na slici 4.13 prikazana je SE kućišta sa po dva otvora istih dimenzija (30×20) mm² na jednom i na dva susedna zida, u tački u centru kućišta, u funkciji frekvencije. Povećanje broja otvora na istom ili susednim zidovima negativno utiče na zaštitnu ulogu kućišta. Za slučaj ovako definisane pobude, postojanje otvora na dva susedna zida umanjuje SE kućišta, ali je to umanjeno za ovako definisanu pobudu neznatno.



Slika 4.13 SE kućišta sa po dva otvora istih dimenzija (30×20) mm² na jednom i na susednim zidovima u tački u centru kućišta

5. ANALIZA UTICAJA PARAMETARA POBUDNOG RAVANSKOG TALASA NA ZAŠTITNE KARAKTERISTIKE KUĆIŠTA SA PRAVOUGAONIM OTVORIMA

Količina zračenja koja posredstvom otvora dospeva u prostor unutar kućišta značajno zavisi pored dimenzija i položaja otvora i njihovog broja, i od parametara spoljašnjeg zračenja, odnosno od polarizacije i pravca prostiranja pobudnog talasa u odnosu na ravan zida sa otvorima [35-38, 84]. U ovom poglavlju su ovi parametri pobudnog zračenja analizirani u slučaju kućišta sa pravougaonim otvorima budući da je u slučaju nepoznate polarizacije pobudnog talasa i proizvoljnog ugla pod kojim nailazi na zid sa otvorima teže odrediti koja će komponenta električnog polja biti dominantno pobuđena unutar kućišta, a samim tim i najkritičniji slučaj sa stanovišta EMC (slučaj kada pravougaoni otvori svojim prisustvom najviše narušavaju zaštitnu funkciju kućišta). Razmatrano je kućište pravougaonog poprečnog preseka dimenzija $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm, sa dva pravougaona otvora na jednom zidu ili sa po dva pravougaona otvora na dva susedna zida kućišta, dimenzija po (50×10) mm². Otvori su postavljeni jedan iznad drugog, na razmaku 10 mm, simetrično u odnosu na centar zida kućišta na jednom, kao što je prikazano na slici 5.1a i b, respektivno. Debljina provodnih zidova kućišta je 2 mm.



Slika 5.1 Kućišta upotrebljena za analizu uticaja parametara ravanskog talasa na SE, sa označenim parametrima pobude

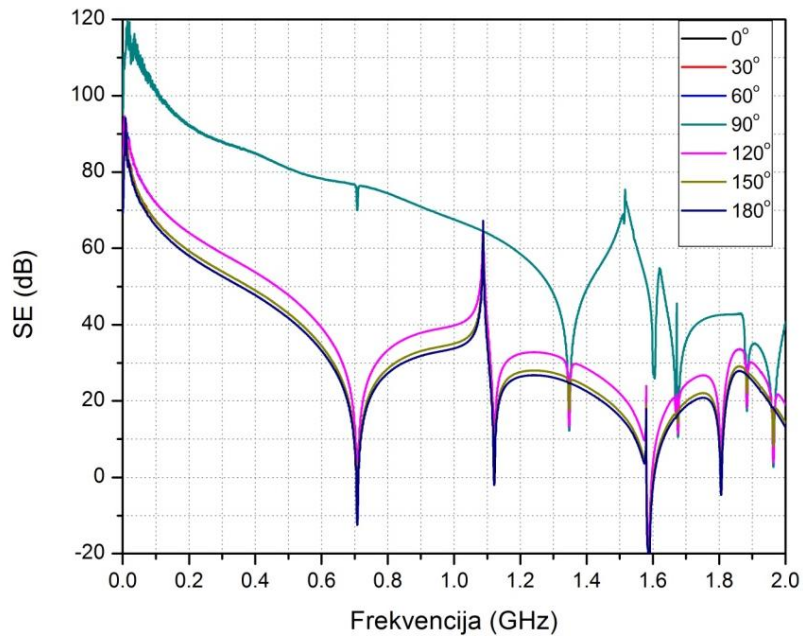
Na istoj slici je sa Ψ označen ugao polarizacije vektora električnog polja, dok su uglovi koji definišu pravac prostiranja ravanskog talasa u odnosu na zidove sa otvorima (tzv. ugao incidencije) u azimutnoj i elevacionoj ravni označeni sa ϕ i Θ , respektivno. U opštem slučaju EM

talas se sastoji od magnetskog i električnog polja čiji su vektori međusobno ortogonalni. Kada je električno polje u y pravcu i magnetno polje u pravcu x ose, onda se EM talas prostire duž z ose. Za proizvoljni polarizacioni ugao Ψ , incidentni talas normalne incidencije se može rastaviti na dve ortogonalne komponente $E \cos \Psi$ i $E \sin \Psi$. Kako vektor električnog polja \vec{E} u opštem slučaju ima proizvoljan pravac, za određivanje tog vektora potrebno je odrediti sve tri ortogonalne komponente polja [56].

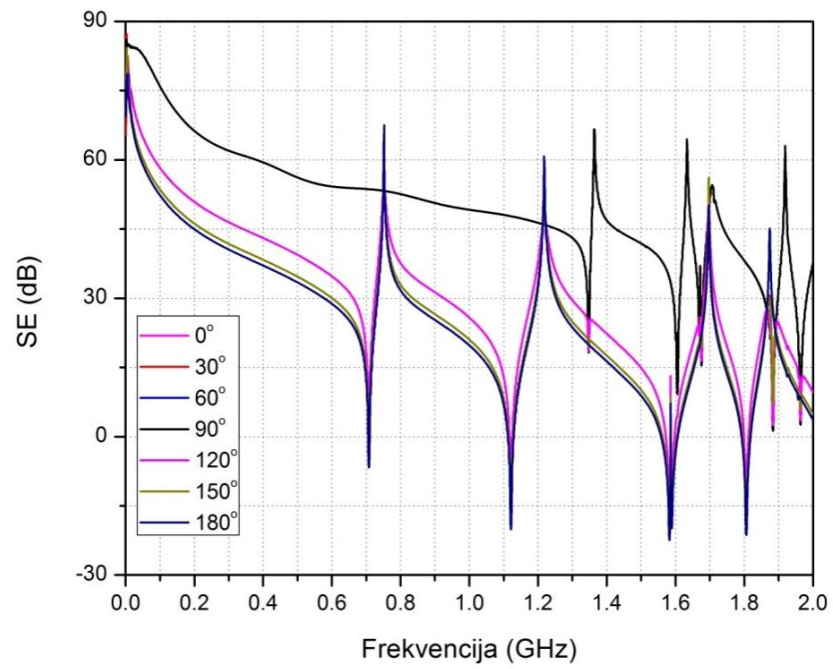
Za analizu uticaja polarizacije i pravca prostiranja pobudnog ravanskog talasa u odnosu na ravan zida sa otvorima upotrebljen je numerički TLM metod. Pri analizi je menjan jedan ugao uz konstantna druga dva ugla. Takođe, razmotren je i slučaj pobude u vidu ravanskog talasa kose incidencije.

5.1 Uticaj promene polarizacije na SE kućišta

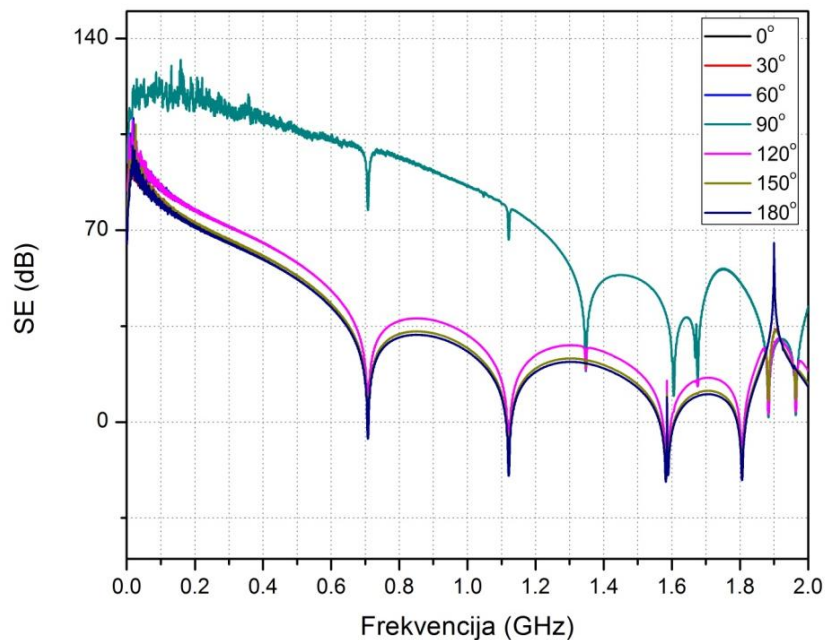
Ugao polarizacije vektora električnog polja, Ψ , je menjan u opsegu od 0° do 180° u koracima od po 30° , pri čemu su vrednosti ugla u azimutu i elevaciji ugla konstantne i iznose $\varphi=0^\circ$ i $\theta=90^\circ$ (normalna incidencija pri kojoj je pravac prostiranja ravanskog talasa u pravcu z ose odnosno upravan na zid sa otvorima). Za vrednosti ugla polarizacije od 0° i od 180° električno polje ima samo y komponentu (tzv. vertikalna polarizacija), dok za vrednost ugla polarizacije od 90° električno polje ima samo x komponentu (tzv. horizontalna polarizacija). Za ostale razmatrane vrednosti ugla polarizacije, prisutne su obe komponente električnog polja. Promena električne SE kućišta sa slike 5.1a sa promenom polarizacije vektora električnog polja ilustrovana na slikama 5.2a, b i c, u tački u centru kućišta, u tački bližoj otvorima na prednjem zidu i u tački bližoj zidu koji je naspram zida sa otvorima, respektivno, u frekvencijskom opsegu do 2 GHz.



a)



b)



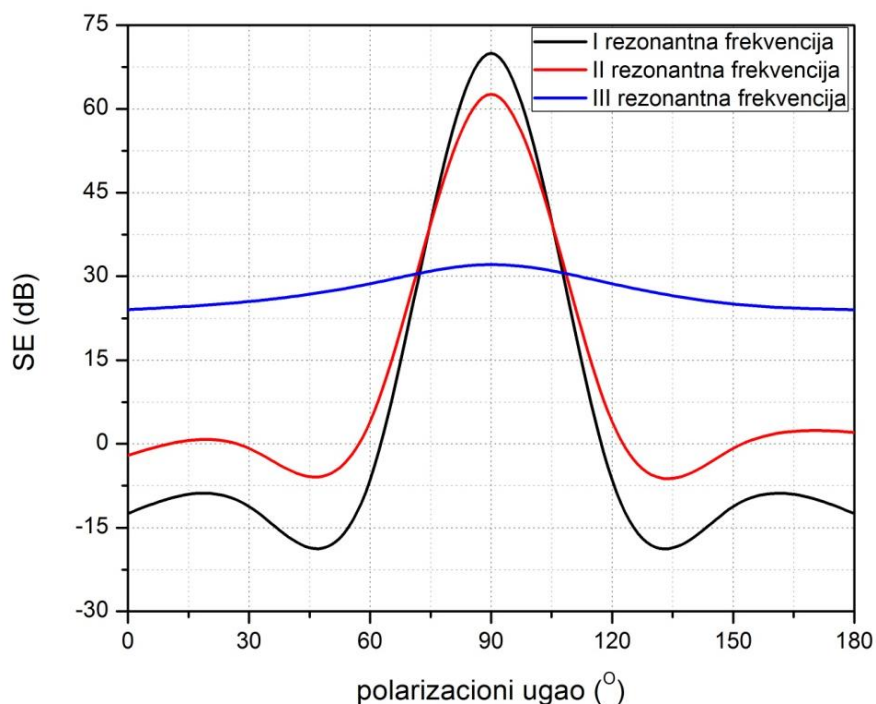
c)

Slika 5.2 SE kućišta u zavisnosti od promene ugla polarizacije u: a) centralnoj tački, b) tački bližoj otvorima na prednjem zidu i c) tački bližoj zidu naspram zida sa otvorima

Sa prikazanih slika se može uočiti da sa promenom ugla polarizacije vektora električnog polja od 0° do 90° , SE kućišta raste. Maksimalna vrednost efikasnosti je za ugao polarizacije 90° , kada električno polje ima samo x komponentu i kada otvor svojim prisustvom najmanje remeti tok indukovane struje u zidu kućišta i kada nema značajne transmisije polja kroz otvor. Daljim povećanjem ugla polarizacije do 180° , vrednost SE opada. Najmanja vrednost SE je za slučaj vertikalno polarisanog ravanskog talasa odnosno za uslove polarizacije 0° i 180° kada električno polje ima samo y komponentu, jer u tim slučajevima otvor značajno remeti tok indukovane struje, čime se smanjuje refleksija od zida kućišta sa otvorima i dolazi do većeg prodora EM polja kroz otvore u prostor unutar kućišta. Ovaj zaključak se može primeniti nezavisno od tačke unutar kućišta za koju je proračunata SE kućišta. Takođe, sa slika 5.2 se može uočiti da zavisno od ugla polarizacije vektora električnog polja, odnosno zavisno od toga da li je prisutna jedna (x ili y) ili su prisutne obe komponenta polja, i zavisno od pozicije tačke u kojoj se određuje SE kućišta, nema rezonantnih frekvencija na kojima je SE kućišta vrlo mala ili ima izrazito veliku

negativnu vrednost (npr. na slici 5.2b za $\Psi=90^\circ$ kriva SE postepeno opada sa frekvencijom u opsegu od 0 do 1.2 GHz).

Na slici 5.3 prikazana je zavisnost vrednosti SE sa promenom ugla polarizacije vektora električnog polja na prvoj, drugoj i trećoj rezonantnoj frekvenciji kućišta, proračunata u tački koja se nalazi u centru kućišta. Može se uočiti da promena polarizacionog ugla najviše utiče na nivo SE kućišta na prvoj rezonantnoj frekvenciji, dok se na trećoj rezonantnoj frekvenciji nivo SE vrlo malo menja sa promenom ugla Ψ . Krive za SE prikazane na slikama 5.2 i 5.3 se u jednom delu razlikuju od ponašanja SE prikazane u [80] za slučaj promene ugla polarizacije pobudnog ravanskog talasa kod kućišta sa kružim otvorima na prednjem zidu. Ovo se može objasniti time da je odnos stranica kod pravougaonog otvora (5:1) što naročito dolazi do izražaja kada su prisutne obe komponente električnog polja (x i y komponenta).

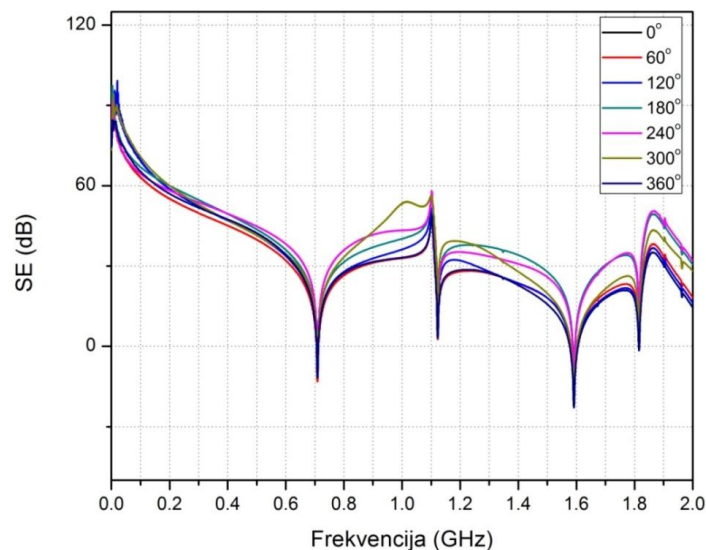


Slika 5.3 SE kućišta proračunata u centru kućišta za različite vrednosti polarizacionog ugla vektora električnog polja ravanskog talasa na prvoj, drugoj i trećoj rezonantnoj frekvenciji kućišta

5.2 Uticaj promene ugla incidencije ravanskog talasa u azimutnoj ravni na SE kućišta

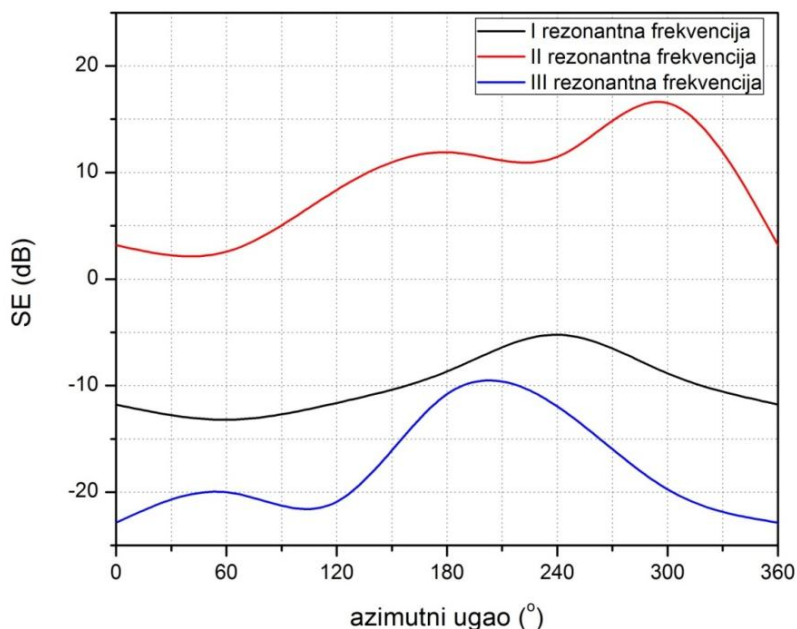
Na primeru kućišta sa slike 5.1b istražen je efekat promene ugla u azimutnoj ravni pod kojim ravanski talas nailazi na dva susedna zida kućišta sa po dva pravougaona otvora. Promena ugla incidencije u azimutu, φ , je izvršena u opsegu od 0° do 360° sa korakom od 60° . Ugao polarizacije iznosi $\Psi=0^\circ$, što znači da vektor električnog polja ima samo y komponentu (vertikalna polarizacija), dok je ugao incidencije u elevaciji $\theta=180^\circ$. Zavisnost SE u razmatranom frekvencijskom opsegu do 2 GHz u funkciji promene azimuta ilustrovana je u tački u centru kućišta, slika 5.4.

Varijacije nivoa SE kućišta sa promenom ugla incidencije u azimutu ne pokazuje pravilnost koja bi se mogla izvući na osnovu krivih sa slike 5.4. Očekivano je da je SE kućišta najveće u slučaju kada je ugao incidencije u azimutnoj ravni takav da ravanski talas dominantno pada na zidove kućišta na kojima nema otvora, za uglove na $\varphi=180^\circ$, $\varphi=240^\circ$ i $\varphi=300^\circ$, što se sa slike može uočiti. Sa promenom ugla u azimutu, u različitim delovima razmatranog frekvencijskog opsega može se uočiti da se SE različito menja. Tako je u opsegu do 0.2 GHz nivo SE najveći za ugao od $\varphi=300^\circ$, u opsegu od 0.2 do 0.35 GHz SE je najveće za $\varphi=180^\circ$, u opsegu od 0.35 do 0.85 GHz SE je najveće za $\varphi=240^\circ$, od 0.85 GHz do 1.15 GHz SE je najveće za $\varphi=300^\circ$, od 1.15 GHz do 1.7 GHz SE je najveće za $\varphi=180^\circ$, od 1.7 GHz do 2 GHz SE je najveće za $\varphi=240^\circ$.



Slika 5.4 SE kućišta sa po dva pravougaona otvora na susednim zidovima u funkciji promene ugla incidencije u azimutnoj ravni, pri konstantnim vrednostima uglova $\psi=0^\circ$ i $\theta=90^\circ$, proračunata u tački u centru kućišta

Na Sl. 5.5 prikazana je promena SE u zavisnosti od azimuta vektora električnog polja na prve tri rezonantne frekvencije kućišta. Može se uočiti da najmanji uticaj na vrednost SE kućišta ima promena vrednosti azimuta vektora električnog polja na drugoj rezonantnoj frekvenciji kućišta. Promena vrednosti azimuta vektora električnog polja značajnije utiče na zaštitnu karakteristiku kućišta na prvoj i trećoj rezonantnoj frekvenciji.

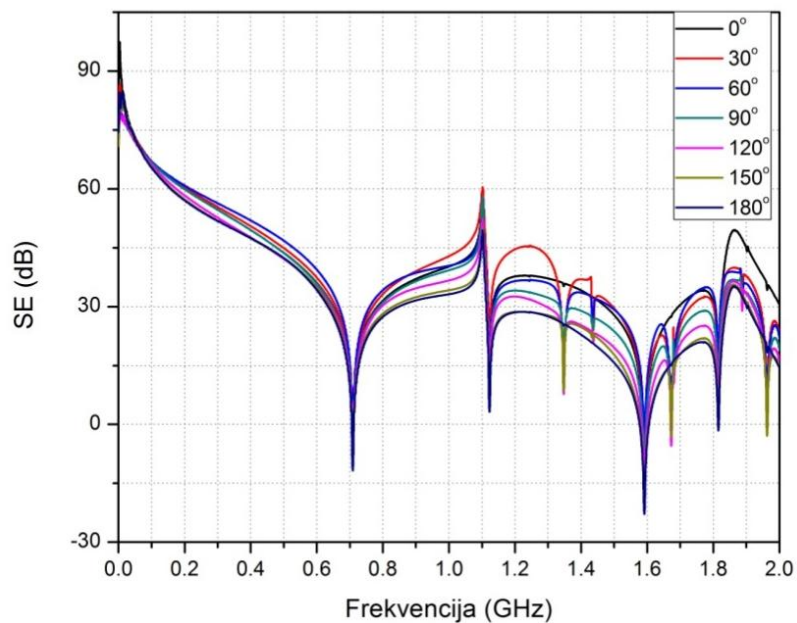


Slika 5.5 SE kućišta proračunata u centru kućišta u zavisnosti od ugla incidencije u azimutnoj ravni na prvoj, drugoj i trećoj rezonantnoj frekvenciji kućišta

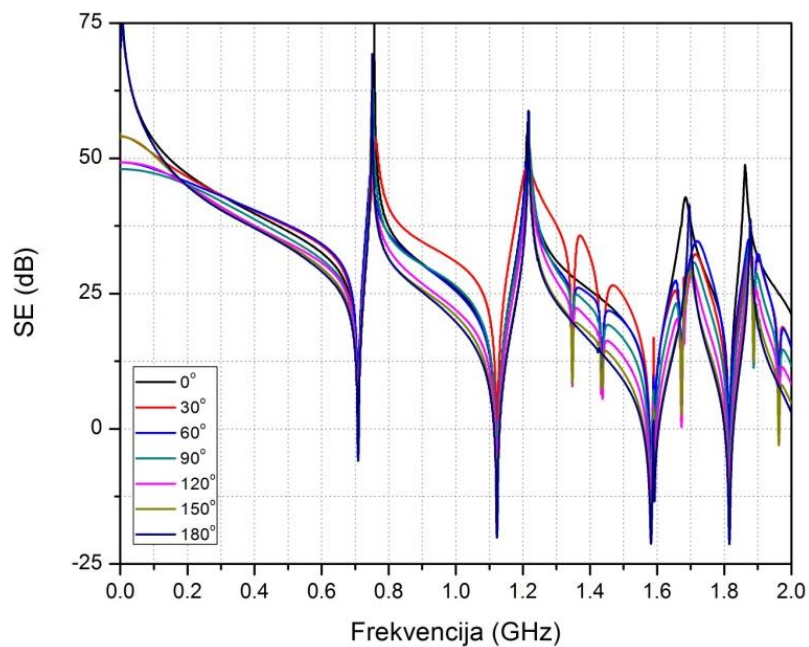
5.3 Uticaj promene ugla incidencije ravanskog talasa u elevacionoj ravni na SE kućišta

Kućište sa slike 5.1b korišćeno je u postupku numeričke analize uticaja promene ugla incidencije ravanskog talasa u elevacionoj ravni na njegovu SE. Promena elevacionog ugla, θ , vršena je u opsegu od 0° do 180° , u koracima od po 30° , za konstantne vrednosti ugla incidencije u azimutnoj ravni $\varphi = 0^\circ$ i ugla polarizacije vektora električnog polja $\psi = 0^\circ$. U slučaju vrednosti ugla incidencije u elevacionoj ravni od 0° , ravanski talas je incidentan na zid naspram prednjeg zida sa otvorima, a u slučaju ugla incidencije u elevacionoj ravni od 180° ravanski talas je incidentan na prednji zid sa otvorima. Na slici 5.6 prikazan je uticaj promene incidentnog ugla u

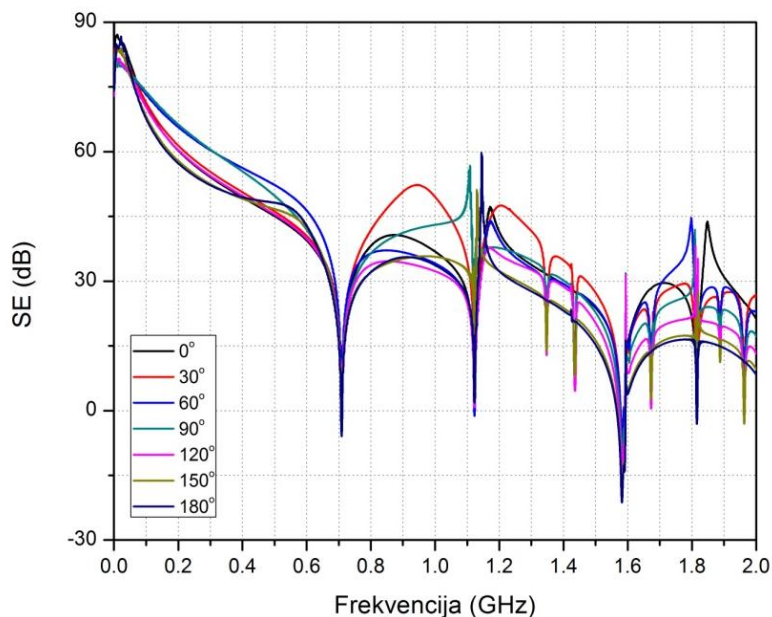
elevaciji na SE kućišta u: a) centralnoj tački, b) tački bližoj otvorima na prednjem zidu i c) tački bližoj otvorima na susednom zidu.



a)



b)



c)

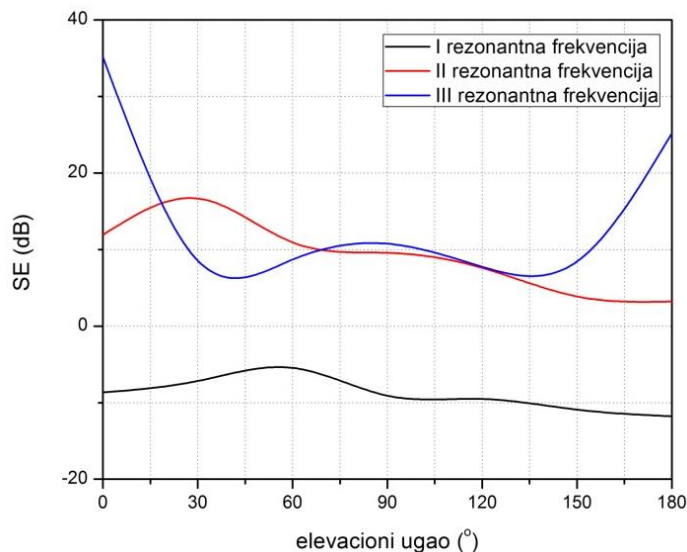
Slika 5.6 SE kućišta sa po dva pravougaona otvora na susednim zidovima u funkciji promene ugla incidencije u elevacionoj ravni, pri konstantnim vrednostima uglova $\psi = 0^\circ$ i $\varphi = 0^\circ$, proračunata u: a) centralnoj tački, b) tački bližoj otvorima na prednjem zidu i c) tački bližoj otvorima na susednom zidu

Za slika 5.6 se može zaključiti da se SE različito menja u zavisnosti od frekvencijskog opsega. Sa slike 5.6a se može zapaziti da je do 0.1 GHz SE najveće za ugao od $\theta = 180^\circ$, od 0.1 do 0.2 GHz za $\theta = 0^\circ$, od 0.2 do 0.9 GHz za ugao od $\theta = 60^\circ$, od 0.9 GHz do 1.25 GHz za ugao od $\theta = 30^\circ$, od 1.25 GHz do 1.45 GHz za $\theta = 0^\circ$, od 1.45 GHz do 1.65 GHz za $\theta = 60^\circ$, a od 1.65 do 2 GHz za $\theta = 0^\circ$.

Za tačku bližoj otvorima na prednjem zidu, slika 5.6b, uočava se drugačija zavisnost. Do 0.2 GHz najveća vrednost SE je za $\theta = 180^\circ$, od 0.2 do 0.8 GHz za $\theta = 0^\circ$, od 0.8 do 1.3 GHz za $\theta = 30^\circ$ i od 1.3 do 2 GHz za $\theta = 0^\circ$, osim u delu opsega 1.45 do 1.6 GHz u kome je nivo SE najveći za $\theta = 30^\circ$.

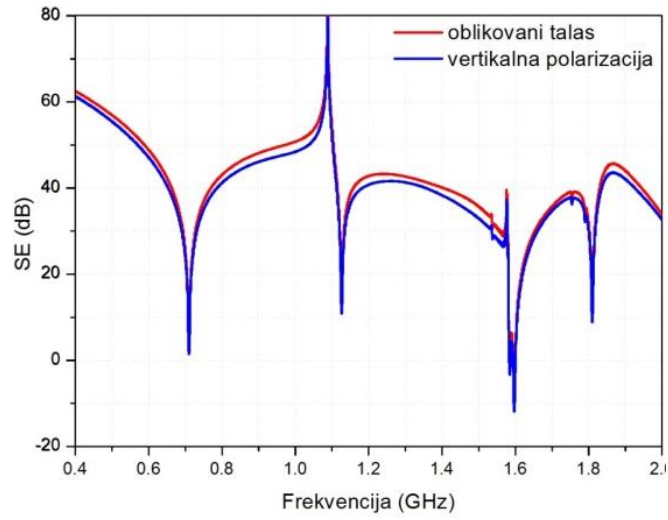
Sa slike 5.6c se može uočiti da je od 0.1 GHz do 0.7 GHz najveća vrednost SE je za $\theta = 60^\circ$, od 0.7 GHz do 1.05 GHz za $\theta = 30^\circ$, od 1.05 GHz do 1.25 GHz za $\theta = 90^\circ$ i od 1.25 GHz do 1.6 GHz za $\theta = 30^\circ$, a u ostatku opsega za $\theta = 0^\circ$, odnosno $\theta = 60^\circ$ naizmenično.

Na slici 5.7 prikazana je promena vrednosti SE kućišta sa slike 5.1b, proračunata u centru kućišta, u zavisnosti od ugla incidencije u elevacionoj ravni na tri rezonantne frekvencije kućišta. Može se uočiti da je na prvoj rezonantnoj frekvenciji SE najveća za incidentni ugao u elevaciji od $\theta=60^\circ$, dok je na drugoj i trećoj rezonantnoj frekvenciji SE najveća za incidentni ugao u elevaciji od oko $\theta=30^\circ$ i $\theta=0^\circ$, respektivno.



Slika 5.7 SE kućišta proračunata u centru kućišta u zavisnosti od ugla incidencije u elevacionoj ravni na prvoj, drugoj i trećoj rezonantnoj frekvenciji kućišta

Na slici 5.8 je prikazana zavisnost SE kućišta sa otvorom sa slike 5.1a za dva tipa pobude, ravanskog talasa normalne incidencije vertikalne polarizacije i ravanskog talasa kose incidencije. U prvom slučaju parametri pobudnog talasa su: $\Psi=0^\circ$, $\Theta=0^\circ$, $\varphi=0^\circ$, a u drugom $\Psi=0^\circ$, $\Theta=0^\circ$, $\varphi=60^\circ$. Centar kućišta je tačka u kojoj je određivana vrednost SE. Promena ugla incidencije utiče na nivo polja u kućištu. U konkretnom slučaju, u celom posmatranom frekvencijskom opsegu vrednost SE je niža u slučaju pobude ravanskog talasa normalne incidencije vertikalne polarizacije.

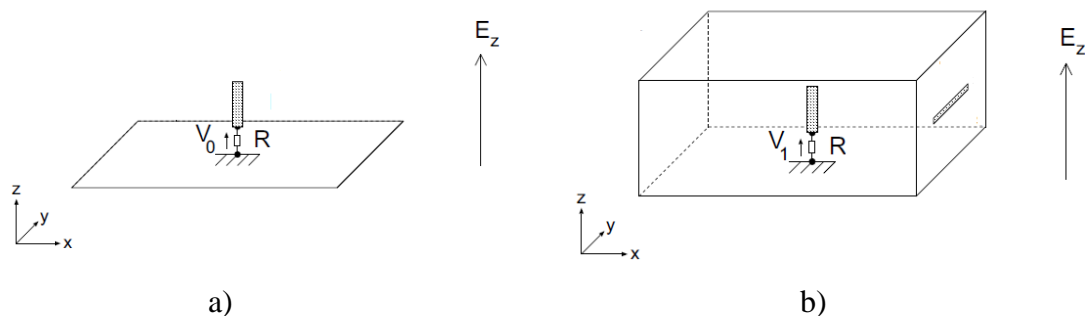


Slika 5.8 SE kućišta sa slike 5.1a za slučaj kada je pobuda ravanski talas normalne incidencije i ravanski talas kose incidencije

6. PRIMENA TLM ŽIČANOG MODELA ZA MODELOVANJE ŽIČANIH STRUKTURA SMEŠTENIH U ZAŠTITNO KUĆIŠTE ZA PROCENU SE KUĆIŠTA

U eksperimentalnim postupcima za merenje nivoa EM polja, odnosno određivanja SE kućišta malih dimenzija, obično se koriste prijemne antene koje se postavljaju u karakterističnim tačkama unutar kućišta. Pri tome je antena povezana kablom, koji prenosi strujno-naponsku informaciju, na merni instrument (mrežni analizator, analizator spektra ili EMC prijemnik) koji snima rezultate merenja. Merenja se mogu izvoditi na otvorenom prostoru, u ekranizovanim prostorijama ili u anehoičnim komorama. Odgovarajućim standardima su specificirani zahtevi za svaki tip test okruženja, eksperimentalne procedure koje se moraju poštovati i neophodna oprema koja se koristi za tu namenu (izvori, prijemnici specifičnog opsega - merni prijemnici ili analizatori spektra, pretvarači polja, linijska impedansa za stabilizaciju mreže, širokopojasni osciloskopi za merenje brzih impulsa i drugo).

Eksperimentalni postupak određivanja SE kućišta se sastoji u sledećem. Polazeći od definicije SE kućišta, kao logaritamskog odnosa jačine polja u odsustvu i u prisustvu kućišta, neophodno je da se odrede indukovane struje, odnosno napon na anteni, kada se ona nalazi u slobodnom prostoru i kada se ista nalazi u kućištu.



Slika 6.1 Postupak eksperimentalnog određivanja SE kućišta

Na slici 6.1 prikazan je postupak eksperimentalnog određivanja napona indukovano na anteni u slučaju da se antena nalazi u slobodnom prostoru (slika 6.1a) i u unutrašnjosti kućišta (slika 6.1b). Na slici je prikazana monopol antena, iako se u tu svrhu može upotrebiti i neki drugi tip antene (kao na primer dipol antena). Napon izmeren na anteni u slobodnom prostoru V_0 , odnosno u prisustvu kućišta V_1 , proporcionalan je komponenti električnog polja paralelnoj sa antenom. Budući da je pobuda na slici 6.1 predstavljena u vidu ravanskog talasa vertikalne

polarizacije (E_z) koji pod pravim uglom pada na kućište sa pravougaonim otvorom, može se pretpostaviti da je dominantna komponenta električnog polja unutar kućišta takođe u pravcu z ose, što znači da je dovoljno postaviti monopol antenu samo u z smeru. Kako su indukovani naponi na anteni kao i EM polja frekvencijski zavisni, SE kućišta može da se odredi kao:

$$SE = 20 \log_{10} V_0(f)/V_1(f) \quad (6.1)$$

Komplikovaniji slučaj je kada je ugao incidencije pobudnog ravanskog talasa, definisan uglovima u azimutu i elevaciji, proizvoljan kao i kada je takođe polarizacioni ugao vektora električnog polja proizvoljan. U tom slučaju je moguće unutar kućišta imati pobuđene sve tri komponente električnog polja koje mogu značajno uticati na nivo SE kućišta, pa je neophodno antenu postaviti duž svake od osa koordinatnog sistema i izmeriti sve tri komponente indukovane struje, odnosno napona. Struja, odnosno napon, indukovan na monopol anteni, postavljenoj unutar kućišta u pravcu i ose, $i \in (x, y, z)$, je:

$$I_i = R_{ei} + I_{mi}, i \in (x, y, z) \quad (6.2)$$

$$|I_i| = \sqrt{R_{ei}^2 + I_{mi}^2}, i \in (x, y, z) \quad (6.3)$$

$$|V_y| = |I_i| \times R, i \in (x, y, z) \quad (6.4)$$

Ukupni indukovani napon je stoga:

$$V_{uk} = \sqrt{|V_x|^2 + |V_y|^2 + |V_z|^2} \quad (6.5)$$

pa je SE kućišta

$$SE_{uk} = -20 \log \frac{V_{uk}}{V_0} \quad (6.6)$$

Treba naglasti da se, u slučaju proizvoljne polarizacije i pravca prostiranja pobudnog ravanskog talasa, napon V_0 koji se indukuje na monopol anteni za slučaj kada nema kućišta (slobodan prostor) dobija na isti način kao što je to opisano jednačinama od (6.2) do (6.5).

6.1 Antene

Antene su u mnogim standardima označene kao primarni merni pretvarači EM polja. Koji će se tip antene upotrebiti za detekciju EM polja zavisi pre svega od vrste uređaja koji se ispituje i frekvencijskog opsega u kome se ta ispitivanja sprovode. U opsegu od 14 kHz do 30 MHz, harmonizovani standardi EC zahtevaju korišćenje monopol antena. U opsegu od 30 MHz do 300 MHz, najčešće se koriste polutalasni dipoli i bikonikalne antene, a između 300 MHz i 1 GHz se koriste log-periodične antene. U opsegu iznad 1 GHz za tu namenu upotrebljavaju se širokopojasne horn antene. Tip upotrebijene antene zavisi i od veličine zaštitnog kućišta. Za merenje magnetskih polja na niskim frekvencijama koriste se loop antene, koje se kalibrišu u transverzalnim elektromagnetskim (TEM) ćelijama. Antene kalibrišu proizvođači antena. Za tačna merenja, kalibracija antena se vrši u ekranizovanom prostoru, jednom od tri tehnike:

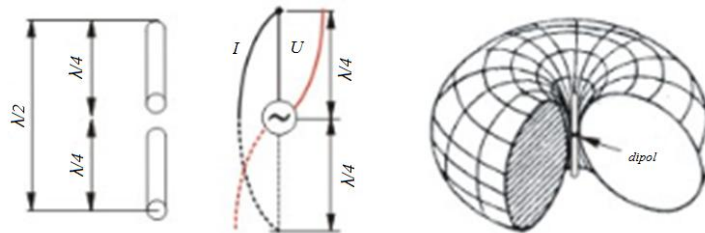
- standardnom metodom polja (prijemna antena se kalibriše prema kalibrisanoj predajnoj anteni koja uspostavlja poznato polje u konkretnoj tački);
- standardnom „antena“ metodom (korišćenjem antene poznatog antenskog faktora za kalibraciju drugih antena);
- standardnom metodom položaja (tri nekalibrisane antene se kalibrišu sa tri merenja između parova antena; tačnost kalibracije zavisi od mesta na kome se vrši kalibracija).

Antene se međusobno razlikuju po obliku i konstrukciji (linearne – žičane i površinske – prorezne, reflektorske, štampane i druge), dijagramu zračenja (neusmerene ili omnidirekzione i usmerene), širini radnog opsega (uskopojasne i širokopojasne), polarizaciji polja u zoni zračenja (linearne, kružne i eliptične) i frekvencijskom opsegu u kome rade (kratkotalasne, mikrotalasne,...).

Dipol, monopol, ram, stub i jagi antene spadaju u grupu žičanih antena. Karakteristika žičane antene je da su njene poprečne dimenzije mnogo manje od talasne dužine. Konstrukcija i parametri antene određeni su radnim frekvencijskim opsegom. Da bi primena antena bila što efikasnija, za različite opsege talasnih dužina izrađuju se različiti oblici antena. Generalno, prema konstrukciji, antene se mogu podeliti na linearne i površinske. Kod linearnih antena jedna dimenzija je uporediva sa talasnom dužinom, a ostale dve su značajno manje od talasne dužine. Za površinske antene je karakteristično da su dve dimenzije uporedive, a treća je zanemarljivo mala u odnosu na talasnu dužinu. Za teorijska razmatranja obično se koristi dipol antena.

Dipol antena spada u grupu linearnih antena. Najčešće se koristi u formi simetričnog dipola. Sastoji se od dva jednaka, ravna provodnika ukupne dužine $2l$, koji leže na istoj pravoj, simetrično napajanih u centru. Simetrično napajanje za posledicu ima kontinualnu struju. Simetrični dipoli mogu biti različitih dužina, a najčešće se koriste polutalasni ($2l=\lambda/2$) i talasni dipoli ($2l=\lambda$). Kod polutalasnih dipola, ukupna dužina antene je jednaka polovini talasne dužine primljenog, odnosno izračenog EM talasa, pri čemu je zanemareno da je brzina prostiranja talasa kroz provodnik manja od brzine prostiranja EM talasa u slobodnom prostoru. Zbog manje brzine prostiranja, dipol mora biti kraći da bi se ponašao rezonantno. Skraćenje dužine dipola zavisi od njegove debljine. Ukoliko je dužina dipola mala u odnosu na radnu talasnu dužinu ($2l \ll \lambda$), karakteristična funkcija zračenja dipola se približno poklapa sa karakterističnom funkcijom zračenja elementarnog električnog dipola. U slučaju $2l \ll \lambda$ reč je o kratkom dipolu.

Osnovni parametri svih tipova antena, uključujući i dipol antene, mogu se podeliti na primarne i sekundarne. U primarne parametre spadaju: polje antene, karakteristična funkcija zračenja, snaga zračenja, otpornost zračenja, stepen korisnog dejstva i faktor antene, a u sekundarne parametre: polarizacija, dijagram zračenja, impedansa, usmerenost, dobitak, efektivna površina i efektivna dužina. Na slici 6.2 prikazan je polutalasni dipol sa sinusnom raspodelom struje.



Slika 6.2 Polutalasni dipol sa sinusnom raspodelom struje [85]

Duž provodnika dipola, raspodela struje ima isti oblik kao struja na otvorenom vodu dužine l :

$$I(z) = I_0 \frac{\sin(\beta(l - |z|))}{\sin\beta l} \quad (6.1)$$

gde je I_0 jačina struje na priključcima antene i važi za $\beta l = n\pi$, $n=1,2,\dots$

Polje dipola u tački, prikazano u zoni zračenja na rastojanju r , dobija se rešavanjem *Maxwell*-ovih jednačina i iznosi [85]:

$$\vec{E} = j \frac{Z_c}{4\pi} I \frac{e^{-j\beta r}}{r} \beta l \sin\theta \vec{i}_\theta \quad (6.2)$$

$$\vec{H} = j \frac{1}{4\pi} I \frac{e^{-j\beta r}}{r} \beta l \sin\theta \vec{i}_\varphi \quad (6.3)$$

U homogenoj sredini, u zoni zračenja, vektori električnog i magnetskog polja su upravni na pravac prostiranja i međusobno upravni. Odnos ta dva polja je isti u svim tačkama i predstavlja talasnu impedansu. Nivoi električnog i magnetskog polja su proporcionalni struji dipola I , električnoj dužini dipola l i funkciji $\frac{e^{-j\beta r}}{r}$, koja predstavlja zavisnost od rastojanja. Zavisnost električnog polja od geometrijskih dimenzija antene i pravca, predstavlja karakterističnu funkciju zračenja. Ona zavisi od konstante srazmernosti A , za koju je usvojena vrednost:

$$A = j \frac{Z_c}{4\pi} \quad (6.4)$$

Na osnovu toga, karakteristična funkcija zračenja dipola je:

$$\vec{F}_d = \frac{\beta l}{2} \sin\theta \vec{i}_\theta \quad (6.5)$$

Ukoliko je karakteristična funkcija zračenja simetrična oko z ose, snaga zračenja za dipol u vakuumu se može izraziti kao:

$$P_{dz} \cong 20(\beta l)^2 I^2 \quad (6.6)$$

Snaga zračenja je proporcionalna kvadratu referentne struje. Koeficijent srazmernosti predstavlja otpornost zračenja:

$$P_z = I^2 R_z \rightarrow R_z = \frac{P_z}{I^2} \quad (6.7)$$

Otpornost zračenja praktično predstavlja ekvivalentni otpor na kome se troši snaga jednaka ukupnoj snazi zračenja antene, uz uslov da je struja kroz taj otpor jednaka struji kroz antenu. Za dipol koji se nalazi u vakuumu, otpornost zračenja je

$$R_z = 20(\beta l)^2 = 20\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right)^2 = 80\pi^2 \frac{l^2}{\lambda^2} \quad (6.8)$$

Otpornost zračenja se definiše u odnosu na referentnu struju. Snaga zračenja se ne menja sa promenom referentne struje, pa važi

$$R_{z_0} I_o^2 = R_{z_R} I_R^2 \quad (6.9)$$

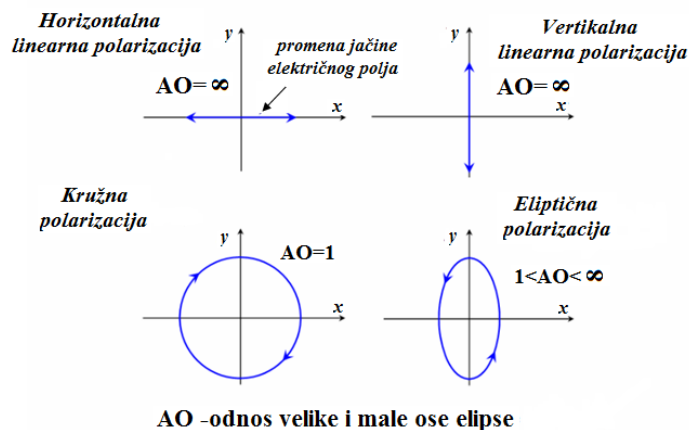
$$R_{z_R} = R_{z_0} (I_o/I_R)^2 \quad (6.10)$$

Stepen korisnog dejstva antene ili Q faktor je odnos izračene snage P_z i ukupne snage koja se dovodi na priključke antene P_o . Ukupna snaga koja se predaje anteni se sastoji od snage zračenja i snage gubitaka u provodnicima antene:

$$Q = \frac{P_z}{P_o} = \frac{R_z}{(R_z + R_g)} = \frac{1}{1 + R_g/R_z} \quad (6.11)$$

gde je R_g otpornost gubitaka, a R_z otpornost zračenja. Maksimalna vrednost Q faktora je 1 (100%). Za što veći Q faktor, neophodno je da otpornost zračenja bude što veća od otpornosti gubitaka.

Polarizacija EM talasa je parametar određen krivom koju opisuje vrh vektora električnog polja. Pod polarizacijom antene podrazumeva se polarizacija talasa koji antena zrači u odnosu na smer maksimalnog zračenja i definiše se u odnosu na njega. Razlikuju se (Slika 6.3): linearna polarizacija (linearno polarizovani ortogonalni talasi imaju međusobna ortogonalna polja), kružna (polarizovani talasi se kreću u suprotnim smerovima) i eliptična polarizacija (ortogonalni talasi imaju isti aksijalni odnos, smerovi su im suprotni, ose elipse su međusobno normalne).



Slika 6.3 Parametri različitih tipova polarizacije

Dijagram zračenja je grafički prikaz parametara zračenja antene u funkciji prostornih koordinata (r, θ, φ). Prikazuje se za zonu zračenja u kojoj osobine zračenja zavise od rastojanja prema $e^{-j\beta r}/r$. Dijagramom zračenja se mogu predstaviti i druge osobine polja (intenzitet zračenja, polarizacija polja i dr.). Umesto prostornog dijagrama zračenja, uobičajeno se prikazuju njegovi preseki u dve međusobno upravne ravni. Parametri dijagrama zračenja su:

- smer maksimalnog zračenja (smer maksimalne amplitude polja),
- usmerenost (ugao oko glavnog smera zračenja unutar kog gustina izračene snage ne pada za više od 3dB, odnosno ispod polovine snage koja se izrači u smeru maksimalnog zračenja),
- širina snopa zračenja (ugao između pravca na kojima intenzitet zračenja antene opadne na polovinu maksimalne vrednosti)
- faktor potiskivanja sekundarnih snopova zračenja (odnos jačine polja u smeru maksimalnog zračenja i jačine polja u smeru maksimuma sekundarnog snopa zračenja).

Impedansa antene je veličina koja karakteriše antenu u odnosu na sistem za napajanje. Da bi se obezbedilo prilagođenje antene na napojni vod neophodno je poznavati njenu impedansu. Impedansa antene je funkcija raspodele struje u njoj. Impedansa antene je kompleksna veličina, pri čemu realni deo predstavlja otpornost zračenja u odnosu na struju napajanja, a imaginarni deo reaktansu ekvivalentnog otvorenog voda bez gubitaka.

Usmerenost antene je parametar koji definiše uperenost antene i kvantitativno se izražava preko dobitka antene, odnosno odnosom intenziteta zračenja antene u nekom pravcu u odnosu na

maksimalni intenzitet zračenja referentne antene, pri čemu se obe napajaju istom snagom. Uglavnom se definiše za pravac maksimalnog zračenja. Za dipol iznosi:

$$D_d = \frac{P_{iz}}{P_{sr}} = \frac{120\left(\frac{\beta l}{2}\right)^2}{20(\beta l)^2} = 1,5 \quad (6.12)$$

Proizvod dobitka i stepena korisnog dejstva antene predstavlja pojačanje antene. Pojačanje antene obuhvata i gubitke u samoj anteni, koji su obuhvaćeni stepenom korisnog dejstva.

Efektivna dužina se definiše kao odnos indukovanog napona na priključcima antene i jačine polja na mestu prijema, uz uslov da je prijemna antena iste polarizacije kao pobudni talas, pri čemu je usmerenost ove antene u smeru pobudnog talasa, odnosno:

$$l_{ef} = \frac{U}{E} \quad (6.13)$$

Efektivna dužina se izražava u metrima i direktno je srazmerna električnoj dužini antene l , tj. odnosu l/λ , gde je λ talasna dužina pobudnog talasa.

U numeričkoj analizi datoj u poglavljima 6 i 7, za određivanje nivoa polja upotrebljene su monopol [17, 87-88] i dipol antena u [56, 95]. U istu svrhu mogu se upotrebiti i druge antene. U [89] opisan je način upotrebe spiralne antene.

Monopol antenna postavljena iznad provodne ravni ekvivalentna je simetričnom dipolu, na osnovu teoreme lika [72]. Monopol ima dvostruko veće (za 3dB) pojačanje od odgovarajućeg dipola, a njegova ulazna impedansa je dvostruko manja od impedance dipola. Napajanje monopola se izvodi koaksijalnim kablom, tako što se povezuje sa unutrašnjim kablom, a spoljašnji provodnik kabla se vezuje na provodnu ravan.

Antena postavljena u zaštitno kućište, svojim karakteristikama značajno utiče na prostiranje polja u zatvorenom prostoru kućišta, na šta ukazuju eksperimentalni rezultati za cilindrične rezonatore na kojima se baziraju mikrotalasni aplikatori, prezentovani u [57]. EM energija koja posredstvom otvora na zidovima kućišta ulazi u kućište i spreže se sa antenom, vezama na štampanim pločama (PCB) ili kablovima, izaziva dodatna ometanja. Zato je važno da se razmotre mehanizmi sprege sa žičanim strukturama, kako bi se odredila SE kućišta u

frekvencijskom opsegu od interesa i položaj rezonantnih frekvencija, kao i da se ispita mogućnost ublažavanja niskih vrednosti SE na rezonantnim frekvencijama.

Bez obzira da li se koristi monopol ili dipol antenna da bi se dobila najjača interakcija sa incidentnim poljem, antena mora biti postavljena u smeru vektora električnog polja, što praktično znači da antena meri komponentu električnog polja koja je paralelna osi antene [51,92]. Kako vektor električnog polja \vec{E} u opštem slučaju ima proizvoljan pravac, za određivanje tog vektora potrebno je izmeriti sve tri komponente polja: E_x , E_y i E_z .

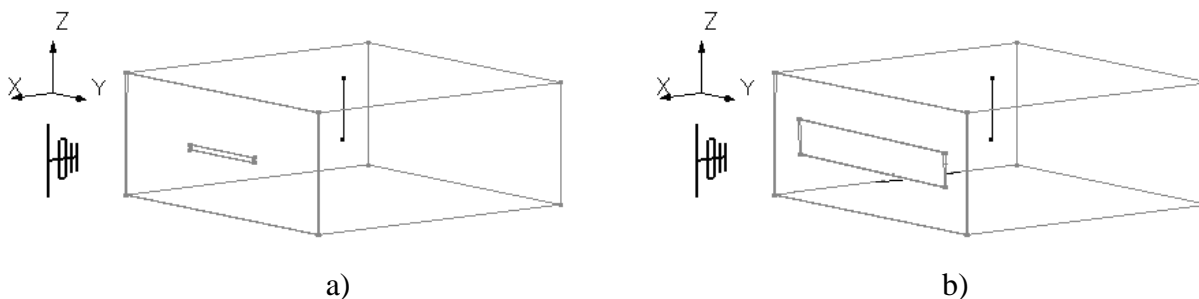
U ovom poglavlju je primenom numeričkog TLM metoda poboljšanog korišćenjem kompaktnog modela žice, opisanog u poglavlju 4 i predstavljenog u [90-93], razmatran uticaj prijemne monopol, odnosno dipol antene postavljene u kućište na nivo EM polja unutar kućišta [17,56], a samim tim i njen uticaj na tačnost procenjene SE kućišta. Inicijalni razlog za ovu analizu je bila činjenica da se rezultati za SE koji su dobijeni modifikovanom analitičkom formulacijom opisanom u [56] razlikuju od rezultata dobijenih eksperimentalnim putem objavljenih takođe [56] što je objašnjeno time da predložena formulacija, između ostalog, ne uzima u obzir prisustvo merne antene. U [79,80] je ova analitička formulacija dodatno poboljšana uključivanjem impedanse prijemne antene u odgovarajuće ekvivalentno kolo. Međutim, time nije uzet u obzir povratni uticaj antene na raspodelu EM polja unutar kućišta. Primenjeni numerički TLM metod, zahvaljujući kompaktnom žičanom modelu, na efikasan način uključuje dvosmernu interakciju EM polja unutar kućišta i antene, te je stoga u ovom poglavlju iskorišćen kao numerički alat. Uticaj žičanih struktura postavljenih u kućištu analiziran je u [93-100]

Uticaj fizičkog prisustva kako monopol tako i dipol antene, razmotren je u sekcijama 6.2 i 6.3. U ovim poglavljima je antenna putem kompaktnog žičanog modela ubačena u kreirani numerički model kućišta ali je informacija o nivou EM polja dobijena direktnim semplovanjem u tački u prostoru koja se nalazi blizu razmatrane antene, što je postupak koji je primenjen i u [79]. U sekcijama 6.4 i 6.5 je međutim primenjen postupak koji potpuno odgovara prethodno opisanoj eksperimentalnoj proceduri određivanja SE. Na bazi strujnog signala uzetog direktno sa antene, određen je napon indukovan na anteni, a na osnovu toga je procenjen nivo SE kućišta. Ovaj postupak omogućava da se sagleda kompletna dvosmerna interakcija polja i antene kao i da se u analizu uključi i položaj i karakteristika koaksijalnog kabla (u slučaju da se kao prijemna antenna

koristi dipol) kao i uticaj ostalih elemenata kojima se detektovani signal sa antene šalje na merni instrument.

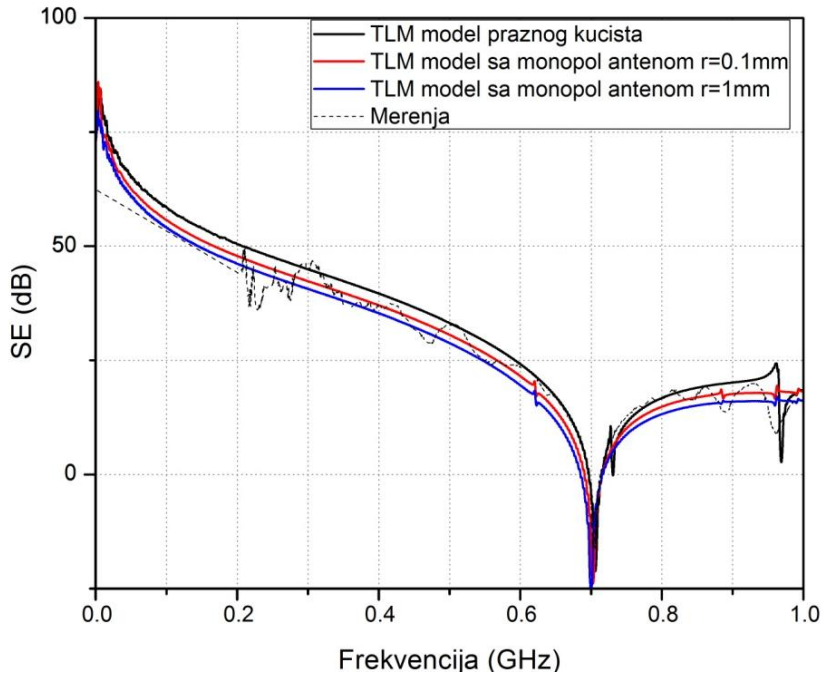
6.2 Uticaj fizičkog prisustva monopol antene na SE kućišta

Kućište dimenzija (300 x 300 x 120) mm, slika 6.4 (najmanja dimenzija kućišta je u pravcu z ose), u koje je smeštena monopol antena upotrebljeno je za numerički proračun SE kućišta i poređenje sa mernim rezultatima prikazanim u [17]. Na prednjem zidu kućišta je pravougaoni otvor dimenzija (100x5) mm² ili (200x30) mm², simetrično postavljen u odnosu na centar zida debljine 2 mm, kao što je prikazano na slici 6.4a i b.

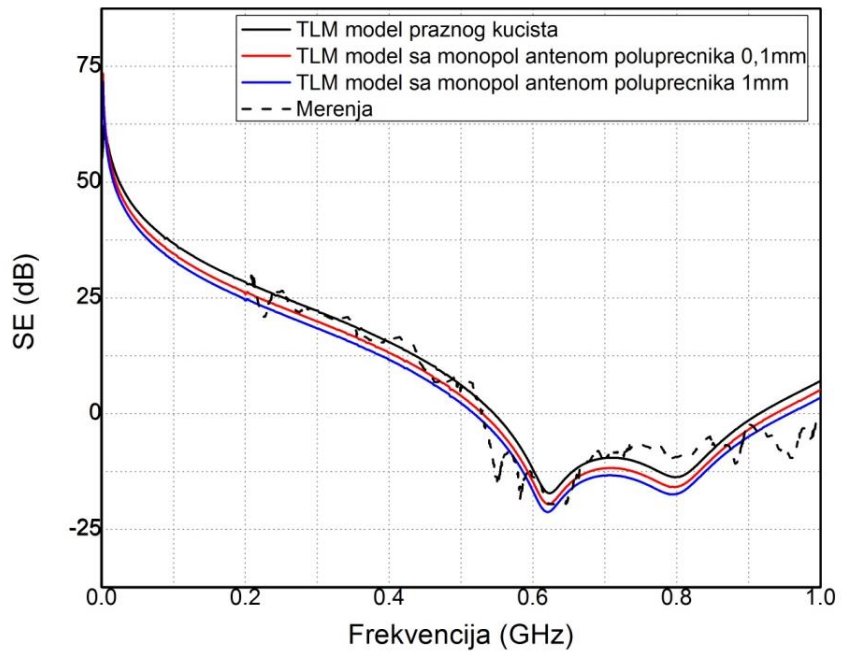


Slika 6.4 Kućište pravougaonog preseka sa monopol antenom i otvorom površine
a) (100x5) mm² i b) (200x30) mm²

Monopol antena dužine 60 mm, je postavljena u pravcu z ose, u centru kućišta i povezana je na gornju stranicu kućišta. Pobuda je ravanski talas normalne incidencije na prednji zid kućišta sa vertikalnom električnom polarizacijom. Dimenzija kućišta i otvora, pobuda i položaj monopol antene izabrani su kao u [17], kako bi se numerički rezultati uporedili sa mernim rezultatima. Treba napomenuti da u [17], nisu navedeni poluprečnik i dužina antene. Iz tog razloga je razmatrana monopol antena poluprečnika 0.1 mm i 1 mm za oba prikazana oblika otvora. Na slikama 6.5 i 6.6 date su zavisnosti SE kućišta u frekvencijskom opsegu od 0 do 1 GHz, za prazno kućište, kućište sa monopol antenom navedenih poluprečnika i merni rezultati prikazani u [17], za kućišta sa slike 6.4a i b, respektivno.



Slika 6.5 SE kućišta sa slike 6.4a, sa i bez monopol antene, dobijena numerički i merenjem [17]



Slika 6.6 SE kućišta sa slike 6.4b, sa i bez monopol antene, dobijena numerički i merenjem [17]

U Tabeli 6.1 su prikazane vrednosti nivoa SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji kućišta dobijene numeričkim TLM metodom za prazno kućište i dve različite vrednosti poluprečnika monopol antene.

Tabela 6.1 Nivo SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za tri različite vrednosti poluprečnika prijemne monopol antene postavljene u kućištu 6.4a

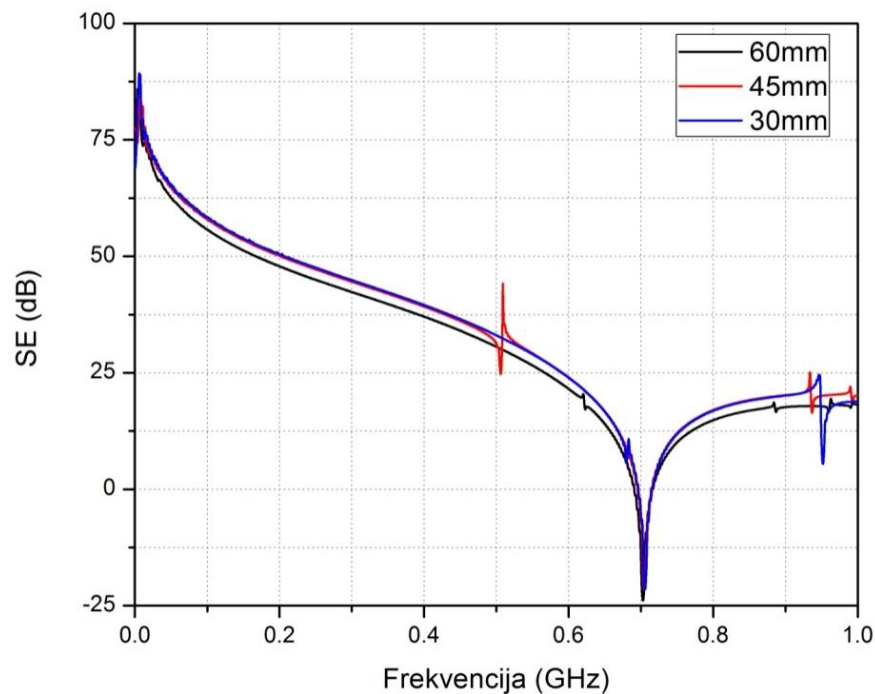
Poluprečnik monopol antene (mm)	Prva rezonantna frekvencija (MHz)	SE (dB)
0	705.932	-21.22542
0.1	702.932	-23.90865
1	700.110	-25.63344

Kao što se sa slika 6.5 i 6.6 može uočiti, rezultati dobijeni primenom numeričkog TLM metoda, bilo u slučaju praznog kućišta, bilo u slučaju kućišta sa prijemnom antenom, dobro prate krivu određenu eksperimentalnim merenjima. Međutim, prisustvo antene unutar kućišta ima za posledicu nešto niže vrednosti SE u poređenju sa praznim kućištem, kao što je navedeno u [55,80]. Ovo odstupanje je veće što je poluprečnik antene veći. Takođe se može uočiti pomeraj rezonantne frekvencije ka nižim frekvencijama sa povećanjem poluprečnika antene.

Dužina monopol antene takođe ima uticaj na vrednost SE kućišta. Na slici 6.7 prikazana je zavisnost SE od dužine antene u frekvencijskom opsegu od 0 do 1 GHz za kućište sa slike 6.4a. Razmatrane dužine monopol antene su: 30 mm, 45 mm i 60 mm. Antena je postavljena u centru kućišta i povezana je na gornju stranicu kućišta. Povećanjem dužine antene opada vrednost SE kućišta i rezonantne frekvencije se pomeraju ka nižim frekvencijama, što je prikazano i u tabeli 6.2.

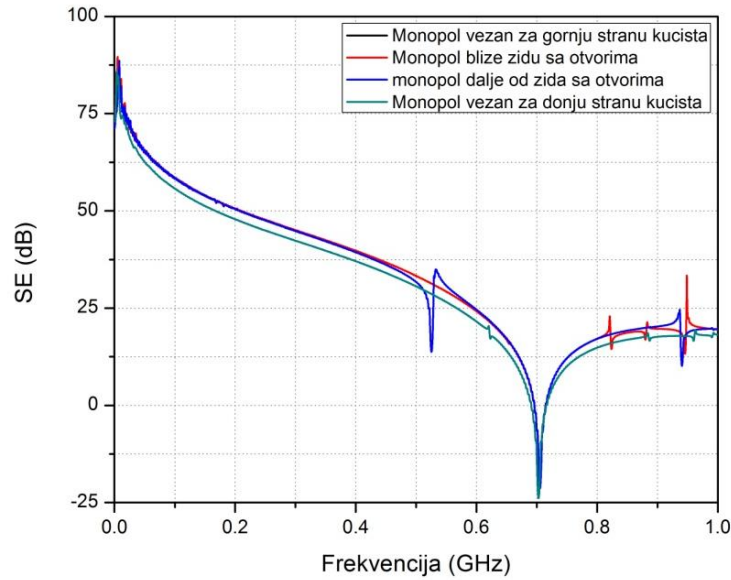
Tabela 6.2 Nivo SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za tri različite dužine prijemne monopol antene

Dužina monopol antene (mm)	Prva rezonantna frekvencija (MHz)	SE (dB)
60	702.809	-23.91135
45	704.649	-21.63162
30	704.781	-20.88928



Slika 6.7 SE kućišta sa slike 6.4a za različite dužine monopol antene

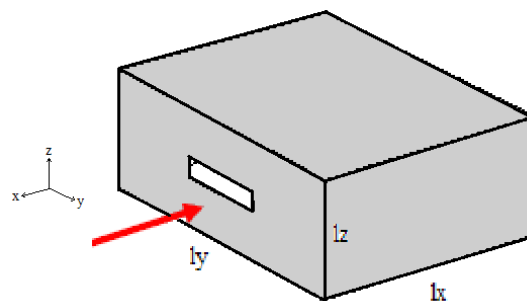
Na SE kućišta utiče i pozicija monopol antene u kućištu, što je ilustrirano na slici 6.8. Dužina monopol antene je 50 mm. U slučaju kada je postavljena u centru kućišta, kraj antene je vezan za gornju, odnosno donju stranicu kućišta. Pozicija antene bliže zidu sa otvorima određena je koordinatama (200,150,70) mm i (200,150,120) mm, a pozicija kada je antena dalje od zida sa otvorima koordinatama (100, 150,70) mm i (100,150,120) mm. Sa slike 6.8 se može uočiti da se krive SE u slučaju antene postavljene u centru kućišta, bez obzira na koju stranicu kućišta je antena vezana, poklapaju. To je očekivano, s obzirom da je antena u oba slučaja simetrično postavljena u odnosu na položaj otvora. Za poziciju antene bliže zidu sa otvorima vrednosti SE kućišta su niže nego kada je antena dalja od zida sa otvorima. Položaj rezonantne frekvencije kućišta je skoro ista bez obzira na poziciju antene, ali se mogu uočiti dodatni pikovi koju su rezultat prisustva antene.



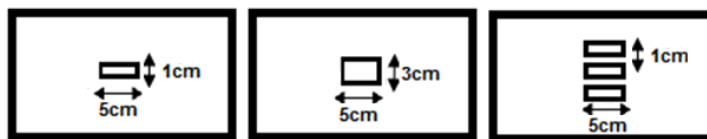
Slika 6.8 SE kućišta sa slike 6.4a za različite pozicije monopol antene u kućištu

6.3 Uticaj fizičkog prisustva dipol antene na SE kućišta

Na sličan način analiziran je i uticaj prisustva dipol antene na SE kućišta. U metalnom kućištu, pravougaonog poprečnog preseka, dimenzija $l_x=300$ mm, $l_y=400$ mm, $l_z=300$ mm i debljine zidova 2 mm (slika 6.9) smeštena je dipol antena formirana od dve žice dužine od po 50 mm na razmaku od 2 mm i poluprečnika 0.1 mm. U centru frontalnog zida kućišta se mogu naći različiti pravougaoni otvori koji su prikazani na slici 6.10. Pobuda je ravanski talas normalne incidencije i vertikalne električne polarizacije u odnosu na zid sa otvorima.

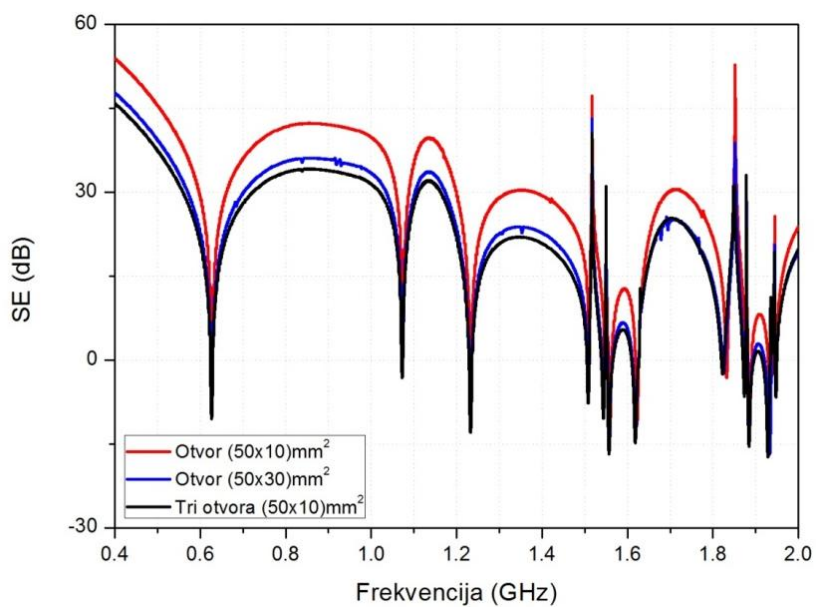


Slika 6.9 Kućište pravougaonog preseka sa pravougaonim otvorom

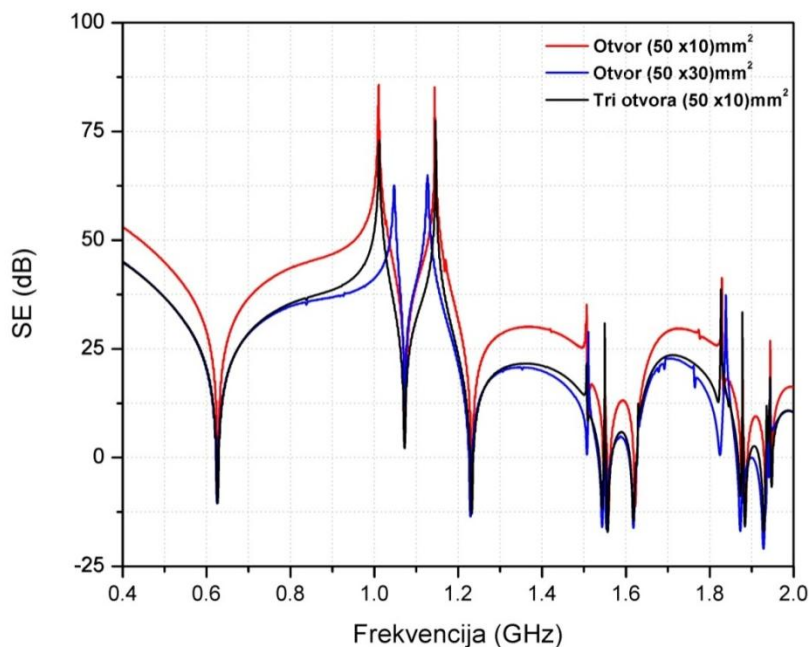


Slika 6.10 Prednji zid sa jednim, odnosno tri otvora različite veličine

Ponašanje ovako odabranog praznog kućišta u EM polju prikazano je na slikama 6.11. i 6.12, u frekvenzijskom opsegu od 0 GHz do 2 GHz, u dve različite tačke u kućištu.



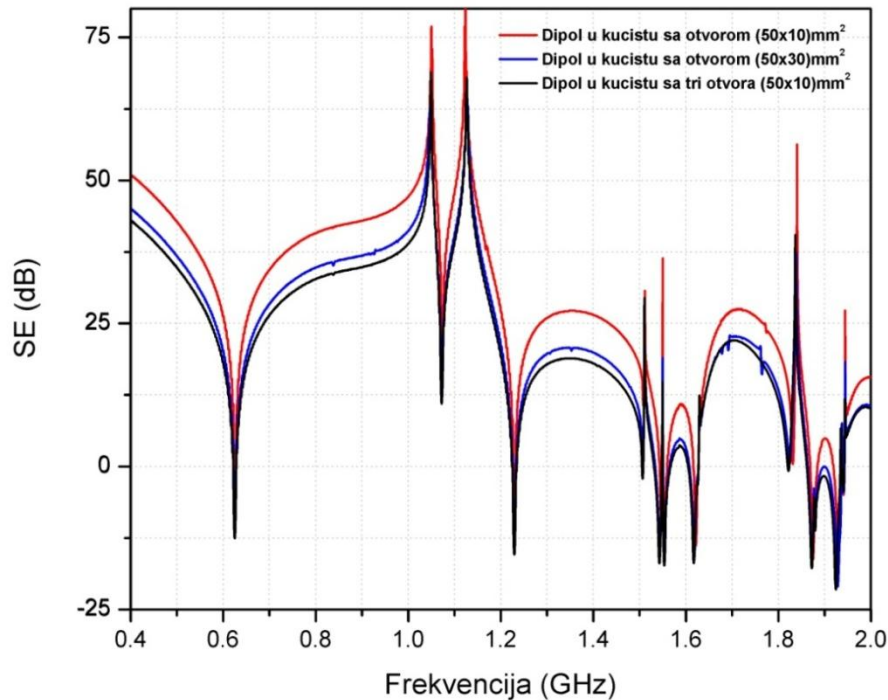
Slika 6.11 SE u funkciji frekvencije, za prazno kućište sa različitim pravougaonim otvorima, u tački čije su koordinate (145, 200,100) mm



Slika 6.12 SE u funkciji frekvencije, za prazno kućište sa različitim pravougaonim otvorima, u tački čije su koordinate (150, 200,100) mm

Sa slika 6.11 i 6.12 se može uočiti da su u svakoj posmatranoj tački, oblici SE krivih za svaki od otvora sa slike 6.10 isti, uključujući i vrednosti rezonantnih frekvencija. Takođe se može zaključiti, da površina i broj razmatranih otvora utiču samo na nivo EM polja u kućištu, odnosno na vrednost SE. Nivo SE raste sa smanjenjem površine prednjeg zida pod otvorima.

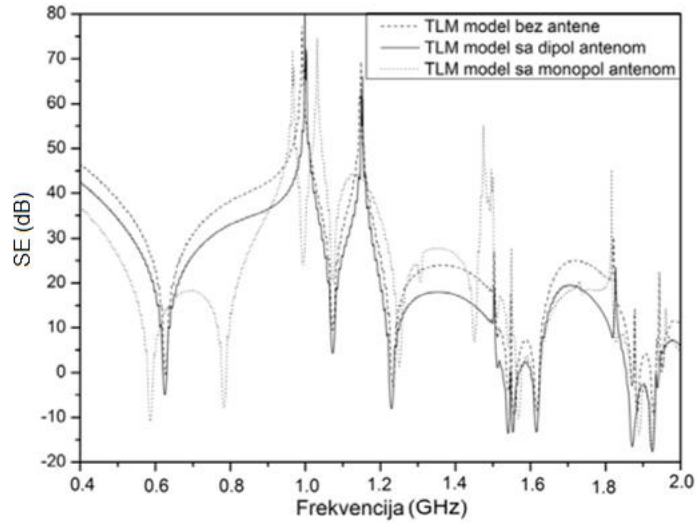
U daljoj analizi, u kućište sa slike 6.9 postavljena je dipol antena formirana od dva provodnika dužine od po 50 mm na razmaku od 2 mm i poluprečnika 0.1 mm. Antena je postavljena u pravcu z ose, a njena pozicija definisana je tačkama (150,200,49) mm i (150,200,151) mm. Pobuda je ravanski talas normalne incidencije sa vertikalnom (z) polarizacijom električnog polja. Numerički rezultati prikazani su na slici 6.13 i dati su za tačku u centru kućišta, koja se nalazi između kraka dipol antene, odnosno za tačku čije su koordinate (150,200,100) mm i za sva tri razmatrana oblika otvora sa slike 6.10. Vrednosti polja u centru kućišta dobijene su direktnim uzorkovanjem EM polja.



Slika 6.13 SE u funkciji frekvencije, za kućište sa dipol antenom i sa različitim pravougaonim otvorima, u tački u centru kućišta čije su koordinate (150, 200,100) mm

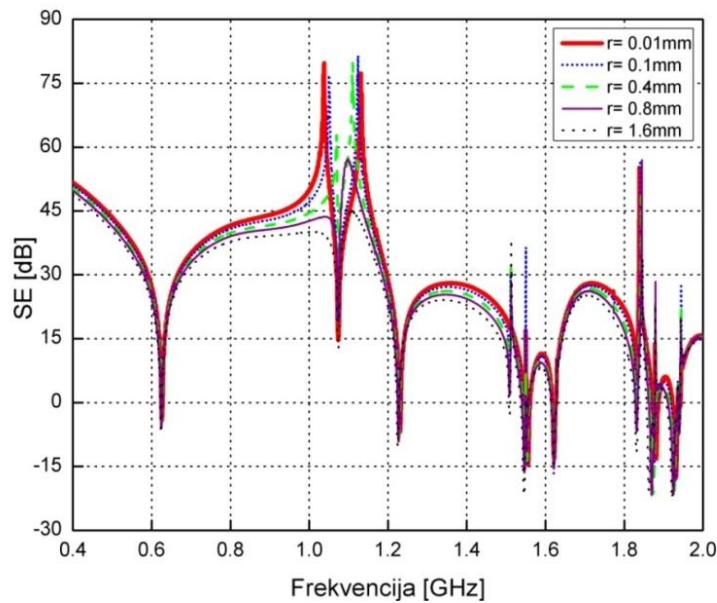
Sa slike 6.13 se može zapaziti da SE kućišta sa prijemnom antenom smeštenom u kućištu, iako malog prečnika, ima konstantno nižu vrednost u celom razmatranom frekvencijskom opsegu, od krive SE praznog kućišta.

Na slici 6.14 prikazano je kako tip antene utiče na nivo SE kućišta. U kućište sa slike 6.9 sa jednim otvorom dimenzija (50x30) mm², smeštana dipol, odnosno, monopol antena dužine 100 mm. Poluprečnik obe antene je 1 mm. Generalno, prisustvo antene narušava nivo SE, jer je najveća vrednost SE u slučaju praznog kućišta u razmatranom frekvencijskom opsegu. Dobijeni rezultati ukazuju da monopol antena ima veći uticaj na raspodelu polja u kućištu, a samim tim i na parametar SE. Takođe, može se uočiti veći pomeraj rezonantnih frekvencija ka nižim frekvencijama u slučaju primene monopol antene.



Slika 6.14 Uticaj tipa antene na SE kućišta [80]

U narednom koraku je analizirano kako povećanje poluprečnika dipol antene utiče na SE. Simulacija je rađena za poluprečnike antene od 0.01 mm, 0.1 mm, 0.4 mm, 0.8 mm i 1.6 mm, za kućište sa slike 6.8 i pravougaoni otvor dimenzija $(50 \times 10) \text{ mm}^2$. Rezultati su prikazani na slici 6.15 i odnose se na tačku u centru kućišta. Dužina dipol antene je ista za sve razmatrane poluprečnike antene i iznosi 100 mm.



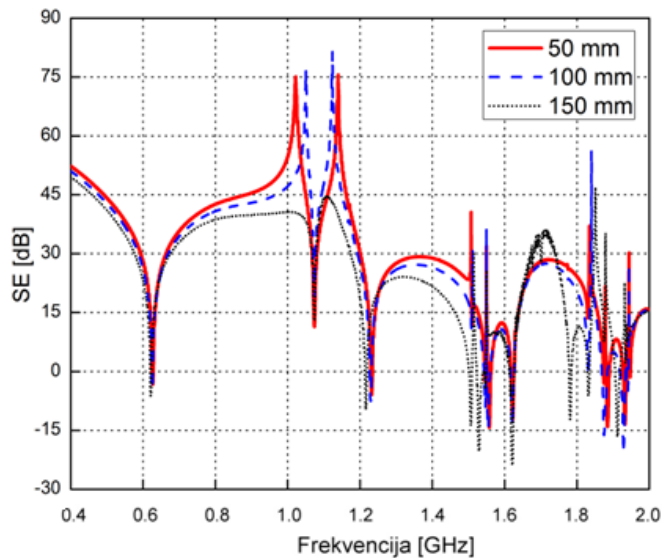
Slika 6.15 Uticaj porasta poluprečnika dipol antene na SE kućišta sa otvorom dimenzija $(50 \times 10) \text{ mm}^2$

Kao i u slučaju monopol antene, sa povećanjem poluprečnika dipol antene SE kućišta se smanjuje, što se može videti sa slike 6.15. Pad u nivou SE se može objasniti činjenicom da se usled indukovane struje, provodnik ponaša kao sekundarni emiter i da ima povratni uticaj na EM polje unutar kućišta. Kada se povećava poluprečnik antene rezonantne frekvencije se pomeraju ka nižim frekvencijama. Vrednosti SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji dobijene za različite poluprečnike dipol antene prikazane su u Tabeli 6.3.

Tabela 6.3 Nivo SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za tri različita poluprečnika prijemne dipol antene

Poluprečnik dipol antene (mm)	Prva rezonantna frekvencija (MHz)	SE (dB)
0.01	626.095	-4.00964
0.1	625.600	-4.67526
0.4	624.981	-5.45832
0.8	624.485	-6.11506
1.6	623.619	-7.16132

Numerički TLM metod sa kompaktnim žičanim modelom koji opisuje dipol antenu je iskorišćen i za analizu uticaja različitih dužina dipole antene smeštene unutar kućišta na SE kućišta. Prijemna dipol antena je predstavljena žicom koja je postavljena u pravcu z ose dužine 50 mm, 100 mm i 150 mm. Poluprečnik je isti za svaku od razmatranih dužina i iznosi 0.1 mm, a razmak između kraka antene iznosi 2 mm. Numerički rezultati za već definisano kućište sa otvorom dimenzija (50x10) mm² prikazani su na slici 6.16.



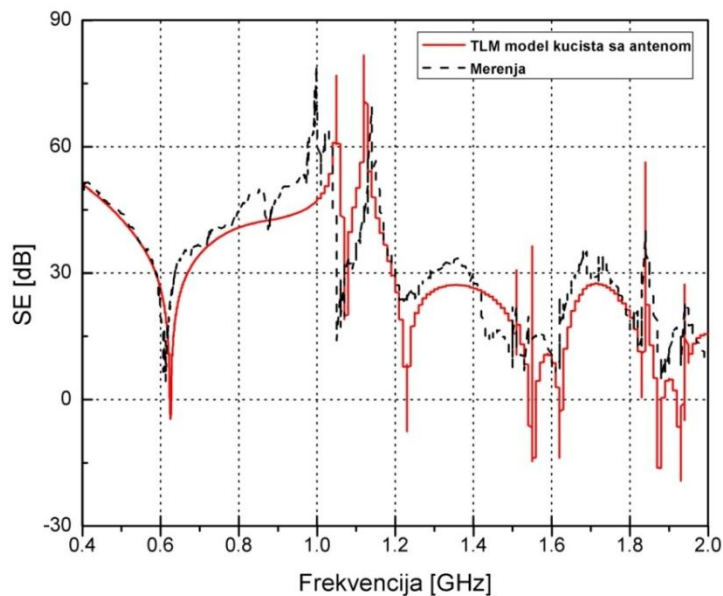
Slika 6.16 Uticaj porasta dužine dipol antene na SE kućišta sa otvorom dimenzija (50x10) mm²

Sa slike 6.16 se može uočiti da kada dužina antene raste, nivo SE opada u većem delu razmatranog frekvencijskog opsega, sve do 1.5 GHz. Rezonantne frekvencije se pomeraju ka nižim frekvencijama sa povećanjem dužine antene. U preostalom frekvencijskom opsegu kriva SE za dužinu antene 50 mm ima veći uticaj na degradaciju SE. Takođe, u opsegu iznad 1.5 GHz najduža razmatrana antena unosi veće pomeranje rezonantnih frekvencija i dodatne pikove. Nivoi za SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji dobijeni sa dipol antenom poluprečnika 0.1 mm za različite dužine antene prikazani su i u Tabeli 6.4.

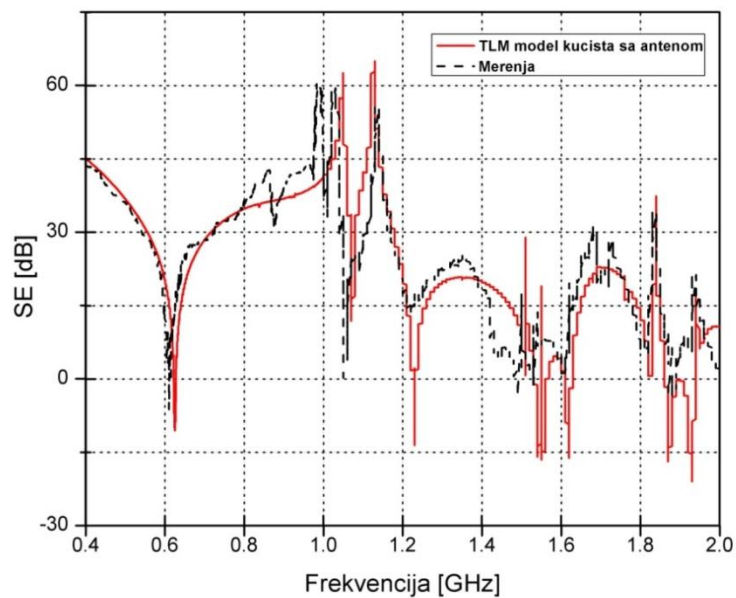
Tabela 6.4 Nivo SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za tri različite dužine prijemne dipol antene

Dužina dipol antene (mm)	Prva rezonantna frekvencija (MHz)	SE (dB)
50	622.00	-2.89932
100	621.000	-4.99245
150	619.00	-7.34522

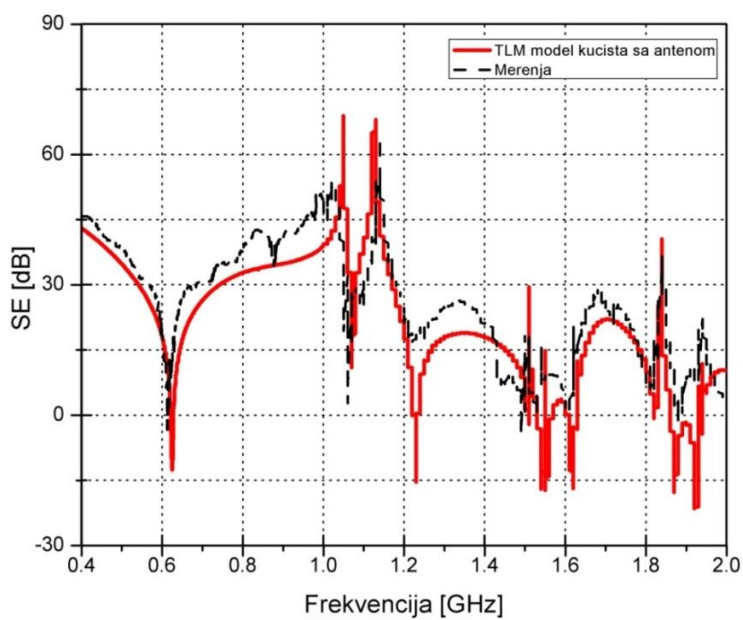
Da bi se sagledao uticaj detektovanog nivoa EM polja dobijenog numeričkim modelovanjem, dobijeni rezultati su poređeni sa merenim rezultatima prikazanim u [56]. Iz tog razloga su dimenzije kućišta i otvora, tip pobude, kao i tip i dužina antene izabrani da odgovaraju eksperimentalnoj postavci opisanoj u [56]. Teorijski, sprega spoljašnjeg polja i antene, koja nastaje usled prisustva otvora, prikazana je u [97]. Treba napomenuti da u [56], nije naveden poluprečnik i tačna pozicija antene. Dipol antena je formirana od dva provodnika dužine od po 50 mm na razmaku od 2 mm i poluprečnika 0.1 mm. Smeštena je u centru kućišta i definisana je tačkama čije su koordinate (150,200,49) mm i (150,200,151) mm. Pobuda je ravanski talas normalne incidencije sa vertikalnom (z) polarizacijom. Posmatrana tačka je u centru kućišta. Na slikama 6.17, 6.18 i 6.19 prikazane su krive SE u funkciji frekvencije u opsegu od 0 GHz do 2 GHz za otvore koji su prikazani na slici 6.10. Numerička analiza je realizovana primenom TLM kompaktnog žičanog modela koji omogućava dvosmernu interakciju polja i antene.



Slika 6. 17 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija $(50 \times 10) \text{ mm}^2$ na prednjem zidu - TLM model kućišta sa antenom i merni rezultati [56]



Slika 6.18 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija (50×30) mm² na prednjem zidu - TLM model kućišta sa antenom i merni rezultati [56]

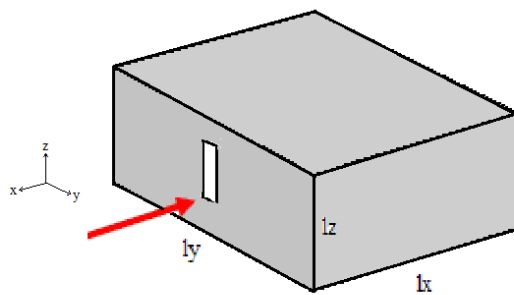


Slika 6.19 SE kućišta sa tri otvora dimenzija (50×10) mm² na prednjem zidu - TLM model kućišta sa dipol antenom i merni rezultati [56]

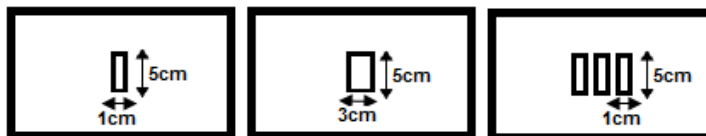
Sa slika 6.17, 6.18 i 6.19 se može uočiti da krive dobijene numeričkim modelovanjem prate krive dobijene eksperimentalnim putem, ali da značajna odstupanja postoje i u nivou i u položaju rezonantnih frekvencija, što se može objasniti i proizvoljnim izborom parametara antene.

6.4 Proračun SE kućišta na bazi strujno-naponske informacije indukovane na monopol anteni

U ovoj sekciji razmatrano je pravougaono kućište prikazano na slici 6.20a sa tri različite konfiguracije otvora na prednjem zidu, kao na slici 6.20b. Dimenzije kućišta su $l_x=300$ mm, $l_y=400$ mm i $l_z=200$ mm kao što je navedeno u [56]. Zid kućišta sa otvorima je debljine 2 mm. Spolja generisana smetnja predstavljena je ravanskim talasom normalne incidencije na zid sa otvorima sa horizontalnom električnom polarizacijom. Pored toga, kao pobuda je korišćen i oblikovan ravanski talas sa definisanim azimutom, elevacionim i polarizacionim uglom, koji se koristi da bi se pokazalo kako svaka komponenta polja utiče na nivo SE. To zahteva stavljanje antene u tri različita položaja. Detektovani signal se sa antene do merenog instrumenta, prenosi koaksijalnim kablom, koji je takođe uključen u numerički model. Za analizu je korišćena monopol antena.



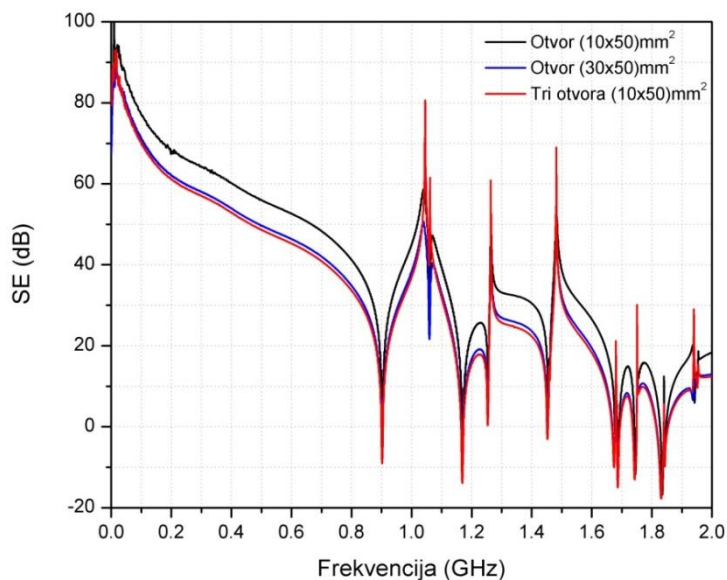
a)



b)

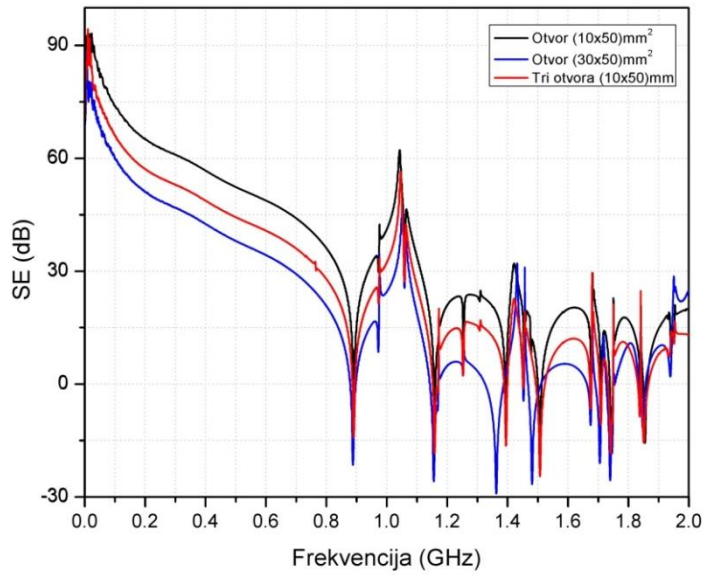
Slika 6.20 a) Kućište i b) konfiguracije i dimenzije otvora na prednjem zidu

Na slici 6.21 je data zavisnost SE od frekvencije za sve tri konfiguracije otvora na prednjem zidu praznog kućišta sa slike 6.20b. Na osnovu krivih sa slike 6.21, u pogledu SE u celom posmatranom frekventnom opsegu, može se uočiti slično ponašanje. Jedina razlika je u pogledu nivoa SE zbog različitog procenta površine zida pod otvorima, što je rezultat različite količine EM energije koja prodre u prostor unutar kućišta.



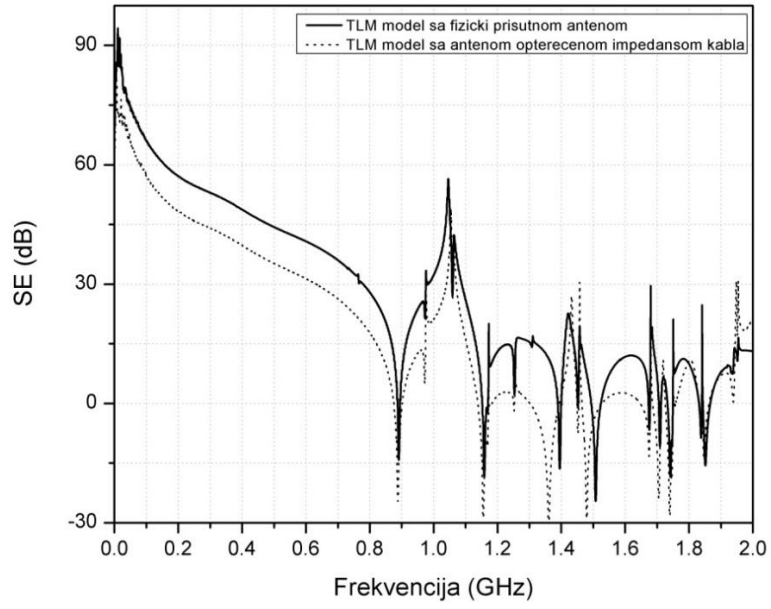
Slika 6.21 SE praznog kućišta sa različitim konfiguracija otvora na prednjem zidu

Zatim je u kućište postavljena monopol antena poluprečnika 0.1 mm i dužine 100 mm. Pozicija antene definisana je koordinatama početne i krajnje tačke (150,200,100) mm i (150,300,100) mm. Uticaj fizičkog prisustva monopol antene na SE kućišta uz ravanski talas normalne incidencije sa horizontalnom električnom polarizacijom prikazan je na slici 6.22.

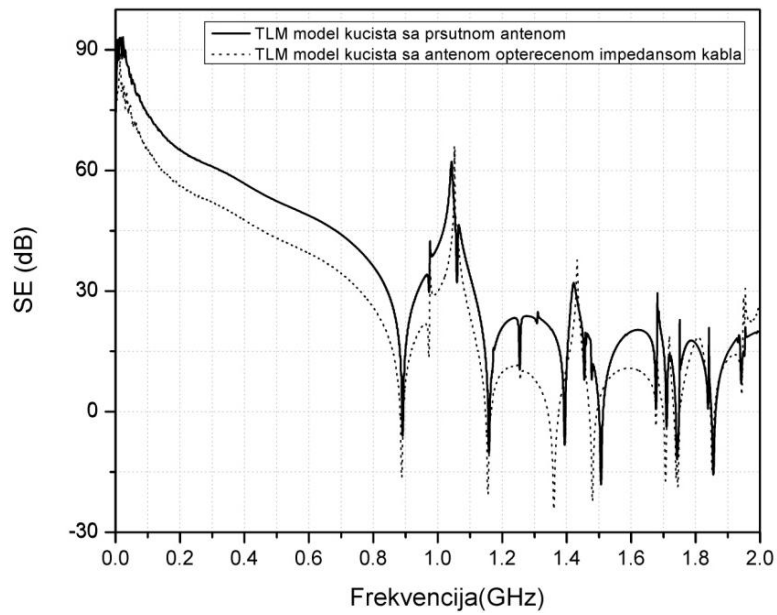


Slika 6.22 SE kućišta sa različitim konfiguracija otvora na prednjem zidu i monopol antenom u kućištu

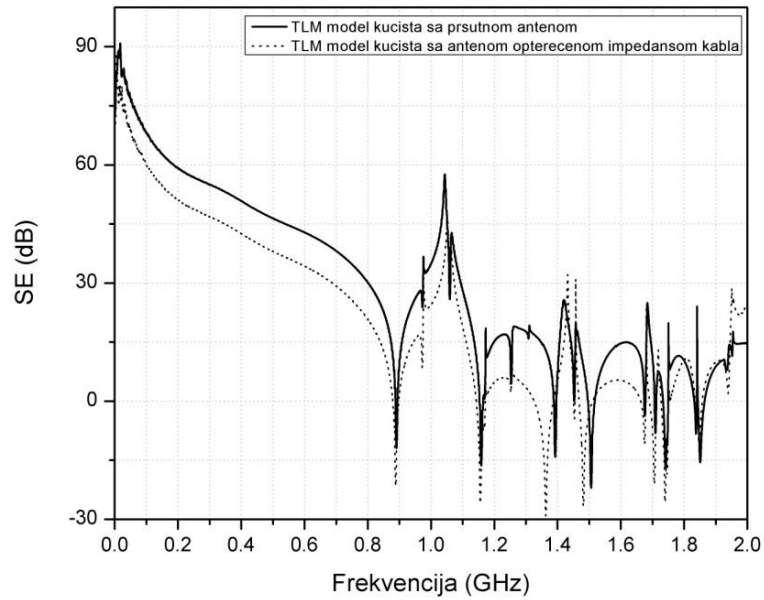
Na slici 6.23a, b i c prikazana je SE kućišta sa fizički prisutnom monopol antenom i antenom opterećenom impedansom koaksijalnog kabla koja u konkretnom slučaju iznosi 50Ω . U sva tri prikazana slučaja impedansa kabla kojim se antena optereti ima značajan uticaj na nivo SE. Do prve rezonantne frekvencije vrednost SE je za približno za 10 dB niža u slučaju antene opterećene impedansom kabla od slučaja kada je antena samo fizički prisutna u kućištu i to za sve oblike otvora. Nakon prve rezonantne frekvencije vrednost SE su niže, ali ne uvek za isti iznos. Položaji prve rezonantne frekvencije su isti za sve oblike otvora. Od druge rezonantne frekvencije pomak rezonantnih frekvencija je sve veći.



a)



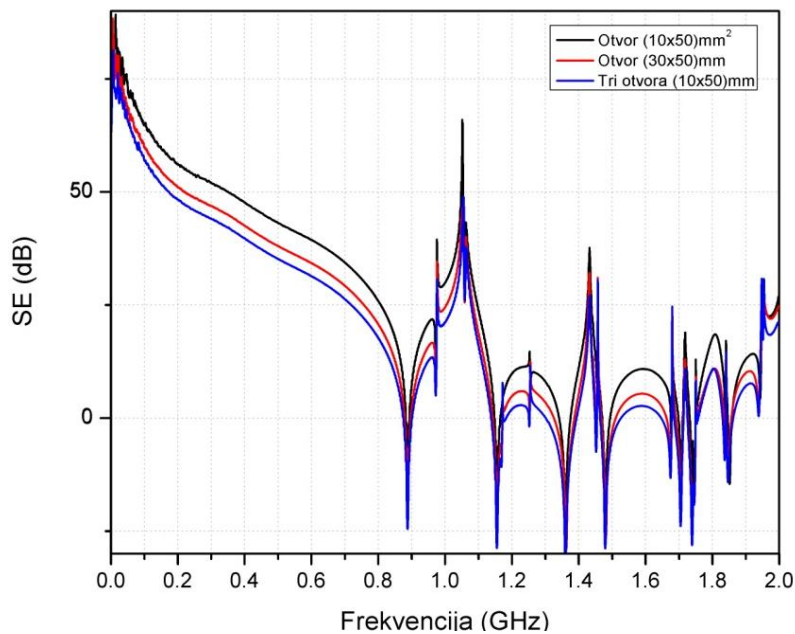
b)



c)

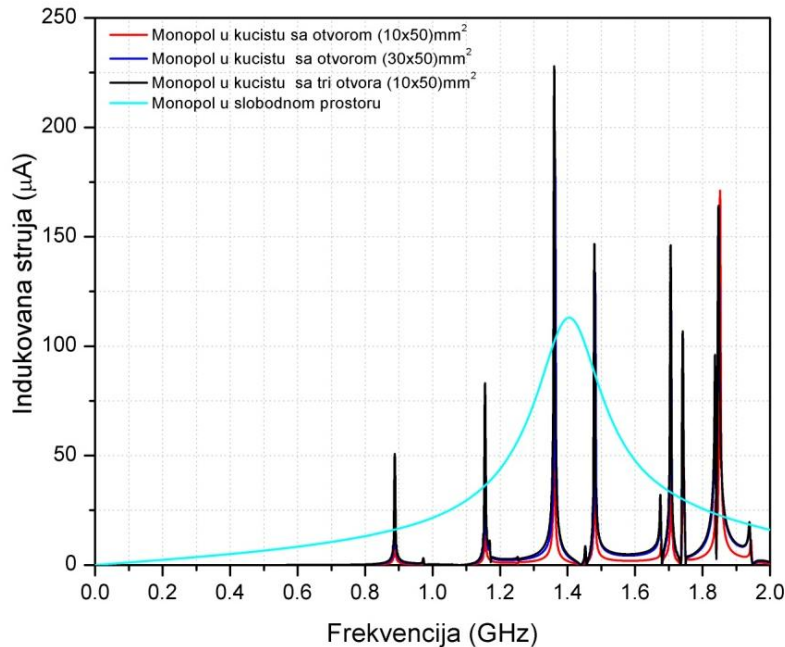
Slika 6.23 SE kućišta sa fizički prisutnom monopol antenom i monopol antenom opterećenom impedansom kabla za: a) otvor dimenzija (10x50) mm², b) otvor dimenzija (30x50) mm² i c) tri otvora dimenzija (10x50) mm²

Na slici 6.24 prikazan je uticaj površine i broja otvora na SE kućišta sa monopol antenom opterećenom impedansom kabla. Kao i u slučaju fizički prisutne monopol antene u kućištu, tako i sa antenom koja je opterećena impedansom kabla, uticaj otvora je takav da je SE manja što je površina zida pod otvorima veća. Položaji rezonantnih frekvencija za sve otvore se poklapaju.



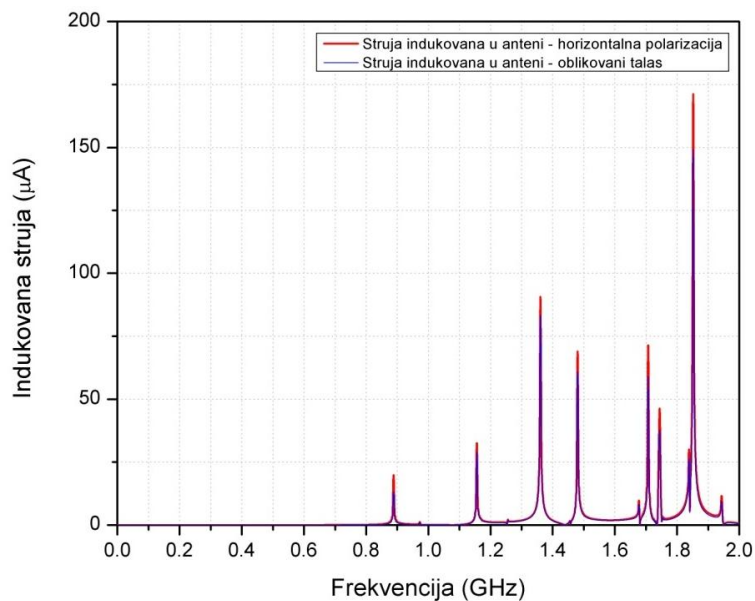
Slika 6.24 SE kućišta za tri konfiguracije otvora na prednjem zidu i sa monopol antenom opterećenom impedansom kabla

Kada se žica, odnosno antenna, nađe u EM polju u njoj se indukuje struja zbog koje antena postaje sekundarni emiter. Na slici 6.25 prikazane su struje indukovane u monopol anteni postavljenoj u kućištu sa različitim uzorcima otvora i u anteni u slobodnom prostoru. Pobuda je ravanski talas horizontalne (y) polarizacije. Sa porastom površine otvora povećava se vrednost indukovane struje u anteni što važi za ceo frekvencijski opseg od interesa. U konkretnom slučaju najveća indukovana struja je u slučaju tri otvora. Oblici krivih za sve otvore se poklapaju. Oblik i vrednost indukovane struje u anteni u slobodnom prostoru, koji je takođe prikazan na slici 6.25 ne prati oblik krivih indukovane struje kada je antena postavljena u kućištu.



Slika 6.25 Struje indukovane u monopol anteni u kućištu i u slobodnom prostoru pri horizontalnoj polarizaciji

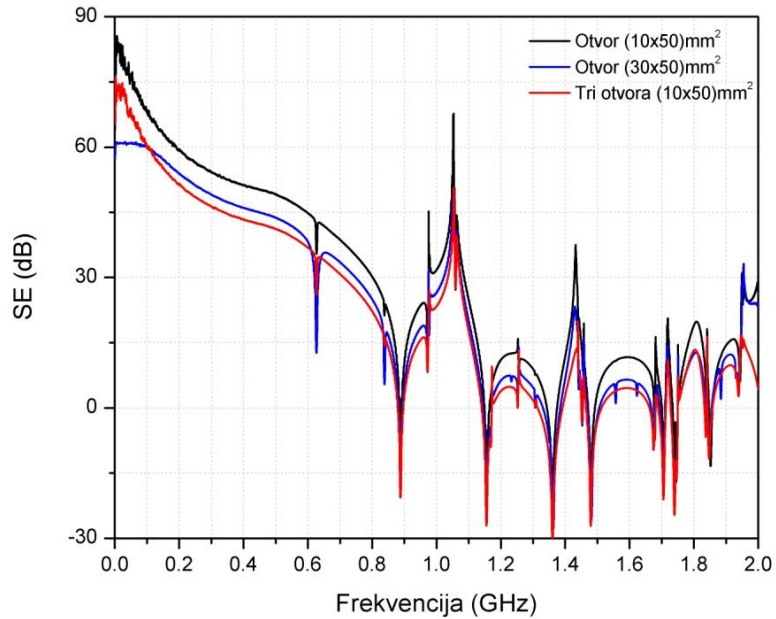
Na slici 6.26 prikazana je struja indukovana u monopol anteni pri horizontalnoj i kosoj incidenciji ravanskog talasa kao pobude. Kada je kao pobuda korišćen oblikovan ravanski talas odabrane vrednosti za azimut 60° , elevacioni ugao 90° i polarizacioni ugao 30° . U slučaju oblikovanog talasa svaka komponenta polja utiče na nivo SE. To zahteva stavljanje antene u tri različita položaja, kako bi se detektovale vrednosti sve tri komponente indukovane struje. Detektovani signal se sa antene do merenog instrumenta, prenosi koaksijalnim kablom, koji je takođe uključen u numerički model. Impedansa kabla je u vidu otpornog opterećenja definisana u numeričkom modelu. Vrednosti indukovane struje u zavisnosti od incidencije pobudnog ravanskog talasa na zid kućišta sa otvorom dimenzija $(10 \times 50) \text{ mm}^2$ prikazane su na slici 6.26. U konkretnom slučaju veća vrednost indukovane struje je pri horizontalnoj polarizaciji ravanskog talasa, nego u slučaju oblikovanog talasa.



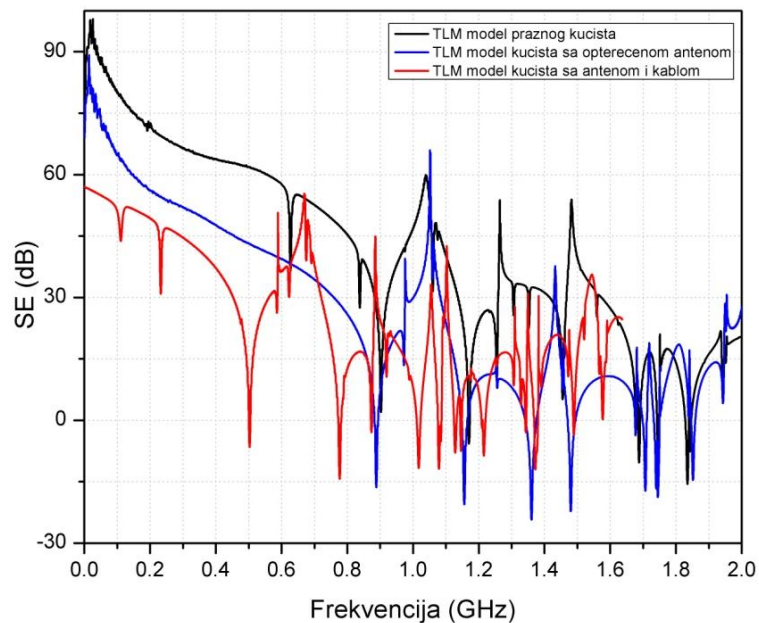
Slika 6.26 Struja indukovana u monopol anteni u kućištu sa otvorom dimenzija (10x50) mm² pri horizontalnoj i kosoj incidenciji

Na slici 6.27 prikazana je SE kućišta sa monopol antenom opterećenom otpornom impedansom koaksijalnog kabla za slučaj kućišta sa tri vrste otvora kada je pobuda ravanski talas kose incidencije pri čemu je polarizacioni ugao 30°, azimut 60° i elevacija 90°. SE kućišta se smanjuje sa povećanjem površine zida kućišta pod otvorima u slučaju kose incidencije pobudnog talasa.

Na 6.28 prikazana je SE kućišta sa otvorom dimenzija (10 x 50) mm² u slučaju kose incidencije za prazno kućište, sa antenom opterećenom otporom koaksijalnog kabla, i antenom i kablom, dobijena primenom TLM metode. Može se primetiti da najveći uticaj na SE kućišta imaju antena i koaksijalni kabl.



Slika 6.27 SE kućišta sa monopol antenom opterećenom impedansom koaksijalnog kabla za tri vrste otvora za slučaj kose incidencije ravanskog talasa (azimuth 60° , elevacija 90° i polarizacija 30°)

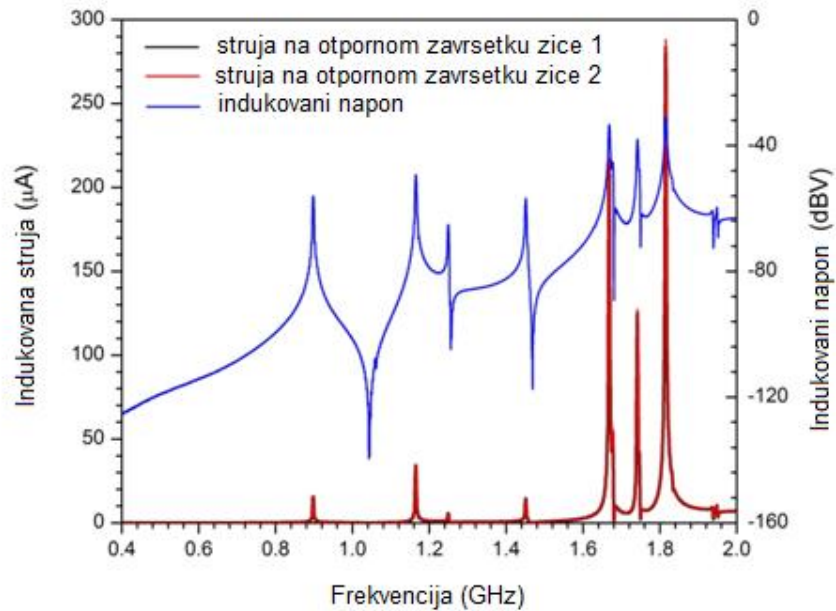


Slika 6.28 TLM model kućišta sa otvorom dimenzija (10 x 50) mm u slučaju kose incidencije za prazno kućište, sa antenom opterećenom impedansom koaksijalnog kabla, i antenom i kablom

6.5 Proračun SE kućišta na bazi strujno-naponske informacije indukovane na dipol anteni

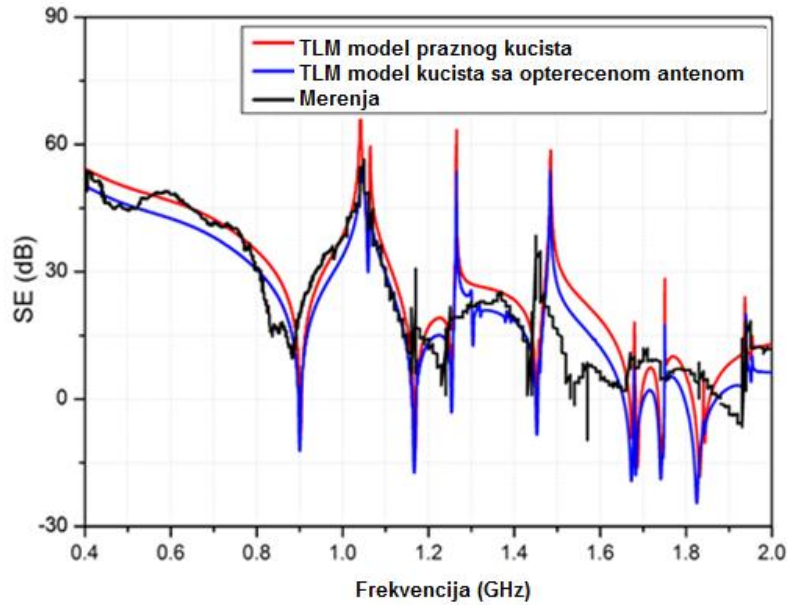
U ovoj sekciji će biti prikazani numerički rezultati za SE pravougaonog kućišta sa tri različite konfiguracije otvora na prednjem zidu, kao što je prikazano na slici 6.20a i b, uz prisustvo dipol antene. Ovi rezultati su upoređeni sa merenim rezultatima iz [56] pri čemu treba napomenuti da u [56] poluprečnik dipol antene koja se koristi u postupku merenja nije naveden. Spolja generisana smetnja predstavljena je ravanskim talasom horizontalne električne polarizacije i normalne i kose incidencije na zid sa otvorima. Detektovani signal se do merenog instrumenta prenosi koaksijalnim kablom, koji je takođe uključen u numerički model kako bi se sagledao i njegov uticaj na SE kućišta.

Analiza uticaja poluprečnika i dužine žice na nivo SE kućišta i lokaciju rezonantnih frekvencija, detaljno opisana u [55,80], prikazana je u ovoj sekciji za slučaj ravnanskog talasa normalne incidencije sa horizontalnom električnom polarizacijom. Dve žice, postavljene u pravcu y ose, svaka dužine po 50 mm i prečnika od 0.1 mm, na razmaku 2 mm se koriste za opisivanje prijemne dipol antene. Žice su predstavljene kompaktnim TLM žičanim čvorom kao što je objašnjeno u poglavlju 3. Oba kraka dipola su vezana na odgovarajući otpornik kako bi se dipol antena opteretila impedansom koaksijalnog kabla. Spoj antene i kabla je realizovan da bude simetričan, tako da se balun koji se često koristi između nebalansiranih i izbalansiranih vodova ne razmatra. Za ilustraciju, indukovane struje na krajevima žičnih opterećenja dipola, kao i indukovani napon, prikazani su na slici 6.29, za slučaj sa jednim otvorom dimenzija (10x50) mm² na prednjem zidu kućišta. Struje indukovane u oba kraka opterećene dipol antene su jednakih amplituda i suprotnog znaka i one se koriste za određivanje napona između međusobno bližih krajeva dve žice, odnosno u centru dipol antene.



Slika 6.29 Indukovane struje na krajevima žičnih opterećenja (preklapajuće crna i crvena pune linije) i napon u centru dipol antene kao funkcija frekvencije

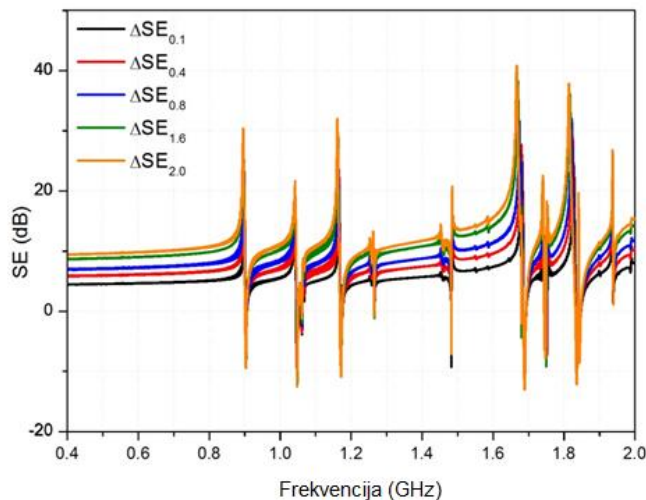
Na slici 6.30 prikazani su numerički rezultati za SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija $(10 \times 50) \text{ mm}^2$ na prednjem zidu dobijeni na osnovu potencijalne razlike između krajeva opterećene dipol antene i slučaj kada se uzme u obzir samo fizičko prisustvo dipol antene (tj. EM polje se direktno uzorkuje u prostoru između kraka dipola). Može se uočiti da je nivo SE manji u slučaju kada se razmatra dipol antena opterećena impedansom koaksijalnog kabla i da u nekim delovima razmatranog frekvencijskog opsega, TLM model sa antenom opterećenom impedansom kabla bolje prati eksperimentalne rezultate. Slični zaključci se mogu izvesti i za druge dve konfiguracije otvora. Međutim, treba istaći da preciznije poređenje TLM modela sa rezultatima eksperimenta datim u [56] mora da uključi u razmatranje i prisustvo baluna i njegove karakteristike u analiziranom frekvencijskom opsegu.



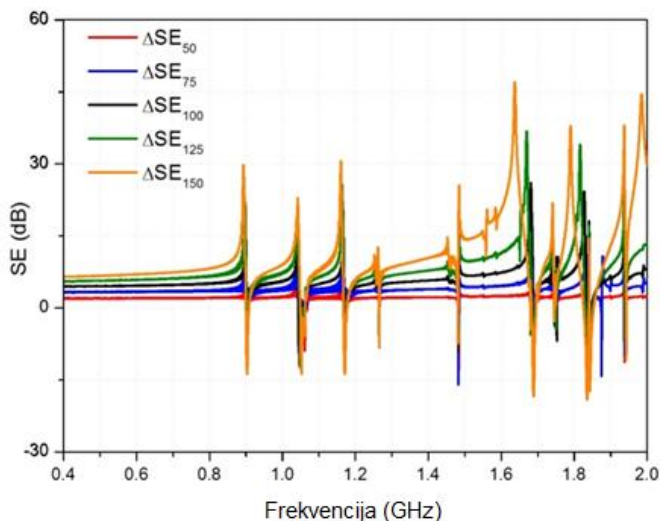
Slika 6.30 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija $(10 \times 50) \text{ mm}^2$ na prednjem zidu - TLM model kućišta sa antenom, sa opterećenom antenom i merenja [43]

Kao što je već ilustrovano u sekciji 6.3, žice različitih poluprečnika i dužine, koje se koriste za modelovanje dva kraka dipol antene, utiču na vrednost SE i položaj rezonantnih frekvencija kućišta. Na i u blizini rezonantnih frekvencija, nivo SE može biti veoma nizak pa je veoma važno da se SE precizno odredi upravo na tim frekvencijama. Stoga je u ovoj sekciji sprovedena detaljnija analiza uticaja fizičkih dimenzija antene na raspodelu EM polja unutar kućišta, pri čemu je ovaj uticaj, za razliku od sekcije 6.3, sagledan na osnovu struje i napona koji se indukuju na anteni. Poluprečnik dipol antene je menjan u opsegu (0-2) mm za konstantnu dužinu antene (100 mm), dok je dužina varirala u rasponu (50-150) mm za konstantan poluprečnik. Njihov uticaj na nivo SE i lokaciju tri rezonantne frekvencije u kućištu sa jednim otvorom dimenzija $(10 \times 50) \text{ mm}^2$ otvorom na prednjem zidu za horizontalno polarizovan ravanski talas normalne incidencije prikazan je na slikama 6.31 i 6.32. Grafici pokazuju promenu ΔSE u funkciji frekvencije za različite poluprečnike i dužine antene, respektivno, pri čemu ΔSE predstavlja razliku između nivoa SE razmatranih kućišta u odsustvu i prisustvu dipol antene. Deblje i duže žice više utiču nivo SE u odnosu na slučaj kada je kućište prazno. Ovaj uticaj je skoro konstantan tokom čitavog posmatranog frekvencijskog opsega osim oko rezonantne frekvencije, gde takođe pomeranje rezonantne frekvencije treba uzeti u obzir. Lokacija rezonantne frekvencije, u odnosu

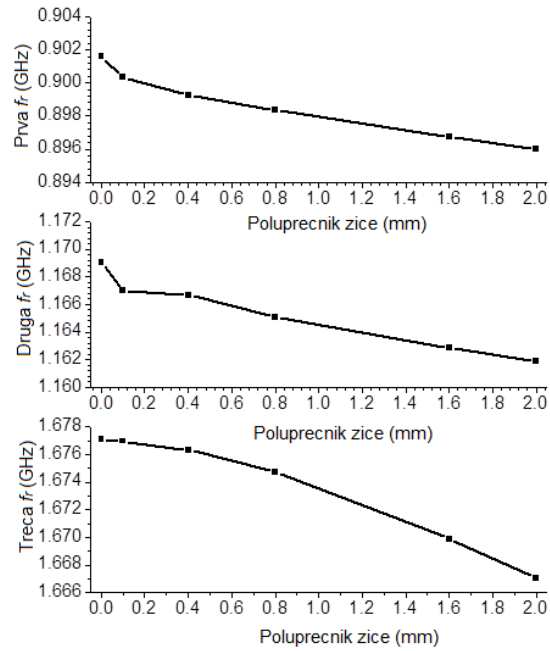
na slučaj praznog kućišta, pomera se ka nižim frekvencijama sa povećanjem poluprečnika žice i dužine, kao što je prikazano na slikama 6.33 i 6.34, respektivno, za tri rezonantne frekvencije naznačene u [56]. Uticaj antene na nivo SE kućišta je veće, što su dužina i poluprečnik antene veći.



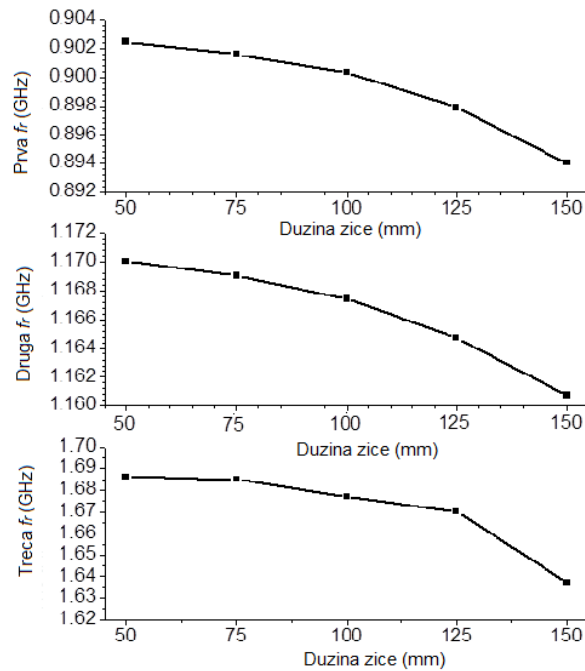
Slika 6.31 Razlika između nivoa SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija $(10 \times 50) \text{ mm}^2$ na prednjem zidu u odsustvu i prisustvu dipole antene za različite poluprečnike žice – dužina antene je konstantna i iznosi 100 mm



Slika 6.32 Razlika između nivoa SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija $(10 \times 50) \text{ mm}^2$ na prednjem zidu u odsustvu i prisustvu dipole antene za različite dužine antene – poluprečnik antene je konstantan i iznosi 0.1 mm

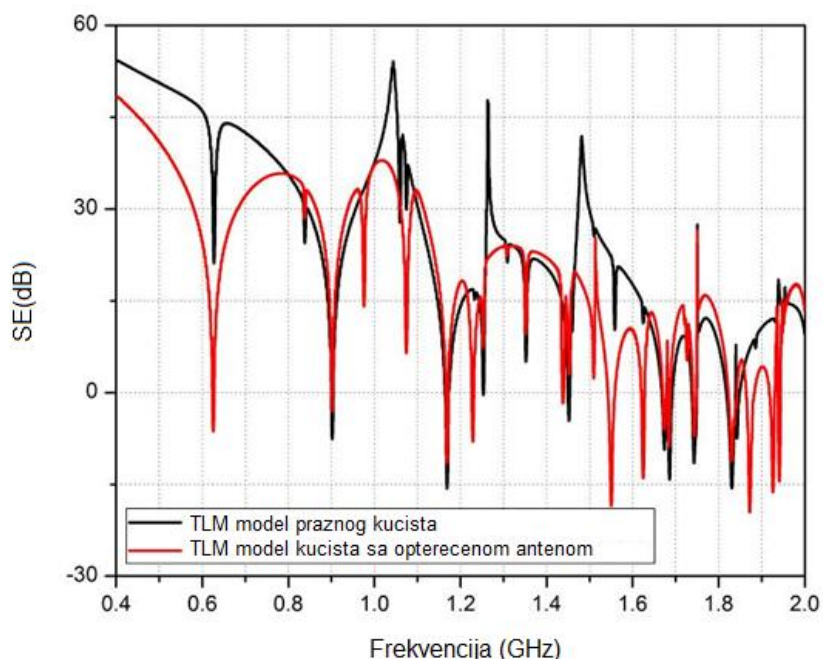


Slika 6.33 Rezonantna frekvencija kućišta sa jednim otvorom dimenzija (10×50) mm² na prednjem zidu u funkciji radijusa dipol antene dužine 100 mm



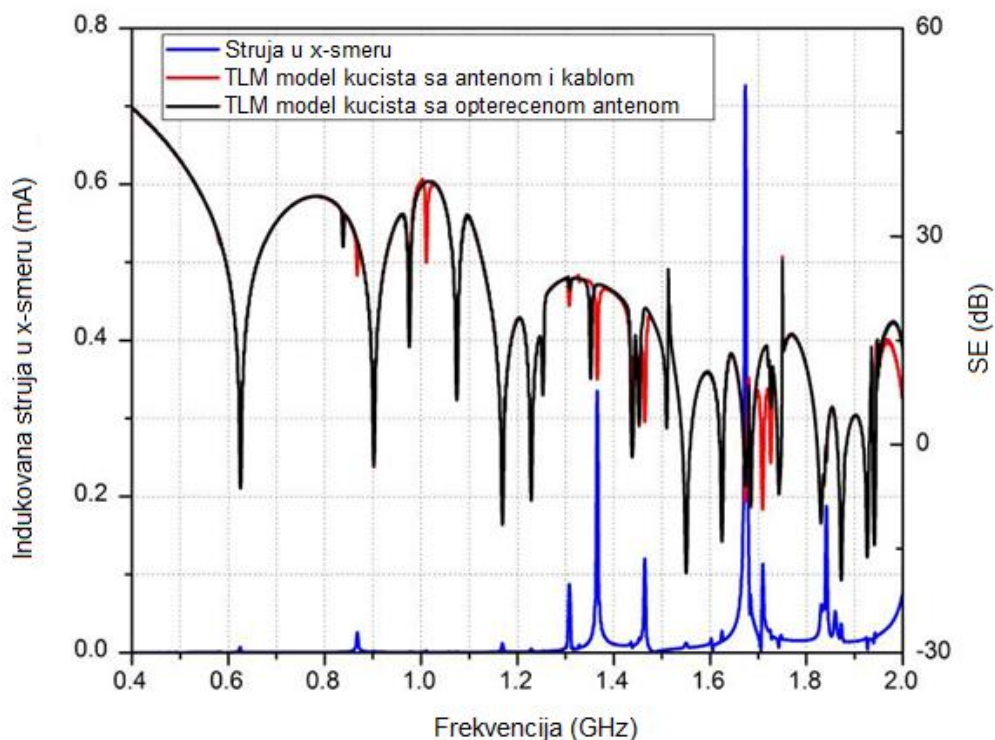
Slika 6.34 Rezonantna frekvencija kućišta sa jednim otvorom dimenzija (10×50) mm² na prednjem zidu u funkciji dužine dipol antene poluprečnika 0.1 mm

Na prethodnim slikama prikazani su rezultati za slučaj pobude u vidu ravanskog talasa normalne incidencije na frontalni zid, sa horizontalnom električnom polarizacijom (E_y). Iz tog razloga je dipol antena postavljena u pravcu y ose, kako bi se izmerila dominantna komponenta EM polja unutar kućišta. Međutim, generalno, ravanski talas može biti sa proizvoljnim uglom incidencije i polarizacije, tako da u kućištu mogu postojati sve tri komponente EM polja. To zahteva da se u eksperimentalnom postupku određivanja nivoa polja prijemna dipol antena postavlja u pravcu sve tri koordinatne ose. Stoga prisustvo dipol antene utiče na detektovani nivo svake komponente EM polja i ima veći uticaj na tačnost utvrđivanja ukupnog SE kućišta. Kao ilustracija, određena je SE kućišta sa tri otvora površine po (10×50) mm² otvora na prednjem zidu za ravanski talas kose incidencije sa azimutnim uglom 60°, elevacionim uglom 90° i polarizacionim uglom 30°. Numerički rezultati za slučaj praznog kućišta (bez prijemne dipol antene) i slučaj kada je opterećena dipol antena prisutna u kućištu prikazani su na Slici 6.35. Može se uočiti da, posebno na nekim frekvencijama (npr. prva rezonantna frekvencija) i frekvencijskim opsezima (0 GHz - 0,8 GHz, 1,45 GHz - 1,65GHz) prisustvo dipol antene snažno degradira nivo SE kućišta.



Slika 6.35 SE praznog kućišta i kućišta opterećenom antenom uz ravanski talas kose incidencije (azimutnim uglom 60°, elevacionim uglom 90° i polarizacionim uglom 30°) kao pobuda

U nastavku je razmatrano prisustvo koaksijalnog kabla u kućištu i njegov uticaj na SE. Koaksijalni kabl dužine 140 mm, je postavljen u pravcu x ose, sa ciljem da prenosi signal od centra dipol antene na merni instrument. Radijus spoljašnjeg provodnika koaksijalnog kabla je izabran da bude jednak poluprečniku prijemne dipol antene. Za ravanski talas normalne incidencije na frontalni zid sa otvorima sa horizontalnom električnom polarizacijom (E_y), prisustvo koaksijalnog kabla nema nikakav uticaj na SE kućišta jer je dominantna komponenta EM polja u pravcu y ose, dok je kabl postavljen u pravcu x -ose. Iz tog razloga je SE kućišta ista kao što je prikazano na sl. 6.35 za TLM model kućišta sa antenom opterećenom impedansom kabla. Međutim, za oblikovan ravanski talas, čiji je polarizacioni ugao 30° , azimutni ugao 60° i elevacioni ugao 90° , koaksijalni kabl ima izvestan uticaj na SE kućišta (Slika 6.36). Može se uočiti da se rezultati za SE kućišta dobijeni korišćenjem TLM modela za antenu i kabl neznatno razlikuje od rezultata za SE dobijenih korišćenjem TLM modela za kućište sa opterećenom antenom. Razlika je primetna na frekvencijama na kojima indukovana struja u kablju nije zanemarljiva.



Slika 6.36 SE kućišta sa tri otvora dimenzija $(10 \times 50) \text{ mm}^2$ uz incidentan ravanski talas sa azimutnim uglom 60° , elevacionim uglom 90° i polarizacionim uglom 30° - TLM model kućišta sa opterećenom antenom, antenom i kablom i strujom indukovanom u kablju

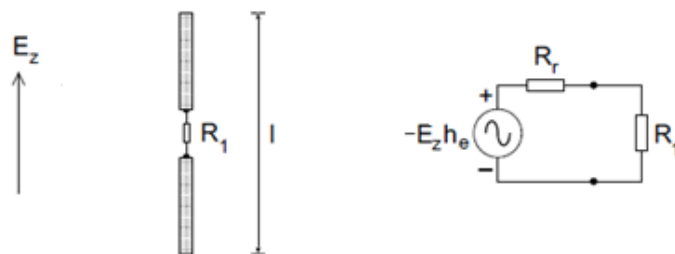
Za analizu uticaja parametara prijemne antena i koaksijalnog kabla smeštenih unutar kućišta na SE, upotrebljen je TLM žičani model, koji omogućava i opisuje dvosmernu interakciju žičanih struktura sa EM poljem. Numerički model prati eksperimentalna merenja SE. Pokazano je da antena i kabl, u prisustvu EM polja, imaju uticaj na raspodelu EM polja unutar zaštitnog kućišta, nivoa SE i vrednosti i položaj rezonantnih frekvencija kućišta. Nivo uticaja zavisi od radijusa i dužine antene, položaja i orijentacije antene i kabla i parametara spoljašnjeg pobudnog polja.

7. PRIMENA I ANALIZA POSTUPKA ZA PRIGUŠENJE REZONANTNIH FREKVENCIJA KUĆIŠTA NA BAZI OPTEREĆENIH ANTENSKIH ELEMENATA

U ovom poglavlju opisan je postupak prigušenja rezonantnih frekvencija kućišta, primenom štampane dipol antene koja se postavlja u kućište, u blizini jednog od zidova kućišta, naspram i bočno od zida na kome se nalazi otvor. Ovaj postupak za redukciju rezonantnih frekvencija je predložen i verifikovan u [98]. Efekat redukcije koji se ostvaruje ovim postupkom je uporediv sa primenom dielektričnih materijala kojima se oblažu zidovi kućišta ili upotrebom magnetskih materijala (npr. gvozdje presvučeno silikonom) sa gubicima [63].

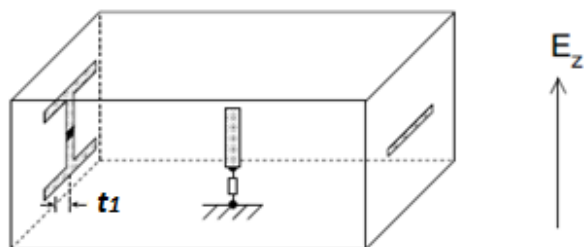
Na slici 7.1 prikazan je osnovni model dipol antene koja je postavljena u slobodnom prostoru. paralelno sa z -komponentom pobudnog električnog polja, i njeno ekvivalentno kolo. Dužina dipol antene l treba da odgovara polovini talasne dužine ($l=l_0/2$) kako bi se se ostvarila najjača sprega antene sa pobudnim poljem. Iz ovog uslova je moguće odrediti frekvenciju f_0 na kojoj se javlja polutalasna rezonantna frekvencija dipola. Prema uslovu prilagođenja za linearnu polutalasnu prijemnu dipol antenu [86], a u skladu sa slikom 7.1b, dipol će apsorbovati maksimalnu pobudnu snagu, kada je antena opterećena otpornikom R_1 čija je otpornost izabrana tako da je jednaka otpornosti zračenja dipol antene, R_r . U literaturi je pokazano da je otpornost zračenja dipol antene postavljene na nekom malom rastojanju d ($d < l$) od uzemljene ravni, $R_r \leq 73 \Omega$. Parametar h_e dat uz naponski generator na slici 7.1b se naziva efektivna dužina i istog je reda veličine kao i dužina dipol antene [98].

Kako bi efekat prigušenja električnog polja unutar kućišta sa unošenjem dipol antene bio najveći, fizička dužina dipole antene mora da odgovara rezonantnoj frekvenciji kućišta na kojoj se želi ostvariti ovaj efekat. Na sličan način se unutar kućišta može postaviti tzv. *loop* antena kako bi se prigušila vrednost EM polja na nekoj od rezonantnih frekvencija kućišta [98].



Slika 7.1 a) Dipol antena i b) ekvivalentno kolo dipole antene [98].

Ovaj postupak je u ovom poglavlju primenjen za prigušenje rezonantnih frekvencija kućišta sa jednim pravougaonim otvorom, slika 7.2.

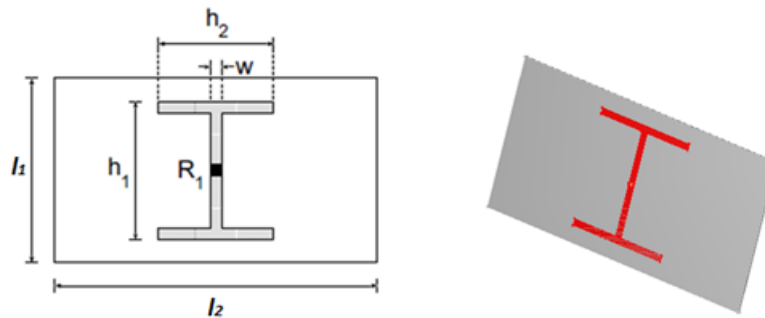


Slika 7.2 Eksperimentalna postavka za određivanje E_z -komponente polja u kućištu u prisustvu štampane dipol antene realizovane u mikrostrip tehnici [98].

Dimenzije kućišta su $(300 \times 400 \times 200) \text{ mm}^3$, a otvora $(50 \times 10) \text{ mm}^2$. U sredini kućišta je postavljena kratka prijemna monopol antena dužine 100 mm i poluprečnika 0.1 mm. Orijentacija monopol antene je izabrana u skladu sa pobudnim ravanskim talasom koji je vertikalne polarizacije (u z smeru) i koji pod pravim uglom nailazi na zid kućišta sa pravougaonim otvorom. Stoga je struja indukovana u monopol anteni proporcionalna z komponenti električnog polja koje je putem otvora preneto u prostor unutar kućišta. Prijemna monopol antena je modelovana primenom kompaktnog TLM žičanog modela opisanog u poglavlju 3. Naspram zida kućišta na kome se nalazi otvor, postavlja se još jedna antena i to dipol antena realizovana u mikrostrip tehnici. Dimenzije dipol antene su izabrane tako da se priguši efekat velike vrednosti električnog polja na odgovarajućoj rezonantnoj frekvenciji kućišta usled čega električna SE kućišta ima male vrednosti, a može da bude i negativna (kućište pojačava umesto da slabi

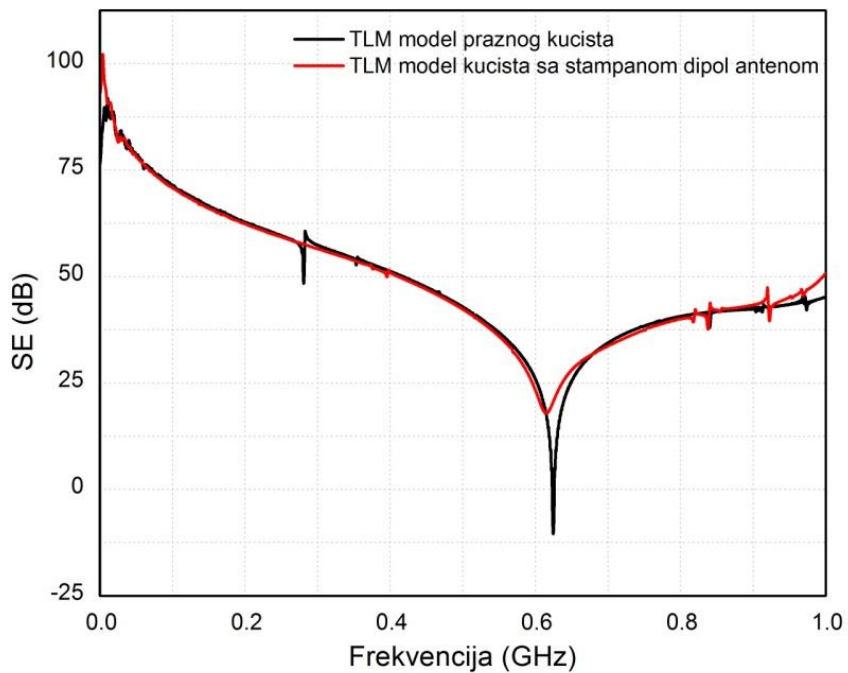
električno polje). Od interesa za analizu sprovedenu u ovom poglavlju bila je fundamentalna, prva rezonantna frekvencija kućišta, čija je vrednost za date dimenzije kućišta dobijena iz jednačine (2.54) i iznosi $f_1=625$ MHz.

U svrhu prigušenja prve rezonantne frekvencije, upotrebljena je dipol antena štampana na *epoxy* substratu. Karakteristike substrata su preuzete iz [98], kao i dimenzije $(l_1 \times l_2)=(230 \times 115)$ mm² i debljine 1.6 mm. Izgled antene prikazan je na slici 7.3. Dimenzije dipol antene izabrane su tako da njena ekvivalentna dužina odgovara prvoj rezonantnoj frekvenciji kućišta. Ukupna dužina dipole antene je 240 mm, $h_1=h_2=80$ mm, širina bakarne (Cu) štampe $w=5$ mm, a za debljinu koja nije navedena u [98] odabrana je uobičajena debljina štampe 35 μ m. Takva antena, opterećena otpornikom opornosti $R_1=50 \Omega$ u svom centru, postavljena je u zaštitno kućište kako bi se ispitaio njen uticaj na nivo SE kućišta.



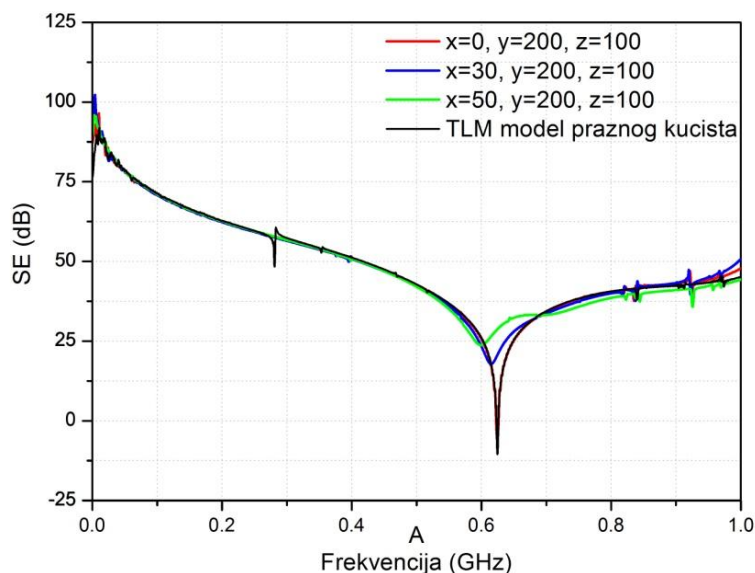
Slika 7.3 Dimenzije štampane dipol antene na *epoxy* substratu

Najpre je izvršeno poređenje rezultata za SE kada je Cu-štampana dipol antena postavljena unutar kućišta, tako da su koordinate njenog centra (30,200,100) mm, sa rezultatima za SE praznog kućišta (Slika 7.4). U oba slučaja informacija o nivou EM polja unutar kućišta, odnosno o vrednosti SE kućišta, je dobijena na osnovu direktnog smplovanja polja u prostoru u centru kućišta (nije korišćena prijemna monopol antena kako bi se inicijalno isključio njen uticaj na nivo SE i položaj rezonantne frekvencije). Sa slike 7.4 se može uočiti da Cu-štampana dipol antena podiže vrednost SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za skoro 25 dB u odnosu na prazno kućište. Takođe se može uočiti da je prva rezonantna frekvencija kućišta pomerena 10 MHz ka nižim frekvencijama.



Slika 7.4 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija (50x10) mm² pobuđeno ravanskim talasom vertikalne polarizacije i normalne incidencije - TLM model praznog kućišta i kućišta sa Cu-štampanom dipol antenom

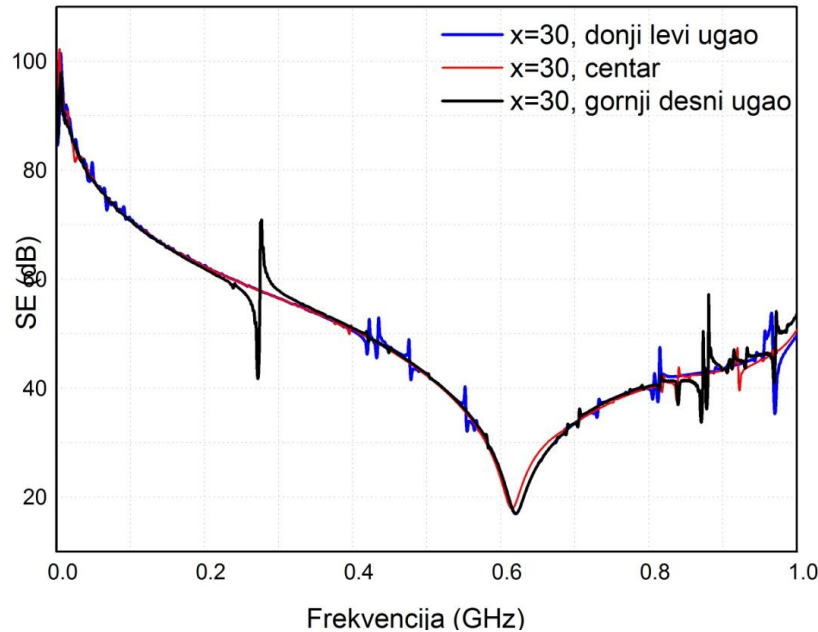
Zatim je ispitivan uticaj 50 Ω otporno opterećene Cu-štampane dipol antene na SE kućišta u zavisnosti od njene udaljenosti od zida sa otvorima (slika 7.5). Antena je postavljena centralno u yz ravni paralelno zidu sa otvorom pri čemu su razmatrana tri položaja antene definisana preko koordinate njenog centra: pozicija 1 (0,200,100) mm, pozicija 2 (30,200,100) mm i pozicija 3 (50,200,100) mm.



Slika 7.5 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija $(50 \times 10) \text{ mm}^2$ pobuđeno ravanskim talasom vertikalne polarizacije i normalne incidencije za različite udaljenosti Cu-štampane dipol antene od zida sa otvorima

Sa slike 7.5 se može uočiti da kada antena naleže na zid kućišta (pozicija 1), nema prigušenja efekta rezonantne frekvencije. Što se antena više odmiče od zida, efekat prigušenja je veći, ali je i pomak rezonantne frekvencije ka nižim frekvencijama više izražen. U slučaju kada je razmak između antene i zida 50 mm (pozicija 3), SE nivo se podiže za vrednost od oko 30 dB u odnosu na slučaj kada u kućištu nije postavljena dipol antena, a rezonantna frekvencija je pomerena za 25 MHz ka nižim frekvencijama. Za razmak između antene i zida od 30 mm (pozicija 2) dobijaju se isti rezultati koji su prikazani i na slici 7.4, odnosno Cu-štampana dipol antena podiže vrednost SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za skoro 25 dB u odnosu na prazno kućište i prva rezonantna frekvencija kućišta pomerena je 10 MHz ka nižim frekvencijama.

U narednom koraku je ispitivan uticaj 50Ω otporno opterećene Cu-štampane dipol antene na SE kućišta u zavisnosti od pozicije njenog centra u yz -ravni na udaljenosti 30 mm od zida koji je naspram zida sa otvorom (slika 7.6). Razmatrana su tri položaja antene definisana preko koordinate njenog centra: pozicija 1 - donji levi ugao (30,120,60) mm, pozicija 2 - centar (30,200,100) mm i pozicija 3 – gornji desni ugao (30,280,140) mm.

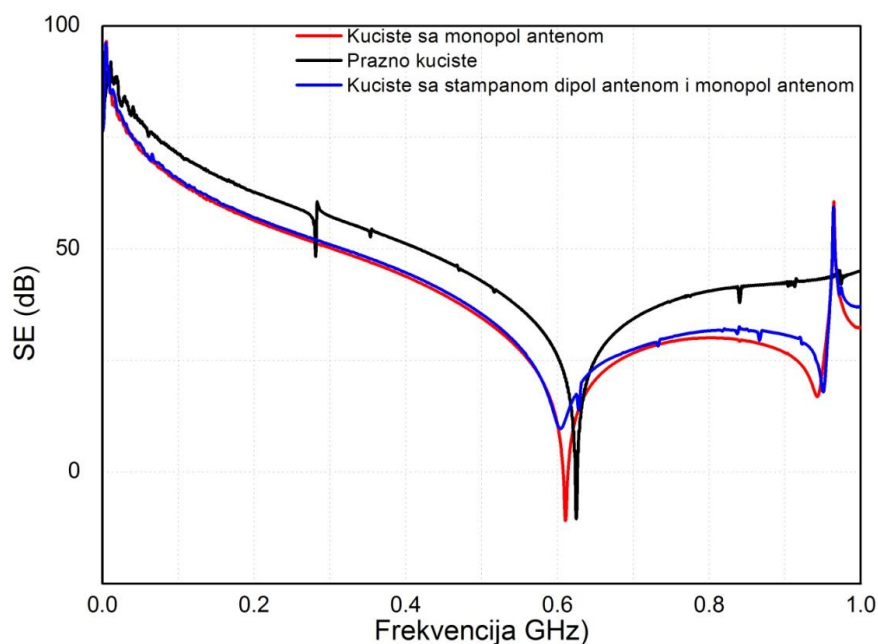


Slika 7.6 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija (50x10) mm² pobuđeno ravanskim talasom vertikalne polarizacije i normalne incidencije za različite pozicije centra Cu-štampane dipol antene u yz- ravni

Sa slike 7.6 se može uočiti da je sa stanovišta SE kućišta, najpovoljnija situacija kada se centar antene poklapa sa centrom zida pored kojeg je antena postavljena na udaljenosti od 30 mm (pozicija 2). Ostale razmatrane pozicije Cu-štampane dipol antene (pozicija 1- donji levi ugao i pozicija 3 - gornji desni ugao) unose dodatne pikove na kojima se uočavaju kolebanja u vrednostima SE kućišta u odnosu na vrednosti SE za poziciju 2.

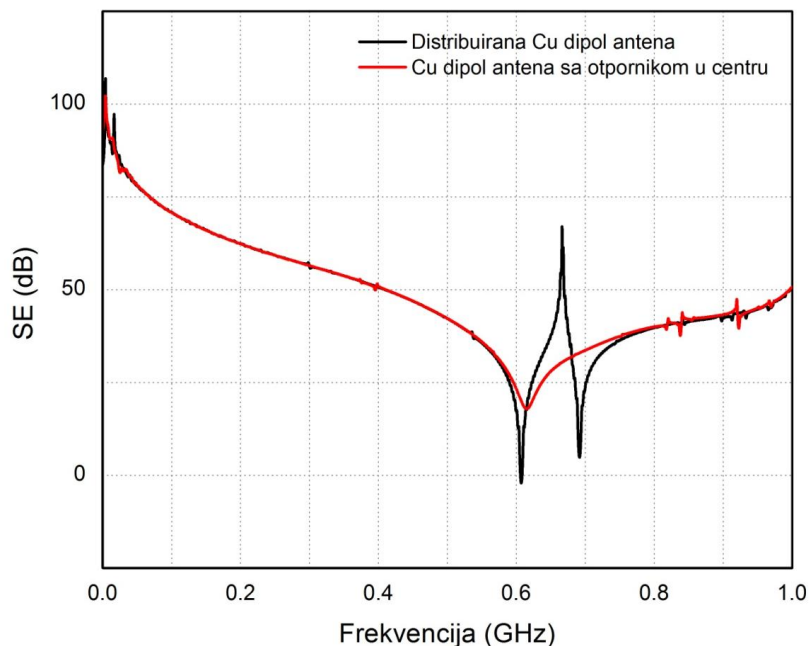
Na slici 7.7 prikazane su krive dobijene numeričkom simulacijom praznog kućišta, kućišta sa monopol antenom (dužine 100 mm i poluprečnika 0.1 mm) u centru kućišta i kućišta u kome je pored monopol antene prisutna i 50 Ω otporno opterećena Cu-štampana dipol antena. U poslednja dva slučaja informacija o nivou SE kućišta dobijena je na osnovu struje indukovane u monopol anteni. Može se uočiti da je u slučaju prisustva samo prijemne monopol antene unutar kućišta došlo do pojave efekata koji su već razmatrani u poglavlju 6, kao što su niža SE kućišta u razmatranom frekvencijskom opsegu i pomeraj rezonantne frekvencije ka nižim frekvencijama u odnosu na slučaj praznog kućišta. Dodavanjem Cu-štampane dipol antene uočava se podizanje nivoa SE kućišta za oko 20 dB (umesto 25 dB ilustrovanih na slici 7.4) u odnosu na nivo koji je

isti za slučaj praznog kućišta i kućišta sa monopol antenom. Takođe je uočljivo da je prva rezonantna frekvencija kućišta niža u odnosu na slučaj kućišta sa monopol antenom.



Slika 7.7 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija (50×10) mm² pobuđeno ravanskim talasom vertikalne električne polarizacije i normalne incidencije – prazno kućište, kućište sa monopol antenom i kućište sa monopol i Cu-štampanom dipol antenom

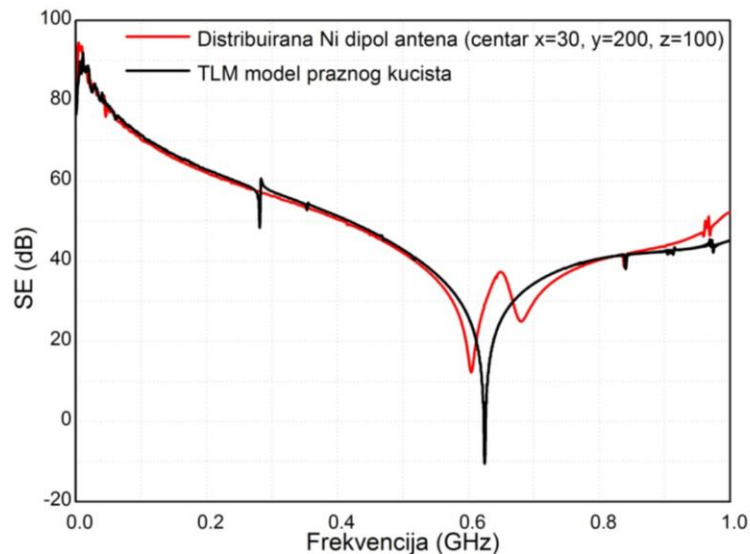
Osim štampane dipole antene sa otpornošću skoncentrisanom u jednoj tački razmotrena je i primena štampane dipole antene sa otpornošću distribuiranom po celoj površini štampe dipol antene, što je prikazano na slici 7.8. Za slučaj kućišta razmatranog u ovom poglavlju, Cu-štampana dipol antena sa distribuiranom otpornošću, u iznosu 1.5Ω po kvadratu štampe, kao u [98], dovodi do slabijeg povećanja nivoa SE kućišta na rezonantnoj frekveniji, u odnosu na slučaj Cu-štampane dipole antene sa skoncentriranom otpornošću. Pored toga, umesto jedne, prisutne su dve rezonantne frekvencije i to na 605 MHz i na 695 MHz.



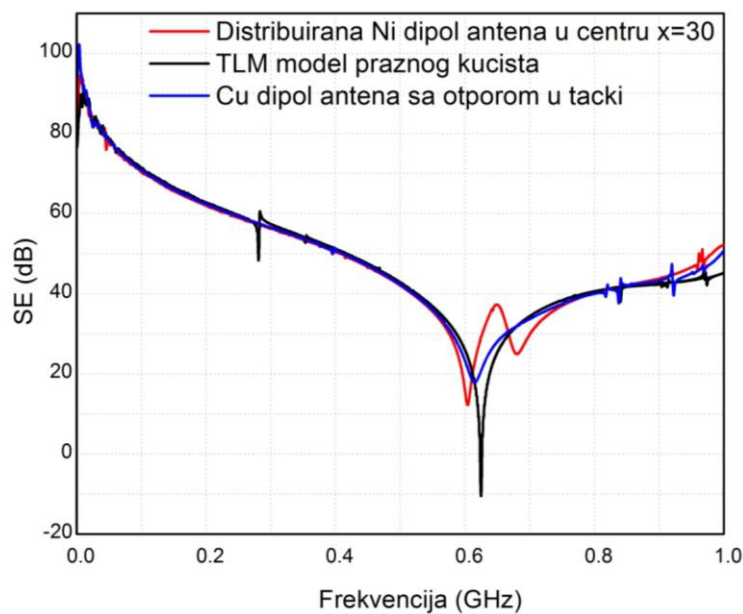
Slika 7.8 SE kućišta sa jednim otvorom dimenzija $(50 \times 10) \text{ mm}^2$ pobuđeno ravanskim talasom vertikalne polarizacije i normalne incidencije – 50Ω otporno opterećena Cu-štampana dipol antena i Cu-štampana dipol antena sa distribuiranom otpornošću od 1.5Ω po kvadratu

Osim uticaja Cu - štampane dipol antene na SE kućišta, razmatran je i uticaj Ni-štampane dipol antene. Karakteristike i dimenzije substrata, kao i dimenzije antene u oba slučaja su iste. Ponašanje Ni-štampane dipol antene sa distribuiranom otpornošću od 1.5Ω po kvadratu štampe u poređenju sa rezultatima za SE praznog kućišta prikazano je na slici 7.9. Postavljanjem Ni-štampane dipol antene, u poziciju koja je nakon analiza za Cu – štampanu dipol antenu najpovoljnija sa stanovišta efikasnosti, uočava se da u slučaju Ni-štampane dipol antene u kućištu, umesto jedne rezonantne frekvencije koja je karakteristična za prazno kućište, postoje dve rezonantne frekvencije na 602 MHz i 680 MHz, sa vrednostima SE od 12 dB i 25 dB, respektivno.

Na slici 7.10 prikazan je uticaj Ni-štampane dipol antene sa distribuiranom otpornošću od 1.5Ω po kvadratu štampe i 50Ω otporno opterećene Cu-štampane dipol antene, na SE kućišta. Pozicije antena su iste i definisane su centrom štampane antene $(30, 200, 100) \text{ mm}$. Veće prigušenje rezonantne frekvencije je u slučaju primene 50Ω otporno opterećene Cu-štampane dipol antene.



Slika 7.9 SE kućišta sa jednim otvorom (50x10) mm² pobuđeno ravanskim talasom vertikalne polarizacije Ni-štampana dipol antenna sa distribuiranom otpornošću i TLM model praznog kućišta



Slika 7.10 SE kućišta sa jednim otvorom (50x10) mm² pobuđeno ravanskim talasom vertikalne polarizacije - Ni-štampana dipol antenna sa distribuiranom otpornošću, 50 Ω otporno opterećena Cu-štampana dipol antenna i TLM model praznog kućišta

8. ZAKLJUČAK

U ovoj disertaciji razmatrana su zaštitna kućišta u koja se postavljaju osetljivi uređaji ili njihovi podsklopovi, kao jedan od načina smanjenja emisije i povećanja imunosti uređaja u realnom okruženju. Ukoliko su projektovana i napravljena na odgovarajući način, kućišta mogu biti veoma efikasna u eliminaciji ili bar redukciji mogućih sprežnih puteva. Procena efikasnosti oklapanja kućišta, kao deo sistemskog pristupa u dizajniranju uređaja, koja se radi u početnoj fazi njegovog projektovanja, omogućava sa stanovišta EMC evidentiranje, analizu i rešavanje potencijalnih problema koji mogu nastati. Na veličinu SE kojom se obično procenjuje zaštitna funkcija kućišta utiče niz faktora kao što su konstrukcija, oblik i dimenzije kućišta, debljina njegovih zidova i EM parametri materijala od kojih su zidovi napravljeni, karakteristike otvora na zidovima kućišta (veličina, oblik i broj otvora, njihove pozicije na zidovima kućišta, orijentacija otvora u odnosu na pravac prostiranja incidentnog polja) i karakteristike pobudnog zračenja (polarizacija pobudnog ravanskog talasa i ugao u azimutnoj i elevacionoj ravni pod kojim pobudni talas nailazi na zid kućišta sa otvorima), kao i sprežni putevi (između spolja generisanih EM smetnji sa osetljivim delovima uređaja smeštenih u kućište i/ili između EM zračenja koje potiče od različitih delova uređaja sa okruženjem izvan kućišta) i frekvencijski opseg u kome sistem funkcioniše.

Sagledavanje uticaja prethodno nabrojanih faktora na SE kućišta, u zavisnosti od složenosti, može se, između ostalog, utvrditi analitičkim i numeričkim metodama. Analitičke metode, osim u najjednostavnijim slučajevima, daju u velikoj meri aproksimativne rezultate. Za razliku od njih, numerički metodi se mogu primeniti za modelovanje složenih EM problema struktura, uglavnom bez nekih posebnih ograničenja osim onih koji su uslovljeni potrebnim hardverskim resursima za relaizaciju numeričkih simulacija.

Kada su u pitanju zaštitna kućišta sa otvorima, sa ili bez žičanih i dielektričnih struktura, najbolje rezultate daju numeričke metode bazirane na diferencijalnim numeričkim modelima u vremenskom domenu. Jedan od njih je TLM metod koji se zasniva na sličnosti između EM pojava i ponašanja električnih kola. Na osnovu te sličnosti, prostiranje EM talasa svodi se na protok struje i postojanje napona na električnom vodu. Primena TLM metoda zahteva prostornu diskretizaciju modelovane sredine, uvođenje TLM čvorova, definisanje pobude, matrice rasejanja i povezivanja, i izlaznih veličina, u funkciji vremena. Konvencionalni TLM metod

omogućava istovremeno modelovanje unutrašnjeg i spoljašnjeg okruženja, struktura složenog oblika i nehomogenog sastava, i daje informacije u širokom frekvencijskom opsegu. Unapređene verzije konvencionalnog TLM metoda omogućavaju modelovanje tankih žičanih struktura, proreza, otvora za hlađenje i ventilaciju i drugih u EM smislu važnih struktura.

S obzirom da je tema ove disertacije numerička karakterizacija zaštitne karakteristike metalnih kućišta u frekvencijskom opsegu od EMC interesa, u zavisnosti od različitih parametara, posebno je istražen uticaj sprege EM talasa, koji prodire u prostor unutar kućišta posredstvom pravougaonih otvora. U disertaciji je izvršena detaljna procena uticaja parametara pravougaonih otvora (broj, površina, pozicija i razmak dva otvora) na SE kućišta. Povećanjem površine zida kućišta pod otvorima povećava se nivo EM polja u kućištu što za posledicu ima najmanju vrednost SE. Razmatran je uticaj promene rastojanja između otvora na jednom ili dva susedna zida u slučaju kada su otvori postavljeni jedan pored drugog (horizontalno rastojanje) ili jedan iznad drugog (vertikalno rastojanje) u nekoliko tačaka u kućištu. U slučaju promene horizontalnog i vertikalnog rastojanja između otvora oblici krivih ostaju isti, samo se nivoi SE menjaju. SE je najveće za najveće rastojanje između otvora. Takođe je razmatrano kako polarizacija pobudnog EM polja i njegovog ugla incidencije na kućište definisanog u azimutnoj i elevacionoj ravni, utiču na numerički određen nivo polja u kućištu. Kada je incidentno polje polarizovano paralelno sa dužom stranicom otvora, nema značajnije transmisije polja kroz otvor i SE u tom slučaju je veće, nego u slučaju kada je incidentno polje polarizovano normalno na dužu stranicu otvora. Sa promenom ugla u azimutnoj i elevacionoj ravni, SE se različito menja u delovima frekvencijskog opsega.

Analiza prisustva žičanih struktura postavljenih unutar kućišta na SE kućišta sprovedena je primenom kompaktnog TLM žičanog modela. Osim što omogućava modelovanje veoma tankih žičanih struktura bez primene mreže ekstremno fine rezolucije oko žice, ovaj model omogućava i modelovanje međusobne interakcije spoljašnjeg polja i žičanih struktura, uvođenjem dodatnih TLM žičanih čvorova u postojeću mrežu čvorova, kojom se modeluje prostiranje signala duž žice i interakcija sa EM poljem. Prisustvo žičanih struktura je numerički razmotreno sa dva aspekata, kada se odgovarajuća prijemna antena unese u prostor unutar kućišta u cilju merenja nivoa EM polja što odgovara postupku eksperimentalnog određivanja SE kućišta, kada se putem kabla strujno/naponska informacija koja se indukuje na anteni prenosi do mernog instrumenta i kada se odgovarajući opterećeni antenski elementi koriste u cilju prigušenja rezonantnih

frekvencija kućišta (frekvencija na kojima je efikasnost kućišta najmanja). Pri tome je razmotren i realan slučaj kada kućište nije prazno, odnosno kada se unutar kućišta nalaze odgovarajuće EM strukture (npr. prijemna antenna, koaksijalni kabl).

U eksperimentalnom postupku koji se realizuje u posebnim uslovima, za određivanje SE kućišta, neophodno je u unutrašnjost kućišta postaviti prijemnu antenu koja detektuje nivo EM polja. Prikazani primeri ukazuju da prijemna antenna postavljena u kućištu utiče na raspodela EM polja u kućištu i na smanjenje zaštitne funkcije kućišta. Analizom je pokazano da od fizičkih dimenzija (dužine i poluprečnika) prijemne monopol i dipol antene, bitno zavisi SE kućišta. Povećanje fizičkih dimenzija dovodi do smanjenja SE kućišta.

Drugi aspekt podrazumeva da je nivo EM polja unutar kućišta procenjen na osnovu struje koja se indukuje u prijemnoj anteni, što u potpunosti odgovara postupku eksperimentalne karakterizacije efikasnosti zaštite kućišta. U analizu je uključen uticaj antene i koaksijalnog kabla, kojim se detektovani signal sa antene prenosi do mernog instrumenta. Prisustvo kabla je opisano preko TLM kompaktnog žičanog čvora kojim se modeluje žičani provodnik i odgovarajuće impedanse kabla predstavljene preko kola sa koncentrisanim parametrima kojim je opterećena prijemna antenna. Uticaj kabla dodatno degradira zaštitnu ulogu kućišta.

Postupak opisan u poglavlju 7 je korišćen za prigušivanje rezonantnih frekvencija kućišta dodavanjem antenskih elemenata realizovanih u mikrostrip tehnici. Postupak je istražen i sagledan sa stanovišta efikasnosti zaštite kućišta i unošenja dodatnih rezonantnih frekvencija. Dipol antenna realizovana u mikrostrip tehnici koja se postavlja u kućište, naspram zida sa otvorima, doprinosi prigušenju rezonantnih frekvencija i redukciji negativne vrednosti efikasnosti zaštite kućišta. Bez obzira da li se antenna realizuje otpornošću skoncentrisanom u jednoj tački ili otpornošću distribuiranom po celoj površini štampe, ona dovodi do prigušenja rezonantnih frekvencija.

Numerički rezultati kućišta sa otvorima i žičanim i dielektričnim struktura unutar kućišta, verifikovani su poređenjem sa eksperimentalnim rezultatima dostupnim u literaturi i/ili rezultatima dobijenim primenom drugih postupaka (analitičkih, numeričkih).

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

- analiza promene SE praznog kućišta sa pravougaonim otvorima prisutnih na jednom ili susednim zidovima u zavisnosti od polarizacije pobudnog ravanskog talasa i polarizacije i ugla pod kojim nailazi na kućište;
- efikasna karakterizacija EM sprege pobudnog ravanskog talasa sa žičanim elementima prisutnim unutar kućišta sa otvorima i procena uticaja te sprege na SE kućišta primena integralnog TLM pristupa za modelovanje tankih žičanih struktura, koji uzima u obzir dvosmernu interakciju između žice i pobudnog EM polja;
- kreiranje numeričkog modela kućišta sa prijemnom antenom koji odgovara postupku eksperimentalne karakterizacije SE kućišta gde se nivo EM polja unutar kućišta procenjuje na osnovu struje koja se indukuje na prijemnoj anteni;
- detaljna analiza uticaja fizičkih dimenzija prijemne antene (dipol ili monopol antena) i njene pozicije u kućištu na nivo detekovanog EM polja u prostoru unutar kućišta sa pravougaonim otvorima, a samim tim i na nivo SE kućišta, i položaj rezonantnih frekvencija kućišta;
- analiza uticaja položaja i karakteristika koaksijalnog kabla, kojim se detektovani signal sa prijemne antene šalje na merni instrument, na SE kućišta. Prisustvo kabla je uključeno direktno specificiranjem žičanog provodnika ili indirektno preko odgovarajuće impedanse kabla koja opterećuje prijemnu antenu;
- analiza tehnike prigušenja rezonantnih frekvencija kućišta (na kojima je SE kućišta najmanja) bazirana na ubacivanju dodatnih opterećenih antenskih elemenata, u formi dipol antene realizovanih u mikrostrip tehnici, na odgovarajućim pozicijama unutar kućišta.

Pravci budućih istraživanja su mnogobrojni. U ovom radu razmatrano je kućište pravougaonog poprečnog preseka sa pravougaonim otvorima. Stoga dalji rad može biti usmeren na analizu kućišta pravilnog ili nepravilnog oblika sa različitim oblicima otvora istovremeno prisutnim na zidovima kućišta. U prikazanim analizama uticaja antene i kabla postavljenih u zaštitno kućište, pretpostavljeno je da je spoj antene i kabla simetričan i iz tog razloga prisustvo baluna koji se koristi između izbalansiranih i nebalansiranih vodova nije razmatrano. Međutim, u praksi to nije slučaj pa bi u budućim istraživanjima uticaj baluna trebalo detaljno razmotriti. Takođe, pažnja se treba usmeriti na prigušivanje rezonantnih frekvencija kućišta primenom dodatnih opterećenih antenskih elemenata u formi drugih tipova antena realizovanih u mikrostrip tehnici, kao što su *loop* ili spiralna antena.

9. LITERATURA

- [1] C. Christopoulos, *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*, CRC Press, 2000.
- [2] B. Keiser, *Principles of Electromagnetic Compatibility*, Artech House, 2005.
- [3] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic compatibility*, J.Wiley, 2006.
- [4] P. V. Kodali, *Engineering Electromagnetic Compatibility*, IEEE Press, 2001.
- [5] DIRECTIVE 2004/108/EC of The European parliament and of the council of 15 December 2004 on the approximation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility and repealing Directive 89/336/EEC (Text with EEA relevance)
- [6] Spisak srpskih standard iz oblasti elektromagnetske kompatibilnosti („Službeni glasnik RS“ broj 55/2012)
- [7] S.Celozzi, R.Arneo, G.Lovat, *Electromagnetic Shielding*, John Wiley&Sons, New York, 2008.
- [8] L.Klinkenbusch, *On the Shielding Effectiveness of Enclosures*, IEEE Transaction on EMC, Vol.47, No.3, pp. 589-601, Aug. 2004.
- [9] R.B.Shulz, V.Z.Plantz, D.R.Brush, *Shielding theory and practice*, IEEE Transaction on EMC, vol. 30, no. 3, pp. 187-201, Aug. 1988.
- [10] A.C.Marvin, J.F.Dawson, S.Ward, L.Dawson, J.Clegg, A.Weissenfeld, *A Proposed New Definition and Measurement of the Shielding Effect of Equipment Enclosures*, IEEE Transaction on EMC, Vol.46, No.3, pp.114-120, Aug. 2004.
- [11] A.Đorđević, D.Olćan, *Ispitivanje elektromagnetske kompatibilnosti*, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, Akademska misao, 2012.
- [12] 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.
- [13] 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.

- [14] G.Chunhong, L.Shufang, *Shielding effectiveness of an enclosure with apertures*, 2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Proceedings, pp. 614-618, 2005.
- [15] 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.
- [16] H.A.Mendez, *Shielding theory of enclosures with apertures*, IEEE Transactions on EMC, 1978, vol. 20, no. 2, pp. 296–305.
- [17] Robinson, M. P., Benson, T. M., Christopoulos, C., Dawso, J. F., Ganley, M. D., Marvin, A. C., Porter, S. J., Thomas, D. W. P. *Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures*, IEEE Transactions on EMC, 1998, vol. 40, no. 3, p. 240–248.
- [18] W.Wallyn, F.Olyslager, E.Laermans, D. de Zutter, R.de Smedit, and N. Lietaert, *Fast evaluation of the shielding efficiency of rectangular shielding enclosure*, Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 311-316, Seattle, WA, Aug.1999.
- [19] V.Milutinović, T. Cvetković, N.Dončov, B.Milovanović, *Analysis of the shielding effectiveness of enclosure with multiple circular apertures on adjacent walls*, In Proceedings of the International Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies – ICEST, Nis (Serbia), 2011, pp. 685-688.
- [20] D.Floean, *Computer aided prediction and experimental validation of radiated emission from a shielding box with different size apertures*, in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, vol.1, pp. 195-198, 2001.
- [21] R.Azaro, S.Caorsi, M.Donelli, G.L.Graggani, *Evaluation of the effects of an external incident electromagnetic wave on metallic enclosures with rectangular apertures*, Microw. Opt. Technol. Lett., vol.28, no.5, pp.289-293, Mar. 2001.
- [22] V.Milutinović, T.Cvetković, N.Dončov, B. Milovanović, *Analysis of enclosure shielding properties dependence on aperture spacing and excitation parameters*, In Proceedings of the IEEE TELSIKS Conference, Nis (Serbia), 2011, vol. 2, pp. 521-524.
- [23] T.Konefal, J.F.Dawson, A.C.Marvin, *Improved aperture model for shielding prediction*, in Proc. IEEE Int. Symp. EMC, Boston MA, vol.1, pp. 187-192, Aug. 2003.

- [24] E.S.Siah, K.Sertel, J.L.Volakis, V.V.Liepa, R.Wiese, *Coupling Studies and Shielding Techniques for Electromagnetic Penetration through Apertures*, IEEE Transaction on EMC, Vol.45, No.2, pp 245-256, May 2003.
- [25] 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, pp391-396, Dec.2012.
- [26] Dehkhoda, P. ; Tehran ; Tavakoli, A. ; Moini, R. *An Efficient and Reliable Shielding Effectiveness Evaluation of a Rectangular Enclosure With Numerous Apertures*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.50, pp 208-212, Feb. 2008.
- [27] C. Christopoulos, J.L.Herring, *The Application of Transmission-Line Modeling (TLM) to Electromagnetic Compatibility Problems*, IEEE Transactions on EMC, Vol.35, No.2, pp.185-191, 1993.
- [28] 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.
- [29] R. Araneo, G.Lovat, *An Efficient MoM Formulation for the Evaluation of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Thin and Thick Apertures*, IEEE Transaction on EMC, Vol.50, No.2, pp 294-304, May 2008.
- [30] 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 Transactions on EMC, 2011, vol. 53, No. 1, pp. 73–81.
- [31] I.Belokour, J. LoVetri, S.Kashyap, *Shielding effectiveness estimation of enclosures with apertures* , IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vol.2, pp855-860, Washington, DC, 21-25. Aug 2000.
- [32] R.Azaro, S.Caorsi, M.Donelli, G.L.Graghani, *A circuital approach to evaluating the electromagnetic field on rectangular apertures backed by rectangular cavities*, IEEE Transactions on MTT, vol.50, no.10, pp.2259-2266, Oct. 2001.
- [33] D.B.O.Konditi, J.K.Makiche, H.O.Absaloms, C.O.Adika, E.K.Koech, V.M. Dharmadhikary, *Practical and Theoretical evaluation of EMC/EMI Problems of Metallic Enclosures with Apertures*, International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering (IJTPE), Vol.2, no.3, pp.1-8, Sep. 2010.

- [34] V.P.Kodali, Veselago, *Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, Technologies and Computer models*, Wiley-IEEE Press, 2001.
- [35] H.H.Park, H.J.Eom, *Electromagnetic penetration into a rectangular cavity with multiple rectangular apertures in a conducting plane*, IEEE Transactions on EMC, vol. 42, no.3, pp.303-307, Aug.2000.
- [36] K.S.Kunz, R.J.Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, Boca Raton, FL, 1993.
- [37] M.Li, J.Nuebel, J.LDrewniak, T.H.Hubing, R.E.Dubroff, T.P.VanDoren, *EMI from cavity modes of shielding enclosures-FDTD modelling and measurements*, IEEE Transactions on EMC, vol. 42, no.1, pp. 29-38, Feb. 2000.
- [38] G.Fuwan, Z.Peibai, C.Wenzhen, *Analysis of shielding effectiveness using finite-difference time-domain method*, Proc. Int. Conf. Computational Electromagnetics and Its Applications, pp.282-285, Nov. 1-4, 1999.
- [39] P.Saguet, *Numerical Analysis in Electromagnetics: The TLM Method*, ISBN: 978-1-84821-391-3, 320 pages, May 2012, Wiley-ISTE.
- [40] R.Wang, Y.Gao, D.Shi, Y.Shen, *Application of the Transmission Line Method to the Shielding Effectiveness with Incident Wave of Arbitrary Polarization*, Proceedings of the CEEM'2009/Xi'an.
- [41] W.J.R. Hofer, *The Transmission-Line Matrix (TLM) Method*, In T.Itoh, editor, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, John Wiley&Sons, New York, 1989.
- [42] W.J.R.Hofer, *The Transmission-Line Matrix Method – Theory and Applications*, IEEE Transactions on MTT, Vol.33, No.10, pp.882-893, 1985.
- [43] P.B.Johns, *A Symmetrical Condensed Node for TLM Method*, IEEE Transactions on MTT, Vol.35, No.4, pp.370-377, 1987.
- [44] 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 Electronic Communications – RATEL, no. 6, pp. 73-82, 2010.
- [45] C.Christopoulos, *The Transmission-Line Modelling (TLM) Method*, Series on Electromagnetic Wave Theory, IEEE/OUP, 1995.

- [46] V.Trenkic, C.Christopoulos, T.M.Benson, *Simple and Elegant Formulation of Scattering in TLM Nodes*, Electronic Letters, Vol.29, No.18, pp.1651-1652, 1993.
- [47] J.Z.Lei, C.H.Liang, and Y.Zhang, *Stady 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.
- [48] U.Kazunori, T.Noda, T.Matsunaga, *Electromagnetic wave scattering by an infinite plane metallic grating in case of oblique incidence and arbitrary polarization*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.36, pp 415-422, 2002.
- [49] 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.
- [50] 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*, In Proceedings of the INFOTEH Conference, Jahorina (Bosnia and Herzegovina), 2011, vol. 10, Ref.B-I-6, pp. 90-94.
- [51] 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. 299-302.
- [52] V.Milutinović, T.Cvetković, N.Dončov, B.Milovanović, *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.
- [53] V. Milutinović, T. Cvetković, N. Dončov, B.Milovanović, *Modeling of Receiving Antenna 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.
- [54] T.Cvetković, V.Milutinović, N.Dončov, B.Milovanović, *TLM modelling of receiving dipole antenna impact on shielding effectiveness of enclosure*, Int.J.Reasoni-based Intelligent Systems (IJRIS), Inderscience Publishers, Vol.5, No.3, pp.202-207, 2013.

- [55] T.Cvetković, V.Milutinović, N.Dončov, B.Milovanović, *Numerical Investigation of Monitoring Antenna Influence on Shielding Effectiveness Characterization*, The Applied Computational Electromagnetics Society journal, Nov. 2014. , Vol.29, No.11, pp 837-846.
- [56] Shim, J., Kam, D.G., Kwon, J.H., KIM, J., *Circuitual Modelling and Measurement of Shielding Effectiveness against Oblique Incident Plane Wave on Apertures in Multiple Sides of Rectangular Enclosure*, IEEE Transactions on EMC, 2010, vol. 52, no. 3, pp. 566–577.
- [57] P.Naylor, C. Christopoulos, *A New Wire Node for Modeling Thin Wire in Electromagnetic Field Problems Solved by Transmission Line Modeling*, IEEE Transactions on MTT, Vol.38, No.3, March 1990.
- [58] V.Trenkic, C.Christopoulos, *An Efficient Implementation of Wire Nodes in TLM*, Proceedings of the 2nd International Workshop on Transmission Line Matrix (TLM) Modelling – Theory and Applications, Munich, Germany, pp. 60-67,1997.
- [59] R.A.Scaramuzza, *Wire Node for TLM Simulation*, Tech. Rep. KCC524: Issue 1, Kimberly Communications Consultants Ltd, 1997.
- [60] N.Doncov, B.Milovanovic, S.Tomovska, *TLM modelling of Field-to-Wire Coupling*, Proceedings of 6th Telecommunications Forum TELFOR'98, Belgrade, Yugoslavia, pp. 513-516, 1998.
- [61] N.Doncov, B.Milovanovic, V.Trenkic, *Modelling of Loaded Wire Conductor above Perfectly Conducting Ground, by using 3D TLM Method*, Proceedings of the 16th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, ACES 2000, The Applied Computational Electromagnetics Society, Naval Postgraduate School, Monterey, California, USA, Vol.1, pp. 233-240, 2000.
- [62] N.Doncov, B.Milovanovic, *Modelling of Wire Lossy Terminations by using 3-D TLM Method*, Proceedings of the 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MICON 2000, Wroclaw, Poland, Vol. 1, pp. 376-379, 2000.
- [63] P.Dixon, *Cavity-Resonance Damping*, IEEE Microwave Magazine, pages 74-78, June 2005.
- [64] K.L.Kaiser, *Electromagnetic Compatibility Handbook*, CRC Pres, 2005.

- [65] DIRECTIVE 2004/108/EC of The European parliament and of the council of 26 February 2014 on the approximation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility (Text with EEA relevance).
- [66] L. 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, pp 81–85, December 2008.
- [67] D.D.L.Chung, *Materials for electromagnetic interference shielding*, Journal of Materials Engineering and Performance, vol. 9, no. 3, pp. 350–354, 2000.
- [68] http://www.learnemc.com/tutorials/Shielding01/Shielding_Theory.html
- [69] http://www.learnemc.com/tutorials/Shielding02/Practical_Shielding.html
- [70] S.A.Schelkunoff, *Electromagnetic Waves*, Princeton, NJ: D. Van Nostrand, 1943.
- [71] W.Jing, L.Dichen, Z.Jiangfeng, Z.Wei, *The calculating and analysis of shielding effectiveness of metal meshes in transient electromagnetic interference*, CEEM 2003, Proceedings. Asia-Pacific Conference, Hangzhou, China, 4-7 Nov. 2003, pp 379-385.
- [72] B.Popović, *Elektromagnetika*, DIP Građevinska knjiga, Beograd, 1990.
- [73] R.Arneo, G.Lovat, *An Efficient MoM Formulation for the Evaluation of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Thin and Thick Apertures*, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 38, no.2, pp 294-304, May 2008.
- [74] S.Benhassine, L.Pinchon, W.Tabara, *An efficient finite-element time-domain method for the analysis of the coupling between wave and shield enclosure*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.38, no.2, pp. 709-712, Mar. 2002.
- [75] W.P.Carpes, G.S.Ferreira, A.Raizer, L.Pichon and A.Razek, *TLM and FEM methods applied in the analysis of electromagnetic coupling*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.36, no. 4, pp. 982-985, Jul. 2000.
- [76] M.Clemens, T.Weiland, *Discrete electromagnetism with the finite integration technique*, Progress in Electromagnetics Research, PIER 32, 65-87,2001.
- [77] M.N.O.Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics with MATLAB*, CRC Press, 2009.
- [78] M.Bahadforzadeh, A.A.L.Neyestanak, *Simulation of Electromagnetic Disturbances in Uninterruptible Power Supplies using Hybrid Numerical Methods*, Przegląd Elektrotechniczny Electrical Review, ISSN 0033-2097, R.88 NR7b/2012.

- [79] V. Milutinović, T. Cvetković, N. Dončov, B. Milovanović, *Circuitual and Numerical Model 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, 2012., Vol.22, No.4, pp.1249-1257, ISBN:1210-2512-SCI journal.
- [80] V. Milutinović, *Razvoj i primena postupka za efikasnu karakterizaciju elektromagnetske sprege ostvarene posredstvom otvora u oklopljenim kućištima*, Doktorska disertacija, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet, 2014.
- [81] V. Trenkic, *The development and characterization of advanced nodes for TLM method*, Ph. D. Thesis, University of Nottingham, UK, 1995.
- [82] 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.
- [83] 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.
- [84] Z.A. Khan, C.F. Bunting, M.D. Deshpande, *Shielding effectiveness of metallic enclosures at oblique and arbitrary polarizations*, IEEE Transactions on EMC, Vol.47, No.1, pp.112-122, February, 2005.
- [85] M.B. Dragović, *Antene i prostiranje radio talasa*, Akademska misao, 2008.
- [86] S. Ramo, J. R. Whinnery, T. Van Dizer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley and Sons Inc., New Jersey, USA, 2004.
- [87] 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.
- [88] 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.
- [89] T. Korinek, P. Piksa, M. Mazanek, *Wideband Measurement in a Small Shield Box Using Equinangular Spiral Antennas*, Radioengineering journal, 2006, vol. 15, no.4, pp.34-37.

- [90] J.A.Porti, J.A.Morente, M.Khalladi, A.Gallego, *Comparison of Thin-Wire Models for TLM Method*, Electronics Letters, Vol.28, No.20, pp.1910-1911, 1992.
- [91] A. J.Wlodarczyk, V. Trenkic, R.A.Scaramuzza, C.Christopoulos, *Integrated Solution for Modelling of Multiconductors in TLM*, IEEE Transactions on MTT, Vol. 46, No. 12, pp. 2431-2439, 1998.
- [92] P.Swell, Y.K.Choong and Christos Christopoulos, *An Accurate Thin-Wire Model for 3-D TLM Simulations*, IEEE Transactions on EMC, vol. 45, no.2, pp. 207-217, May 2003.
- [93] N. 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.
- [94] Y.Li, G.Y.Ni, J.S.Luo, J.Y.Shi, X.F. 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.628-631, 2009.
- [95] B.Milovanović, N.Dončov, V.Trenkić, *TLM Modelling of Loaded Two-Wire Line in the Field of Dipole Antenna*, Proceedings of 4th IEEE MTT AP &ComSoc International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, TELSIKS'99, Nis, Yugoslavia, pp.202-205, 1999.
- [96] S.Tomovska, B.Milovanović, N.Dončov, V.Trenkić, *TLM modelovanje žičanih spojeva*, Zbornik radova konferencije YU INFO 2001, Kopaonik, Jugoslavija, 2001.
- [97] W.Ahmad, W. and T.Fatihmahamah, C.Christopoulos, *Modeling of a ground wire using TLM*, Transmission and Distribution Conference and Exposition, 21-24 Apr. 2008, Chicago, IL.
- [98] J.Paul, S.Greedy, H.Wakatsuchi, C.Christopoulos, *Measurements and Simulations of Enclosure Damping Using Loaded Antenna Elements*, Proc. of the 10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2011), York, UK, September 26-30, 2011.
- [99] 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.
- [100] T.Cvetkovic,V.Milutinovic,N.Doncov,B.Milovanovic, *Numerical Calculation of Shielding Effectiveness of Enclosure with Apertures based on EM Field Coupling with*

Wire Structures, Facta Universitatis Series: Electronics and Energetics, Vol. 28, No.4, 2015.

10. BIOGRAFIJA AUTORA

Tatjana Cvetković je rođena 13.04.1965. godine u Lučanima. Osnovnu školu "Milan Blagojević" završila je u Lučanima, a srednje-usmereno obrazovanje „Dragačevski bataljon“, smer - laboratorijski tehničar za fiziku u Guči. Tokom osnovnog i srednjeg obrazovanja, kao nosilac diplome "Vuk Karadžić", više puta je pohvaljivana za postignute rezultate iz matematike i fizike.

Školske 1984/85. godine upisala je u Zagrebu, Vojno-tehnički fakultet, odsek - elektronika, smer – telekomunikacije. Diplomirala je 07.07.1989.godine sa prosečnom ocenom 7.77 (sedamsedamdesetsedam) u toku studija i stekla zvanje diplomiranog inženjera elektronike, smer – telekomunikacije. Tema diplomskog rada, realizovanog pod mentorstvom Prof. dr Trutanića, bila je “*Mehuraste memorije*”.

Školske 2008/2009.god. (datum upisa 04.12.2008.) upisala je doktorske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu, na Smeru telekomunikacije, u okviru kojih je položila ispite sa prosečnom ocenom 9,83 (devetosamdesetri). Član je Internacionalnog udruženja inženjera elektrotehnike i elektronike (IEEE) od 2012. godine. Od 2006. godine zaposlena je u Regulatornoj agenciji za elektronske komunikacije i poštanske usluge (RATEL) kao viši savetnik u Sektoru za regulativu elektronskih komunikacija.

U istraživačkom radu, uže oblasti njenog interesovanja se odnose na prostiranje elektromagnetnih talasa i proučavanje problema elektromagnetske kompatibilnosti. Tokom dosadašnjeg naučnog rada, kao autor ili koautor publikovala je veći broj naučnih radova, od čega su u oblasti koju razmatra doktorska disertacija: 1 rad u međunarodnom časopisu sa SCI liste (M21-23), 1 rad u međunarodnom časopisu sa SCI liste (M23), 1 rad u u međunarodnom časopisu koji nije na SCI listi (M52), 1 rad u nacionalnom časopisu (M53), 1 rad u nacionalnom časopisu (M24), 7 radova publikovanih u zbornicima sa međunarodnih konferencija (M33) i 2 rada publikovana u zbornicima sa nacionalnih konferencija (M63). Iz oblasti telekomunikacionih mreža i usluga, objavila je 7 radova i to 5 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. Tatjana Cvetković, Vesna Milutinović, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, „*Numerical Investigation of Monitoring Antenna Influence on Shielding Effectiveness Characterization*”, The Applied Computational Electromagnetics Society (ACES) journal – SCI journal, 2014., Vol. 29, No. 11, pp 837-845, ISSN:

Impakt faktor za 2014. godinu (M21-23)

Internet adresa rada: <http://www.aces-society.org/journal.php>

a.2. Vesna Milutinović, Tatjana Cvetković, Nebojša Dončov, Bratislav 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, 2012., Vol.22, No. 4, pp 1249-1257, ISSN:1210-2512 – SCI journal.

Impakt faktor 0.687 za 2012. godinu (M23)

Internet adresa rada: <http://www.radioeng.cz>

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, 2013, Vol. 5, No. 3, pp.202–207 (M52)

Internet adresa rada:

www.inderscience.com/info/inarticle.php?artid=58192

c) Naučni radovi objavljeni i 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, 2010., Vol. 6, pp.73-82, (M53)

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

c.2. T. Cvetkovic, V.Milutinovic, N.Doncov, B.Milovanovic, “*Numerical Calculation of Shielding Effectiveness of Enclosure with Apertures based on EM Field Coupling with Wire Structures*”, Facta Universitatis Series: Electronics and Energetics, 2015, Vol. 28, No.4, (M24)

<http://casopisi.junis.ni.ac.rs/index.php/FUElectEnerg/issue/view/466>

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)

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)

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)

Internet adresa rada: http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2011_03.pdf

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

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. Vesna Milutinović, 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)

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. 299-302, ISBN: 978-619-167-002-4. (M 33)

Internet adresa rada: http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2012_02.pdf

d.7. Vesna Milutinović, 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. (M 63)

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 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. (M 63)



Prilog 1.

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

Numerička karakterizacija efikasnosti zaštite kućišta sa otvorima na bazi sprege sa žičanim strukturama

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada,
- da predložena disertacija, ni u celini, ni u delovima, nije bila predložena za dobijanje bilo koje diplome, prema studijskim programima drugih visokoškolskih ustanova,
- da su rezultati korektno navedeni i

da nisam kršila autorska prava, niti zloupotrebila intelektualnu svojinu drugih lica.

U Nišu,

Autor disertacije:

Tatjana Cvetković, dipl. inž.

Potpis doktoranda



Prilog 2.

**IZJAVA O ISTOVETNOSTI ŠTAMPANE I ELEKTRONSKE VERZIJE DOKTORSKE
DISERTACIJE**

Ime i prezime autora: **Tatjana Cvetković**

Studijski program: **Telekomunikacije**

Naslov rada: **Numerička karakterizacija efikasnosti zaštite kućišta sa otvorima na bazi
sprege sa žičanim strukturama**

Mentor: **prof. dr Nebojša Dončov**

Izjavljujem da je štampana verzija moje doktorske disertacije istovetna elektronskoj verziji,
koju sam predala za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu.**

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa dobijanjem akademskog zvanja
doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada, i to u
katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama
Univerziteta u Nišu.

U Nišu,

Autor disertacije:

Tatjana Cvetković, dipl. inž.

Potpis doktoranda,





Prilog 3.

IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku „Nikola Tesla“ da, u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom:

**Numerička karakterizacija efikasnosti zaštite kućišta sa otvorima na bazi sprege sa
žičanim strukturama**

koja je moje autorsko delo.

Disertaciju sa svim priložima predala sam u elektronskom formatu, pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju, unetu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, mogu koristiti svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons), za koju sam se odlučila.

1. Autorstvo
2. Autorstvo – nekomercijalno
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima
5. Autorstvo – bez prerade
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima

U Nišu,

Autor disertacije:

Tatjana Cvetković, dipl. inž.

Potpis doktoranda,

ТИПОВИ ЛИЦЕНЦИ

1. Ауторство. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора, на начин одређен од аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци (CC BY 3.0).

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора, на начин одређен од аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела (CC BY-NC 3.0).

3. Ауторство – некомерцијално – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе вашег дела у делима других аутора, ако се наведе име аутора, на начин одређен од аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела (CC BY-NC-ND 3.0).

4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора, на начин одређен од аутора или даваоца лиценце, и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прераде (CC BY-NC-SA 3.0).

5. Ауторство – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе вашег дела у делима других аутора, ако се наведе име аутора, на начин одређен од аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела (CC BY-ND 3.0).

6. Ауторство – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора, на начин одређен од аутора или даваоца лиценце, и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прераде. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода (CC BY-SA 3.0).