

NUMERIČKA I EKSPERIMENTALNA ANALIZA UTICAJA GRUPE OTVORA NA KARAKTERISTIKE OKLAPANJA METALNIH KUĆIŠTA U MIKROTALASNOM FREKVENCIJSKOM OPSEGU

By Nataša Nešić

UNIVERZITET SINGIDUNUM

BEOGRAD

DEPARTMAN ZA POSLEDIPLOMSKE STUDIJE

**NUMERIČKA I EKSPERIMENTALNA
ANALIZA UTICAJA GRUPE OTVORA NA
KARAKTERISTIKE OKLAPANJA
METALNIH KUĆIŠTA U
MIKROTALASNOM FREKVENCIJSKOM
OPSEGU**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor:

Prof. dr Bratislav Milovanović

Kandidatkinja:

Nataša J. Nešić, dipl. el. inž.-master

Broj indeksa: 466054/2016

Beograd, 2017. god.

SINGIDUNUM UNIVERSITY

BEOGRAD

DEPARTMENT FOR POSTGRADUATE STUDIES

**NUMERICAL AND EXPERIMENTAL
ANALYSIS³⁸ OF APERTURE ARRAYS IMPACT
ON THE SHIELDING EFFECTIVENESS OF
METAL ENCLOSURES IN MICROWAVE
FREQUENCY RANGE**

PhD thesis

Mentor:

Prof. dr Bratislav Milovanović

Candidate:

Nataša J. Nešić, MsC EE

Index No: 466054/2016

Belgrade, 2017

KOMISIJA ZA OCENU I ODBRANU DOKTORSKE DISERTACIJE

Mentor:

Prof. dr Bratislav Milovanović, ¹⁷redovni profesor
Univerzitet Singidunum u Beogradu

Članovi komisije:

Prof. dr Mladen Veinović, redovni profesor
Univerzitet Singidunum u Beogradu

Prof. dr Nebojša Dončov, redovni profesor
Elektronski fakultet u Nišu, Univerzitet u Nišu

Datum odbrane:

SADRŽAJ

Spisak slika	vii
Spisak tabela	i
Spisak sraćenica i oznaka	i
Zahvalnica	i
1. UVOD	1
1.1 STRUKTURA TEZE	5
2. TEORIJSKE OSNOVE	9
2.1 ELEKTROMAGNETSKA KOMPATIBILNOST I OKLOPLJAVANJE	9
2.2 FREKVENCije REZONANCIJA METALNIH KUĆIŠTA	13
2.2.1 Mikrotalsni talasovodni rezonatori	14
2.2.1.1 Perturbaciona teorija	17
2.3 METODI ZA REŠAVANJE ELEKTROMAGNETSKIH PROBLEMA	19
2.3.1 Modelovanje elektromagnetskih problema	19
2.4 METODI ZA ODREĐIVANJE EFIKASNOSTI OKLOPLJAVANJA KUĆIŠTA	21
2.4.1 TLM metod – mrežni metod zasnovan na diskretizaciji polja	22
2.4.2 TLM žičani model	23
2.4.3 TLM air-vent model	27
3. NUMERIČKA ANALIZA UTICAJA GRUPE OTVORA I PARAMETARA POBUDE NA KARAKTERISTIKE OKLOPLJAVANJA	31
3.1 ANALIZA PROŠIRENIH GRANICA PRIMENLJIVOSTI KOMPAKTNOG TLM AIR-VENT MODELA ..	32
3.1.1 Numerički TLM modeli za grupu okruglih otvora	32
3.1.2 Analiza uticaja rastojanja između otvora	36
3.1.3 Numerički air-vent model sa šestougaonim otvorima	40
3.1.4 Analiza uticaja debljine zidova grupe otvora	42
3.1.5 Zaključak	49
3.2 UTICAJ MALIH INCIDENTNIH UGLOVA AZIMUTA I ELEVACIJE NA KARAKTERISTIKE OKLOPLJAVANJA	50
3.2.1 Analiza grupe okruglih otvora	50
3.2.2 Analiza grupe šestougaonih otvora	57
3.2.3 Analiza grupe kvadratnih otvora	62
3.2.4 Uporedna analiza grupe okruglih, šestougaonih i kvadratnih otvora ..	64
3.2.5 Zaključak	66
4. NUMERIČKA ANALIZA UTICAJA MONOPOL I DIPOL ANTENE NA EFIKASNOST OKLOPLJAVANJA SA PRAVOUGAONIM OTVORIMA	67
4.1 UVOD	67
4.2 MODELOVANJE MONOPOL ANTENE U METALNOM KUĆIŠTU PRIMENOM TLM METODA	68
4.3 ANALIZA PRVOG KUĆIŠTA SA MONOPOL ANTENOM	69
4.3.1 Uporedna analiza kućišta sa monopolom i dipol antenom	80
4.4 ANALIZA DRUGOG KUĆIŠTA	84

4.5	ZAKLJUČAK	89
5.	EKSPERIMENTALNA ANALIZA GRUPE OTVORA NA KARAKTERISTIKE OKLOPLJAVANJA METALNIM KUĆIŠTEM	91
5.1	Uvod.....	91
5.1.1	<i>Merna antena</i>	<i>91</i>
5.1.2	<i>Anehoične i semianehoične sobe.....</i>	<i>93</i>
5.1.3	<i>Reverberaciona soba</i>	<i>95</i>
5.1.4	<i>Metode merenja efikasnosti oklopljavanja analizatorom spektra i analizatorom mreža.....</i>	<i>95</i>
5.2	MERENJE EFIKASNOSTI KUĆIŠTA U LABORATORIJSKIM USLOVIMA.....	97
5.2.1	<i>Merna okolina i oprema</i>	<i>97</i>
5.2.2	<i>Merne konfiguracije i karakteristike merne opreme</i>	<i>100</i>
5.3	MERENJA EFIKASNOSTI KUĆIŠTA SA GRUPOM OTVORA	103
5.3.1	<i>Analiza uticaja pravougaonih otvora</i>	<i>104</i>
5.3.2	<i>Analiza uticaja grupe okruglih otvora</i>	<i>106</i>
5.3.3	<i>Analiza uticaja grupe šestougaonih otvora</i>	<i>109</i>
5.4	EKSPERIMENTALNA ANALIZA UTICAJA MONOPOL I DIPOL ANTENE NA EFIKASNOST OKLOPLJAVANJA METALNOG KUĆIŠTA SA OTVORIMA.....	114
5.4.1	<i>Analiza uticaja veličine poluprečnika monopol prijemne antene na SE i prvu frekvenciju rezonance</i>	<i>114</i>
5.4.2	<i>Analiza uticaja dužine monopol prijemne antene na SE i prvu frekvenciju rezonance.....</i>	<i>123</i>
5.4.3	<i>Analiza uticaja pozicije monopol prijemne antene na SE</i>	<i>126</i>
5.4.4	<i>Uporedna analiza uticaja prijemne monopol i dipol antene na SE karakteristiku</i>	<i>130</i>
5.5	ZAKLJUČAK	132
6.	ISTRAŽIVANJE UTICAJA GRUPE OTVORA NA RASPODELU EM POLJA UNUTAR KUĆIŠTA I IZRAČENOG EM POLJA IZVAN KUĆIŠTA	134
6.1	NUMERIČKA ANALIZA ZAŠITNOG METALNOG KUĆIŠTA.....	134
6.2	FIZIČKI MODEL KUĆIŠTA I EKSPERIMENTALNA PROVERA.....	141
6.2.1	<i>Eksperimentalni rezultati merenja kućišta sa grupom otvora</i>	<i>144</i>
6.2.2	<i>Eksperimentalni rezultati merenja kućišta sa kvadratnim otvorom ..</i>	<i>148</i>
6.3	ZAKLJUČAK	159
7.	TEHNIKE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI METALNOG KUĆIŠTA SA ŠTAMPANIM STRUKTURAMA	160
7.1	ANALIZA RADOVA ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI KUĆIŠTA	160
7.2	EKSPERIMENTALNE TEHNIKE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI METALNOG KUĆIŠTA SA GRUPOM OTVORA	162
7.3	ANALIZA ŠTAMPANE DOGBONE ANTENE.....	163
7.4	ANALIZA ŠIROKOPOJASNIH ŠTAMPANIH ANTENSKIH STRUKTURA.....	175
7.4.1	<i>Štampana antena - peščani sat</i>	<i>175</i>
7.4.2	<i>Štampana antena – leptir.....</i>	<i>178</i>
7.4.3	<i>Štampana antena - lastin rep</i>	<i>180</i>
7.4.4	<i>Uporedna analiza realizovanih širokopojasnih antena</i>	<i>182</i>

7.5	ZAKLJUČAK	185
8.	ZAKLJUČAK.....	187
9.	REFERENCE	194
	Reference autora.....	203

SPISAK SLIKA

<i>Slika 2.1 Shelkunoff-ov model oklopljavanja.</i>	10
<i>Slika 2.2 Šema za izračunavanje višestruke refleksije na metalnom oklopu [1].</i>	12
<i>Slika 2.3 Geometrija talasovodnog rezonatora, dimenzija $x=a$, $y=b$ i $z=c$.</i>	14
<i>Slika 2.4 Perturbacija pravouglog talasovodnog rezonatora metalnim štapićem u centru gornjeg zida [18].</i>	18
<i>Slika 2.5 Klasifikacija glavnih numeričkih metoda u elektromagnetici [20].</i>	21
<i>Slika 2.6 (a) TLM ćelija, (b) amplituda talasa, (c) kondenzovani simetrični čvor [33].</i>	23
<i>Slika 2.7 Žičani SCN čvor sa žičanim segmentom duž z-ose koji se završava uzemljenim otpornikom R.</i>	26
<i>Slika 2.8 Žičani SCN čvor na koji je vezan otpornikom R u pravcu z-ose.</i>	27
<i>Slika 2.9 Kompaktni TLM air-vent model sa perforiranim metalnim zidom u yz-ravni.</i>	30
<i>Slika 3.1 (a) Zaštitno pravougaono metalno kućište, (b) Dva otvora duž z-ose, (c) Prednji zid sa grupom okruglih otvora</i>	33
<i>Slika 3.2 Krive SE TLM modela kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=2$ mm) u poređenju sa merenjima [26] za vertikalnu polarizaciju.</i>	35
<i>Slika 3.3 Krive SE TLM modela kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=2$ mm) u poređenju sa merenjima [26] za horizontalnu polarizaciju.</i>	36
<i>Slika 3.4 Krive SE kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=18$ mm) dobijene modelovanjem pomoću fine mreže i kompaktnim air-vent modelom – vertikalna polarizacija.</i>	37
<i>Slika 3.5 Krive SE kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=18$ mm) dobijene modelovanjem pomoću fine mreže i kompaktnim air-vent modelom – horizontalna polarizacija.</i>	38
<i>Slika 3.6 SE krive kućišta sa grupom okruglih otvora na različitim rastojanjima, za slučaj vertikalne polarizacije.</i>	38
<i>Slika 3.7 SE krive kućišta sa grupom okruglih otvora na različitim rastojanjima, za slučaj horizontalne polarizacije.</i>	39
<i>Slika 3.8 (a) Zaštitno pravougaono metalno kućište dimenzija (100 x100 x 200) mm, (b) Dva šestougona otvora duž z-ose, (c) Prednji zid sa grupom šestouganih otvora.</i>	41
<i>Slika 3.9 SE krive kućišta sa grupom od 8 šestouganih otvora na različitim rastojanjima, za slučaj vertikalne polarizacije.</i>	42
<i>Slika 3.10 Karakteristike SE krivih za slučajeve različitih dubina okruglih air-vent-ova na prednjoj stani kućišta – vertikalna polarizacija.</i>	43
<i>Slika 3.11 Karakteristike SE krivih za slučajeve različitih dubina air-vent-ova na prednjoj stani kućišta – horizontalna polarizacija.</i>	44
<i>Slika 3.12 Karakteristike SE krivih za slučajeve različitih dubina šestouganih air-vent-ova na prednjoj stani kućišta – vertikalna polarizacija.</i>	45

<i>Slika 3.13 Karakteristike SE krivih za slučajeve različitih dubina šestougaonih air-vent-ova na prednjoj stani kućišta – horizontalna polarizacija.....</i>	<i>46</i>
<i>Slika 3.14 Karakteristike SE krivih za slučajeve različitih dubina pravougaonih air-vent-ova na prednjoj stani kućišta – vertikalna polarizacija.....</i>	<i>47</i>
<i>Slika 3.15 Karakteristike SE krivih za slučajeve različitih dubina pravougaonih air-vent-ova na prednjoj stani kućišta – horizontalna polarizacija.....</i>	<i>48</i>
<i>Slika 3.16 SE krive pobuđenog kućišta sa ravanskim talasom vertikalne polarizacije pod različitim uglovima azimuta.</i>	<i>51</i>
<i>Slika 3.17 SE krive na prvoj frekvenciji rezonancije.....</i>	<i>52</i>
<i>Slika 3.18 SE krive na četvrtoj frekvenciji rezonancije.</i>	<i>52</i>
<i>Slika 3.19 SE krive pobuđenog kućišta sa ravanskim talasom vertikalne polarizacije pri različitim uglovima elevacija.</i>	<i>53</i>
<i>Slika 3.20 SE krive na prvoj frekvenciji rezonancije pri različitim uglovima elevacija.</i>	<i>54</i>
<i>Slika 3.21 SE krive na trećoj frekvenciji rezonancije pri različitim uglovima elevacija.</i>	<i>54</i>
<i>Slika 3.22 SE krive na petoj frekvenciji rezonancije pri različitim uglovima elevacija.</i>	<i>55</i>
<i>Slika 3.23 SE krive kućišta pobuđenog uglom azimuta 45° ili uglom elevacije 45°.....</i>	<i>56</i>
<i>Slika 3.24 SE vrednosti kućišta sa šestougaonom grupom otvora za različite uglove azimuta.</i>	<i>58</i>
<i>Slika 3.25 Amplitude prve rezonancije za različite uglove azimuta.</i>	<i>59</i>
<i>Slika 3.26 SE vrednosti kućišta sa šestougaonom grupom otvora za različite elevacione uglove.</i>	<i>61</i>
<i>Slika 3.27 Amplitude prve rezonancije za različite elevacione uglove.....</i>	<i>61</i>
<i>Slika 3.28 (a) Prednji zid sa kvadratnim air-ventom ($a' \times b'$), (b) Dva kvadratna otvora duž z-ose</i>	<i>62</i>
<i>Slika 3.29 Krive SE kućišta sa kvadratnom grupom otvora za male uglove azimuta. ...</i>	<i>63</i>
<i>Slika 3.30 Krive SE kućišta sa kvadratnom grupom otvora za male uglove elevacija... ..</i>	<i>63</i>
<i>Slika 3.31 Krive SE kućišta za tri različita oblika air-venta, šestougaoni, kvadratni i okrugli, kada je pobuda oblikovani talas sa azimutom 5°.....</i>	<i>65</i>
<i>Slika 3.32 Krive SE kućišta sa različitim oblicima air-venta, šestougaonim, kvadratnim i okruglim, pri oblikovanom talasu sa elevacijom 5° i azimutom 10°.....</i>	<i>65</i>
<i>Slika 4.1 Pravougaono metalno kućište sa pravougaonim otvorom na prednjem zidu.</i>	<i>69</i>
<i>Slika 4.2 SE kućišta sa monopol antenom upoređeni sa slučajem praznog kućišta i merenjima [22].....</i>	<i>71</i>
<i>Slika 4.3 Uticaj različitih poluprečnika monopol antene dužine $l = 60$ mm na SE nivo kućišta upoređen sa SE praznog kućišta.</i>	<i>72</i>
<i>Slika 4.4 Uporedni vrhovi prve rezonantne frekvencije SE krivih za različite poluprečnike monopol antene dužine $l = 60$ mm.....</i>	<i>72</i>
<i>Slika 4.5 Uticaj različitih dužina monopol antene poluprečnika $r = 0.1$ mm na SE nivo kućišta upoređen sa SE praznog kućišta.</i>	<i>74</i>

<i>Slika 4.6 Uporedni vrhovi prve rezonantne frekvencije SE krivih za različite dužine prijemne monopol antene poluprečnika $r = 0.1$ mm</i>	74
<i>Slika 4.7 Uporedne SE krive za kućište sa i bez monopol antene u različitim mernim pozicijama</i>	77
<i>Slika 4.8 Uporedni vrhovi frekvencija rezonancija za SE krive kućišta sa i bez monopol antene u različitim mernim pozicijama</i>	78
<i>Slika 4.9 Uporedne SE karakteristike kućišta sa različitim poluprečnicima monopol antena i dužinom $l = 60$ mm</i>	79
<i>Slika 4.10 SE krive praznog kućišta i kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 60 mm</i>	81
<i>Slika 4.11 Pravougaono zaštitno metalno kućište sa jednim pravougaonim otvorom pobuđeno direktnim incidentnim ravanskim talasom vertikalno polarizovanim</i>	84
<i>Slika 4.12 Uporedne SE krive metalnog kućišta sa dipol antenom određene u tačkama p_1 i p_2, i merenja [23]</i>	85
<i>Slika 4.13 Nivo SE praznog kućišta u poređenju sa slučajevima kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 100 mm, izračunatim u tački p_1</i>	86
<i>Slika 4.14 Nivo SE praznog kućišta u poređenju sa slučajevima kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 100 mm, izračunatim u tački p_2</i>	87
<i>Slika 4.15 Nivo SE praznog kućišta u poređenju sa slučajevima kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 100 mm, izračunatim u tački p_3</i>	89
<i>Slika 5.1 Prijemna antena (a) i odgovarajuće Tevenenovo ekvivalentno kolo [1]</i>	92
<i>Slika 5.2 a) Reverberaciona soba b) Potpuno anehoična soba [13]</i>	94
<i>Slika 5.3 Reverberaciona soba sa rotirajućim reflektorom</i>	95
<i>Slika 5.4 Ekvivalentna šema merne konfiguracije [59]</i>	96
<i>Slika 5.5 Ponovljivost merenja SE na osnovu osam merenja</i>	98
<i>Slika 5.6 Ponovljivost merenja prve rezonantne frekvencije na bazi 8 merenja</i>	99
<i>Slika 5.7 Merno mesto sa opremom za merenje tačka po tačka i predajnom antenom bikonusni dipol</i>	99
<i>Slika 5.8 Merno mesto sa analizatorom spektra i treking generatorom, predajnom antenom Vivaldi</i>	100
<i>Slika 5.9 Konfiguracija za merenje tačka po tačka</i>	100
<i>Slika 5.10 Merna konfiguracija sa analizatorom spektra, treking generatorom i predajnom bikonusnom antenom</i>	101
<i>Slika 5.11 Merna konfiguracija sa analizatorom spektra, treking generatorom i predajnom slot antenom Vivaldi</i>	101
<i>Slika 5.12 Merna konfiguracija sa analizatorom mreža i predajnom antenom tipa Vivaldi</i>	102
<i>Slika 5.13 Horizontalni položaj Lilo kućišta i aperture (100x5) mm - antena Vivaldi vertikalna</i>	105

<i>Slika 5.14 Uporedne vrednosti SE dobijene numeričkom simulacijom i izmerene, kućište Lilo sa prorezom (100x5) mm.....</i>	<i>105</i>
<i>Slika 5.15 Upoređenje simulirane i izmerene SE za horizontalni položaj Lilo kućišta i aperture (50x10) mm - antena Vivaldi vertikalna</i>	<i>106</i>
<i>Slika 5.16 Upoređenje SE za simulirane i izmerene, položaj kućišta i grupe otvora 3x4 okrugli, horizontalni - antena Vivaldi vertikalna</i>	<i>107</i>
<i>Slika 5.17 Upoređenje SE simulirano i izmereno, Lilo kućišta i grupe otvora 3x4 okrugli, horizontalni- antena Vivaldi vertikalna</i>	<i>107</i>
<i>Slika 5.18 Kućište Lilo, rastojanje između otvora $d=4.4\text{mm}$, prečnik kružnih otvora $2r=12.60\text{mm}$, pokrivenost zida otvorima $\text{cov}=0.428$.</i>	<i>108</i>
<i>Slika 5.19 Upoređenje SE simulirano i izmereno, horizontalno kućište Lilo sa grupom okruglih otvora 3x4, Vivaldi vertikalno.....</i>	<i>108</i>
<i>Slika 5.20 Uporedni prikaz SE kućišta Lilo H34_I sa grupom šestougaonih otvora 3x4 horizontalno, vertikalne incidencije</i>	<i>110</i>
<i>Slika 5.21 Uporedni prikaz SE Lilo H34_II sa grupom šestougaonih otvora 3x4 horizontalno, incidencija vertikalna.....</i>	<i>110</i>
<i>Slika 5.22 Uporedni prikaz SE Lilo H34_III sa grupom šestougaonih otvora 3x4 horizontalno, incidencija vertikalna.....</i>	<i>111</i>
<i>Slika 5.23 Uporedni prikaz SE Lilo H43_I sa grupom šestougaonih otvora 4x3 horizontalno, incidencija vertikalna.....</i>	<i>111</i>
<i>Slika 5.24 Uporedni prikaz SE Lilo H43_II sa grupom šestougaonih otvora 4x3 horizontalno, incidencija vertikalna.....</i>	<i>112</i>
<i>Slika 5.25 Uporedni prikaz SE Lilo H43_III sa grupom šestougaonih otvora 4x3 horizontalno, incidencija vertikalna.....</i>	<i>112</i>
<i>5.26 Prikaz horizontalnog kućišta Lilo i grupe šestougaonih otvora 4x3 – antena Vivaldi vertikalana.</i>	<i>113</i>
<i>Slika 5.27 Fizička realizacija metalnog zaštitnog kućišta tipa D.</i>	<i>114</i>
<i>Slika 5.28 Uporedne SE krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta D sa monopolom poluprečnika $r=0.025\text{ mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	<i>115</i>
<i>Slika 5.29 Uporedne SE krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta D sa monopolom poluprečnika $r=0.15\text{ mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	<i>115</i>
<i>Slika 5.30 Uporedne SE krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta D sa monopolom poluprečnika $r=0.2\text{ mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	<i>116</i>
<i>Slika 5.31 Uporedne SE krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta D sa monopolom poluprečnika $r=0.3\text{ mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	<i>116</i>
<i>Slika 5.32 Uporedne SE krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta D sa monopolom poluprečnika $r=0.45\text{mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	<i>117</i>
<i>Slika 5.33 Uporedne SE krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta D sa monopolom poluprečnika $r=0.5\text{ mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	<i>117</i>
<i>Slika 5.34 Uporedne SE krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta D sa monopolom poluprečnika $r=0.65\text{ mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	<i>118</i>

<i>Slika 5.35 Uporedni prikaz izmerenih SE za poluprečnike monopola od $r = 0.025$ do 0.65mm, dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	118
<i>Slika 5.36 Uporedne izmerene SE karakteristike na prvoj frekvenciji rezonancije za poluprečnike monopola od $r = 0.025$ do 0.65 mm i dužine $l = 60\text{mm}$.</i>	119
<i>Slika 5.37 Simulirane SE karakteristike kućišta D sa monoplom poluprečnika od $r = 0.025$ do 0.65 mm i dužine $l=60\text{ mm}$.</i>	119
<i>Slika 5.38 Simulirani SE karakteristike kućišta D sa monoplom poluprečnika od $r = 0.025$ do 0.65 mm i dužine $l=60\text{ mm}$ na prvoj rezonanciji.</i>	120
<i>Slika 5.39 Uporedni prikaz izmerenih SE karakteristika kućišta sa različitim dužinama prijemne monopol antene.</i>	123
<i>Slika 5.40 Uporedni prikaz izmerenog SE kućišta na prvoj frekvenciji rezonancije za različite dužine prijemne monopol antene.</i>	124
<i>Slika 5.41 Uporedni prikaz izmerenih i simuliranih SE krivih kućišta na prvoj frekvenciji rezonancije za različite dužine prijemne monopol antene.</i>	124
<i>Slika 5.42 Fizička realizacija kućišta BM sa pravougaonim otvorom.</i>	127
<i>Slika 5.43 Uporedne SE krive izmernih i simuliranih modela za poziciju monopol antene $p(75,-125,100)$.</i>	127
<i>Slika 5.44 Uporedne SE krive izmernih i simuliranih modela za poziciju monopol antene $p(75,-125,100)$.</i>	128
<i>Slika 5.45 Uporedni rezultati SE izmernih i simuliranih modela za poziciju monopol antene $p(0,-125,100)$.</i>	128
<i>Slika 5.46 Uporedni SE rezultati izmernog i simuliranog modela za poziciju monopol antene $p(-75,-125,100)$.</i>	129
<i>Slika 5.47 Izmereni i simulirani rezultati SE karakteristika monopol i dipol antene u kućištu.</i>	132
<i>Slika 6.1 Skica gornjeg zida kućišta sa kvadratnim otvorom.</i>	135
<i>Slika 6.2 Skica gornjeg zida kućišta sa grupom 18×18 okruglih otvora pokrivenosti 34.88% i</i>	136
<i>6.3 Parametar s_{11} kućišta sa jednim kvadratnim otvorom (crna) i sa grupom okruglih otvora (pink).</i>	137
<i>Slika 6.4 Parametar s_{22} kućišta sa jednim kvadratnim otvorom (ljubičasta) i sa grupom okruglih otvora (zelena)</i>	137
<i>Slika 6.5 Karakteristike modula s_{21} parametara za kućište sa kvadratnim otvorom (crna) i kućišta sa grupom okruglih otvora (crvena).</i>	139
<i>Slika 6.6 Nivo električnog polja u bliskoj (h_1, zeleno) i dalekoj zoni (h_2, pink) za model kućišta sa grupom okruglih otvora.</i>	140
<i>Slika 6.7 Nivo električnog polja u tačkama bliskog h_1 (zeleno) i dalekog polja zračenja h_2 (plavo) za model sa kvadratnim otvorom, kada su pobuđene obe monopol antene.</i>	140
<i>Slika 6.8 Fizički model kućišta sa monopol antenama i kvadratnim otvorom.</i>	141
<i>Slika 6.9 a) Izgled RF sonde korišćene u merenom procesu, b) Frekvencijski odziv merne RF sonde.</i>	142

<i>Slika 6.10 Pokretna RF sonda za detekciju EM polja iznad kućišta u anehoičnoj sobi</i>	<i>143</i>
<i>Slika 6.11 Pokretna RF sonda za detekciju EM polja iznad kućišta u kome je pobuđena jedna monopol antena</i>	<i>143</i>
<i>Slika 6.12 Eksperimentalna postavka (računar sa LabVIEW softverom i VNA)</i>	<i>144</i>
<i>Slika 6.13 Rezultati u bliskom polju (h_1) izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobuđena prva monopol antena</i>	<i>145</i>
<i>Slika 6.14 Rezultati u dalekom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobuđena prva monopol antena</i>	<i>145</i>
<i>Slika 6.15 Rezultati u bliskom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobuđena druga monopol antena</i>	<i>146</i>
<i>Slika 6.16 Rezultati u dalekom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobuđena druga monopol antena</i>	<i>146</i>
<i>Slika 6.17 Rezultati u bliskom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada su pobuđene obe monopol antene</i>	<i>147</i>
<i>Slika 6.18 Rezultati u dalekom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada su pobuđene obe monopol antene</i>	<i>147</i>
<i>Slika 6.19 Trasfer funkcije kućišta sa grupom okruglih otvora, u bliskom i dalekom polju</i>	<i>148</i>
<i>Slika 6.20 Rezultati izmerenih s_{21} parametara kada je pobuđena prva monopol antena u tački p_1</i>	<i>149</i>
<i>Slika 6.21 Rezultati izmerenih s_{21} parametara kada je pobuđena druga monopol antena u tački p_1</i>	<i>149</i>
<i>Slika 6.22 Rezultati izmerenih s_{21} parametara kada su pobuđene obe monopol antene u tački p_1</i>	<i>150</i>
<i>Slika 6.23 Trasfer funkcije kućišta sa kvadratnim otvorom, u bliskom polju</i>	<i>150</i>
<i>Slika 6.24 Rezultati izmerenih s_{21} parametara na sredini kvadratnog otvora kada je pobuđena prva monopol antena, za daleko polje</i>	<i>152</i>
<i>Slika 6.25 Rezultati izmerenih s_{21} parametara na sredini kvadratnog otvora kada je pobuđena druga monopol antena, za daleko polje</i>	<i>152</i>
<i>Slika 6.26 Rezultati izmerenih s_{21} parametara na sredini kvadratnog otvora kada su pobuđene obe monopol antene, za daleko polje</i>	<i>153</i>
<i>Slika 6.27 Trasfer funkcije kućišta sa kvadratnim otvorom, u dalekom polju</i>	<i>153</i>
<i>Slika 6.28 Trasfer funkcije kućišta sa kvadratnim otvorom, u bliskom i dalekom polju</i>	<i>154</i>
<i>Slika 6.29 Numerički rezultati za moduo H_y za pobuđenu monopol antenu 1 na 1 GHz prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora</i>	<i>155</i>
<i>Slika 6.30 Izmereni rezultati za moduo s_{21} između monopol antene 1 i lup sonde na 1 GHz, prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora</i>	<i>155</i>
<i>Slika 6.31 Numerički rezultati za moduo H_y za pobuđenu monopol antenu 2 na 2 GHz, prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora</i>	<i>156</i>

<i>Slika 6.32 Izmereni rezultati za moduo s_{21} između monopol antene 2 i lup sonde na 2 GHz, prikazani u ravni skeniranja (150 x 150) mm² na 10 mm iznad otvora.....</i>	<i>156</i>
<i>Slika 6.33 Numerički rezultati za moduo H_y za pobuđenu monopol antenu 1 i 2 na 3 GHz, prikazani u ravni skeniranja (150 x 150) mm² na 10 mm iznad otvora.....</i>	<i>157</i>
<i>Slika 6.34 Izmereni rezultati za moduo s_{21} između monopol antene 1 i 2 i lup sonde na 3 GHz, prikazani u ravni skeniranja (150 x 150) mm² na 10 mm iznad otvora.....</i>	<i>157</i>
<i>Slika 6.35 Amplituda izmerene fransfer funkcije na 3 GHz za kućište sa kvadratnim otvorom u slučaju kada je pobuđena samo prva monopol antena (exp1_a). 3D izgled i 2D konture.</i>	<i>158</i>
<i>Slika 6.36 Amplituda izmerene fransfer funkcije na 3 GHz za kućište sa kvadratnim otvorom u slučaju kada je pobuđena samo druga monopol antena (exp1_b). 3D izgled i 2D konture.</i>	<i>158</i>
<i>Slika 6.37 Amplituda izmerene fransfer funkcije na 3 GHz za kućište sa kvadratnim otvorom u slučaju kada su eksitovane obe monopol antene (exp1_c). 3D izgled i 2D konture.</i>	<i>158</i>
<i>Slika 7.1 Fotografija realizovanih štampanih antena za eksperimentalnu analizu</i>	<i>162</i>
<i>Slika 7.2 Fotografija štampane dogbone antene u mernom kućištu</i>	<i>164</i>
<i>Slika 7.3 SE kućišta sa štampanom antenom dogbone na 50 mm od centra kućišta....</i>	<i>165</i>
<i>Slika 7.4 SE kućišta sa štampanom antenom dogbone na 50 mm od centra u radnom opsegu.</i>	<i>166</i>
<i>Slika 7.5 SE kućišta sa štampanom antenom dogbone na 100 mm od centra.</i>	<i>166</i>
<i>Slika 7.6 SE kućišta sa štampanom antenom dogbone na 100 mm od centra u radnom opsegu.</i>	<i>167</i>
<i>Slika 7.7 SE kućišta sa štampanom antenom dogbone na 150 mm od centra.</i>	<i>167</i>
<i>Slika 7.8 SE kućišta sa štampanom antenom dogbone na 150 mm od centra u radnom opsegu.</i>	<i>168</i>
<i>Slika 7.9 Izmerene SE kućišta sa štampanom antenom dogbone na 50, 100 i 150 mm od centra.</i>	<i>168</i>
<i>Slika 7.10 Fotografije realizovanih štampanih antena tipa dogbon za potiskivanje 1, 2 i 3 rezonancije kućišta</i>	<i>170</i>
<i>Slika 7.11 SE sa štampanom antenom dogbone za potiskivanje druge rezonancije</i>	<i>171</i>
<i>Slika 7.12 SE kućišta sa štampanom antenom dogbone za potiskivanje druge rezonancije u radnom opsegu.</i>	<i>171</i>
<i>Slika 7.13 SE sa štampanom antenom dogbone za potiskivanje treće rezonancije.....</i>	<i>172</i>
<i>Slika 7.14 SE sa štampanom antenom dogbone za potiskivanje treće rezonancije u radnom opsegu.</i>	<i>172</i>
<i>Slika 7.15 Fotografija dogbone niza štampane antene za prve tri rezonancije kućišta</i>	<i>173</i>
<i>Slika 7.16 SE štampane antene dogbone niza za prve tri rezonancije kućišta.....</i>	<i>173</i>
<i>Slika 7.17 SE štampane antene dogbon niz za prve tri rezonancije kućišta u radnom opsegu frekvencija</i>	<i>174</i>

<i>Slika 7.18 Fotografija štampane antene - peščani sat.</i>	<i>176</i>
<i>Slika 7.19 SE sa štampanom antenom peščani sat.</i>	<i>176</i>
<i>Slika 7.20 SE sa štampanom antenom peščani sat u radnom opsegu.</i>	<i>177</i>
<i>Slika 7.21 SE sa štampanom antenom peščani sat u opsegu od 1400 do 2000 MHz... 177</i>	
<i>Slika 7.22 Fotografija štampane antene leptir.</i>	<i>178</i>
<i>Slika 7.23 SE sa štampanom antenom leptir</i>	<i>179</i>
<i>Slika 7.24 SE sa štampanom antenom leptir u radnom opsegu</i>	<i>179</i>
<i>Slika 7.25 Fotografija štampane antene lastin rep.</i>	<i>180</i>
<i>Slika 7.26 SE sa štampanom antenom lastin rep.</i>	<i>181</i>
<i>Slika 7.27 SE sa štampanom antenom lastin rep u radnom opsegu.</i>	<i>181</i>
<i>Slika 7.28 Uporedne izmerene karakteristike SE kućišta sa realizovanim antenama. .</i>	<i>183</i>
<i>Slika 7.29 Uporedne izmerene karakteristike realizovanih antena na prvoj rezonanciji</i> <i>.....</i>	<i>183</i>
<i>Slika 7.30 Uporedne izmerene karakteristike realizovanih antena na drugoj rezonanciji.</i> <i>.....</i>	<i>184</i>
<i>Slika 7.31 Uporedne izmerene karakteristike realizovanih antena na trećoj rezonanciji</i> <i>.....</i>	<i>184</i>

SPISAK TABELA

<i>Tabela 2.1 Koncepti polja i mreža.....</i>	<i>19</i>
<i>Tabela 2.2.2 Konstante korišćene u aproksimaciji reaktance X_e, [10]</i>	<i>29</i>
<i>Tabela 3.1 Frekvencije rezonancije – vertikalana polarizacija.....</i>	<i>35</i>
<i>Tabela 3.2 Frekvencije rezonancije – horizontalana polarizacija.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabela 3.3: Korekcija SE.....</i>	<i>45</i>
<i>Tabela 3.4: Korekcija SE.....</i>	<i>45</i>
<i>Tabela 3.5: Korekcija SE za šestougaone otvore</i>	<i>47</i>
<i>Tabela 3.6 Korekcija SE pravougaoni air-vent V-polarizacija.....</i>	<i>48</i>
<i>Tabela 3.7 Korekcija SE pravougaoni air-vent H-polarizacija</i>	<i>48</i>
<i>Tabela 3.8 Vrednosti SE za različite modove kućišta.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabela 3.9 Viši rezonantni modovi pobuđeni u kućištu sa šestougaonom grupom otvora</i>	<i>60</i>
<i>Tabela 3.10 Viši rezonantni modovi pobuđeni u kućištu sa kvadratnom grupom otvora</i>	<i>64</i>
<i>Tabela 4.1 Rezonantne frekvencije i odgovarajući SE nivoi za slučaj praznog kućišta i kućišta sa monopol antenom dužine $l = 60$ mm i različitih poluprečnika.....</i>	<i>73</i>
<i>Tabela 4.2 SE nivoi na rezonantnim frekvencijama za prazno kućište i kućišta sa različitim dužinama prijemne monopol antene</i>	<i>75</i>
<i>Tabela 4.3 Frekvencija rezonancija praznog kućišta i kućišta sa monopol antenom u različitim pozicijama mernih tačaka</i>	<i>77</i>
<i>Tabela 4.4 Vrednosti nivoa SE za prve tri frekvencije rezonancija različitih poluprečnika monopola u kućištu i praznog kućišta</i>	<i>79</i>
<i>Tabela 4.5 Vrednosti nivoa SE za prve tri rezonantne frekvencije praznog kućišta u poređenju sa slučajevima različitih prijemnih antena</i>	<i>83</i>
<i>Tabela 4.6 Vrednosti SE nivoa za prve tri rezonantne frekvencije u različitim tačkama za scenarije sa monopol i dipol antenom upoređene sa praznim kućištem.....</i>	<i>88</i>
<i>Tabela 5.1 Frekvencije prve rezonancije i odgovarajući SE nivoi u kućištu D sa monopol antenom dužine $l = 60$ mm različitih poluprečnika, dobijene merenjem i numeričkom simulacijom.....</i>	<i>121</i>
<i>Tabela 5.2 Apsolutna i relativna razlika prve frekvencije rezonancije dobijene numeričkom simulacijom i merenjem.....</i>	<i>122</i>
<i>Tabela 5.3 Izmerene i numerički dobijene vrednosti prve frekvencije rezonancije i SE nivoa kućišta za različite dužine prijemne monopol antene.....</i>	<i>125</i>
<i>Tabela 5.4 Apsolutne i relativne razlike izmerenih i simuliranih vrednosti prve rezonancije za različite dužine prijemne monopol antene</i>	<i>125</i>

<i>Tabela 5.5 SE vrednosti na prvoj frekvenciji rezonancije izmerenih i simuliranih modela za različite pozicije prijemne monopol antene $r=0.1\text{mm}$ i $l=100\text{mm}$ u kućištu.</i>	<i>130</i>
<i>Tabela 5.6 Apsolutne i relativne razlike izmerenih i simuliranih vrednosti prve rezonancije za različite pozicije prijemne monopol antene $r=0.1\text{mm}$ i $l=100\text{mm}$.....</i>	<i>130</i>
<i>Tabela 5.7 Numeričke vrednosti prve rezonance za monopol i dipol</i>	<i>131</i>
<i>Tabela 5.8 Numeričke vrednosti druge rezonance za monopol i dipol</i>	<i>131</i>
<i>Tabela 5.9 Numeričke vrednosti treće rezonance za monopol i dipol.....</i>	<i>132</i>
<i>Tabela 7.1 Analiza za različita rastojanja od centra</i>	<i>169</i>
<i>Tabela 7.2 Analiza za rastojanje 50mm od centra</i>	<i>169</i>

SPISAK SKRAĆENICA I OZNAKA

EM – elektromagnetski

EMC – Electromagnetic compatibility-elektromagnetska kompatibilnost

TLM – Transmission-Line Matrix

EMI – Electromagnetic Interferences – elektromagnetska interferencija

19

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

19

CISPR – Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques

IEC – International Electro-technical Commission

SE – shielding effectiveness – efikasnost oklopljavanja

SCN – Symmetrical Condensed Node – simetrični kondenzovani čvor

E – jačina električnog polja

H – horizontalno

V – vertikalno

TE – transverzalno električni

TM – transferzalno magnetski

TLM air-vent model – TLM model grupe otvora

24

FDTD – Finite Difference Time Domain

MoM – Method of Moments

EUT – Equipment Under Test – uređaj koji se testira

δ - dubina prodiranja

μ – magnetska propustljivost – permeabilnost

μ_0 – magnetska propustljivost u vakuumu

ϵ_0 – dielektrična konstanta u vakuumu

ϵ_r – relativna dielektrična konstanta

Ω – Ohm - om

σ – električna provodnost

α – konstanta slabljenja

β – fazna konstanta

γ – kompleksna konstanta prostiranja

Z_0 – karakteristična impedansa

λ – talasna dužina

ω – ugaona frekvencija

ZAHVALNICA

Veliko hvala mom mentoru, prof. dr Bratislavu Milovanoviću, na sveukupnoj podršci koju mi je davao u građenju mog akademskog puta i uvođenja u svet mikrotalansne tehnike i elektomagnetske kompatibilnosti.

Veliku zahvalnost dugujem prof. dr Nebojši Dončovu, na saradnji, ogromnom uloženom vremenu i podršci, koju je imao za mene tokom mojih doktorskih studija i rada na dobijanju rezultata ove doktorske disertacije.

Zahvaljujem se prof. dr Mladenu Veinoviću na ukazanoj časti da bude član komisije moje doktorske disertacije.

Eksperimentalni rezultati ove disertacije, sigurna sam, ne bi bili ovakvi da nisam sarađivala sa prof. dr Slavkom Rupčićem. Zahvaljujem mu se na velikom trudu i vremenu koje je proveo sa mnom u „Laboratoriji za VF mjerenja“ na Elektrotehničkom fakultetu u Osijeku.

Zahvaljujem se dr Dejanu Blagojeviću na stalnoj podršci i veri u moje profesionalne sposobnosti.

Ogromnu zahvalnost dugujem svome bratu dr Nikoli Bogdanoviću koji mi je davao snage i elana onda kada mi je bilo najpotrebnije, kao i bezrezervnoj podršci u naučnom radu i životu.

Beskrajnu zahvalnost dugujem mojim roditeljima Evici i Jovici na neizmernoj ljubavi, podršci i razumevanju koju su mi pružali svih ovih godina.

Specijalnu zahvalnost dugujem mome svekru, književniku Tihomiru Nešiću, na velikom razumevanju i podršci, kao i na lekturi ove disertacije.

Zahvaljujem se svim svojim dragim prijateljima, prijateljima i kolegama sa VTŠ iz Niša i rodacima koji su imali razumevanja za moje obaveze i veru u moje sposobnosti.

Posebno hvala, mojoj pokojnoj prijateljici Mariji Ristić, na tehničkoj pomoći oko crtanja slika, i što je postojala u mom životu.

I najvažnije, zahvaljujem se svom pokojnom suprugu, mr Nikoli Nešiću, na razumevanju, velikoj veri i ljubavi, koju je imao za mene, koja me je vodila i davala snage i istrajnosti, pri radu na ovoj disertaciji. Uz sećanje na njega posvećujem mu ovu disertaciju.

U Nišu, 20.6.2017

Najveći deo eksperimentalnih rezultata prikazanih u ovoj doktorskoj disertaciji
su proistekli iz istraživanja finansiranog u okviru EUROWEB+ projekta.

Almost all of the experimental results in this work are conducted during the PhD
research stay funded by the EUROWEB+ project.

1. UVOD

Problem elektromagnetskih interferencija je, prvi put u istoriji, postao očigledan za vreme telekomunikacionog buma 20-tih godina 20-og veka, kada se prenos radio talasima naglo rasprostranio. Zbog toga je 1934. godine u Parizu održan prvi sastanak CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) koji je uključio članove IEC (*International Electro-technical Commission*). Tada su doneseni prvi dokumenti o uočenim problemima elektromagnetske interferencije, EMI (*Electromagnetic interference*).

Godine 1996, ovi dokumenti su prihvaćeni kao deo direktive Evropske unije o elektromagnetskoj kompatibilnosti (*Electromagnetic Compatibility – EMC*) [1].

Tehnološki napredak u razvoju poluprovodničke tehnologije izazvao je jasnu potrebu za povećanjem imunosti na smetnje. Kao posledica toga, došao je do izražaja značaj mera elektromagnetske kompatibilnosti sa aspekta merenja i projektovanja uređaja, i uslovio uvođenje mera za smanjivanje elektromagnetskih smetnji. To sve je dovelo do vrlo intenzivnog razvoja novih metoda ponovljivih EMC merenja. Jedan od tih je prihvaćen i opisan u okviru standarda IEEE 299 (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [2].

Sa razvojem savremenih radio-komunikacionih uređaja, široko rasprostranjenih uređaja savremenih tehnologija, od industrije do široke potrošnje, javlja se sve veća potreba da se tehnička oprema elektromagnetski usaglasi već u fazi projektovanja, da se stavi pod određene standarde i okvire elektromagnetske kompatibilnosti. EMC je važna grana nauke i tehnike koja treba da obezbedi da projektovani uređaj/sistem bude imun na elektromagnetske (EM) smetnje iz spoljne okoline, a da u isto vreme svojim radom ne ometa druge uređaje ili sisteme. Pokazalo se da je jednostavnije da se u fazi projektovanja ispoštuju mere u smislu EMC nego tek na gotovom prototipu ili čitavom sistemu, kada bi mere zaštite bile skuplje ili teško izvodljive.

Zahtevi EMC su definisani regulativom i nizom standarda. Na teritoriji Evropske unije svi standardi moraju biti usklađeni sa Direktivom za elektromagnetsku kompatibilnost (*Directive 2014/30/EU*), [3]. Ona utvrđuje propisane granice EM emisije (najviši nivo emisije EM smetnje), granice imunosti (najviši nivo EM smetnje koja deluje na uređaj, a koji radi bez pada kvaliteta performansi ili uz dopuštene degradacije), kao i metode i uslove merenja oklopljenog uređaja.

U našoj zemlji je u upotrebi „Pravilnik o elektromagnetskoj kompatibilnosti“ koji se primenjuje na električne uređaje široke potrošnje a koji je usaglašen sa evropskom regulativom [4], [5].

Jedna od tehnika koja se najčešće koristi da bi elektronski sistem u realnom okruženju funkcionisao u skladu sa EMC standardima jeste da se ceo sistem ili neki njegov na EM smetnje osetljiv deo okruži metalnim kućištem, tj. da se oklopi. Karakteristika kućišta, sa stanovišta njegove uloge u zaštiti sistema pokazuje se preko efikasnosti kućišta (*shielding effectiveness – SE*) koja predstavlja odnos jačine EM polja u nekoj referentnoj tački neoklopljenog i oklopljenog sistema. Ima više parametara koji utiču na vrednost *SE* kućišta. To su: geometrija, dimenzije i debljina oklopa, osobine materijala od kojih je kućište načinjeno, oblik, veličina, broj i namena otvora na zidovima kućišta, priroda uređaja i komponenti koje se nalaze unutar kućišta, mehanizmi sprege signala smetnji sa EM poljem unutar kućišta, itd. Otvori su uglavnom neophodni zbog potrebe napajanja, kontrole i pristupa sistemu, ali i za druge svrhe (na pr. odvođenje viška toplote iz sistema). Prisustvo otvora na zidovima kućišta ima dominantan uticaj na funkciju oklopljavanja, mada i uticaj drugih parametara treba uzeti u obzir, kako bi se u potpunosti procenilo u kojoj meri oklopljavanje omogućava da sistem funkcioniše u skladu sa EMC standardima.

Ovu analizu je moguće sprovesti na različite načine. Neki pristupi daju egzaktnu analitičku formulaciju za određivanje *SE* kućišta, ali su uglavnom neadekvatni za primenu kod sistema koji karakteriše složena geometrija i primena u širokom frekvencijskom opsegu. Eksperimentalne tehnike ispitivanja nemaju tih ograničenja, ali zahtevaju adekvatnu mernu opremu i laboratorijski prostor, kao i već realizovan fizički model na kome treba izvršiti merenja. Numeričke metode koje koriste potpuno talasnu (*full-wave*) analizu pokazale su se kao najbolji pristup, budući da se njima mogu modelovati složene strukture različitih fizičkih i EM karakteristika u širokom

frekvencijskom opsegu. Takođe, koriste se za procenu efekata primenjenih mera oklopljavanja sa EMC stanovišta još u fazi projektovanja sistema [1].

Predmet naučnog istraživanja ove disertacije je sagledavanje uticaja različitih parametara na funkciju oklopljavanja i rad sistema u skladu sa EMC standardima, uz razvoj odgovarajućih kako numeričkih tako i eksperimentalnih modela koji će omogućiti da ta analiza bude efikasno sprovedena. Za procenu uloge, mesta i zaštitne funkcije oklopljavanja dominantno je korišćena metoda modelovanja pomoću prenosnih vodova (*Transmission-Line Matrix* – TLM) [6]. Metoda je pogodna jer je u okviru nje ³⁶vijen čitav niz tzv. kompaktnih modela kojima se mogu vrlo efikasno opisati geometrijski male, ali u električnom smislu važne strukture, kao što su žičane antene, prerezi, otvori, žičani spojevi koji su često prisutni na i unutar oklopa [7], [8], [9], [10].

Istraživanja koja su sprovedena predstavljaju nastavak ranije publikovanih radova, u kojima je analizirano kako prisustvo pojedinačnih otvora, pravougaonog ili kružnog poprečnog preseka, na jednom ili više zidova kućišta utiče na *SE* kućišta [11], [12]. U pomenutim radovima je posebno razmatran pasivni uticaj antene [11], a posebno kako i koliko aktivno prisustvo dipol antene utiče na promenu efikasnosti oklopljavanja u postupku eksperimentalne karakterizacije [12]. Takođe, sprovedene su analize uticaja parametara pobude (pravca prostiranja i polarizacije) na karakteristike oklopljavanja kućišta sa grupom otvora.

Ova doktorska disertacija obuhvata numerička i eksperimentalna istraživanja kojima se analizira uticaj grupe otvora na karakteristike oklopljavanja metalnim kućištima u prisustvu prijemne antene unutar kućišta. Ova analiza uključuje i njihov uticaj na položaj rezonantnih frekvencija kućišta, uz sagledavanje uspostavljenih rezonatorskih modova same strukture u razmatranom frekvencijskom opsegu od interesa.

Razmotriće se slučajevi kada su žičane antenske strukture prisutne unutar kućišta za potrebe monitorisanja nivoa i raspodele EM polja i kada se koriste da pobude odgovarajuće komponente EM polja unutar kućišta.

Prvi rezultati ovih istraživanja su ostvareni na primeru žičane strukture koja ima ulogu da detektuje nivo EM polja u kućištu, dipol i monopol prijemne antene, uz korišćenje kompaktnog TLM žičanog modela za njihovo efikasno modelovanje, kao i korišćenja ranije definisanog pristupa da se informacija o nivou EM polja unutar kućišta

određuje na osnovu indukovanog signala na anteni. Efekat sprege antenske strukture sa EM poljem koje se uspostavlja unutar oklopljenog sistema razmatran je za slučaj tipova antena koje se koriste u eksperimentalnim EMC postupcima, zavisno od frekvencijskog opsega i moda koji se razmatra.

U drugom delu istraživanja posebna je pažnja posvećena analizi uticaja otvora i proreza u zidovima kućišta na efikasnost oklopljavanja. Pri tome, za razliku od prethodno realizovanih istraživanja, stavljan je akcenat na postojanje većeg broja manjih otvora na jednom zidu kućišta. Ovi otvori, određene geometrije, koriste se, pre svega, za odvođenje viška toplote iz oklopljenog sistema. Dimenzije ovih otvora, kao i njihova međusobna sprega, onemogućava da se njihovo prisustvo tretira na isti način kao kod pojedinačnih otvora. Za potrebe numeričke analize njihovog uticaja koristi se postojeći tzv. kompaktni *TLM air-vent* model koji je razvijen za grupu kvadratnih i kružnih otvora na tankim i savršeno provodnim metalnim zidovima zaštitnih kućišta [8]. Kasnije je model proširen za primenu šestougaoih i pravougaonih otvora [10].

Prednost ovog modela je, u odnosu na klasični TLM pristup, u tome što se, savršeno provodni zid sa više otvora predstavlja grubom numeričkom mrežom, odnosno ćelijama koje mogu biti i veće od poprečnog preseka otvora. To značajno utiče na potrebne računarske resurse i u krajnjoj liniji na potrebno vreme izračunavanja. Klasični TLM pristup primenjuje finu numeričku mrežu kod koje se veći broj ćelija koristi za modelovanje poprečnog preseka svakog od otvora.

Prvi rezultati ovih istraživanja su ostvareni kroz ispitivanje proširenih granica primenljivosti ovog kompaktnog *TLM air-vent* modela, imajući u vidu da je model empirijski izveden. Razmotreno je kako različita rastojanja između otvora, kao i različite debljine zidova pod otvorima, utiču na promenu karakteristike *SE*, na njegov nivo i oblik. Izvršeno poređenje sa rezultatima dobijenim klasičnim TLM pristupom je pokazalo odlično slaganje. Primenom *TLM air-vent* modela napravljena je analiza *SE* karakteristika kućišta sa okruglim, šestougaoim i kvadratnim oblicima otvora kada je ono pobuđeno vertikalno i horizontalno polarizovanim pobudnim ravanskim talasom. Zatim su analizirane promene karakteristika *SE* kućišta pri pobudi dodatnih, viših rezonantnih modova unutar kućišta kada je izvor spoljašnjeg EM zračenja pod veoma malim uglom azimuta ili elevacije u odnosu na normalni pravac prostiranja na zid kućišta sa otvorima. Razmatrano je kako se efikasnost oklopa menja za različite

pokrivenosti zida otvorima i za različite položaje grupe otvora na zidovima kućišta, a sve u cilju sveobuhvatnog sagledavanja njihovog uticaja na funkciju oklopljavanja.

U nastavku, sprovedena je analiza kako jedno na drugo utiče prisustvo dve antene unutar kućišta sa grupom otvora. Dobijeni su eksperimentalni rezultati merenjima u EM anehoičnoj sobi za kućišta sa grupom otvora, kada je u unutrašnjosti kućišta jedna predajna a druga antena pasivna, ili kada su obe predajne. Razmatran je uticaj prisustva grupe otvora na nivo EM sprege između žičanih struktura i na raspodelu EM polja unutar kućišta, kao i izvan kućišta u bliskom i dalekom polju. Takođe, izvršeno je upoređivanje uticaja grupe okruglih otvora na kućištu u odnosu na jedan otvor čije dimenzije odgovaraju dimezijama perforirane oblasti grupom okruglih otvora sa stanovišta njihovog uticaja na EM spregu sa antenama unutar kućišta.

U jednom delu ove disertacije analizirane su eksperimentalne tehnike poboljšanja efikasnosti kućišta, koje se odnose na prigušenje uticaja rezonancija kućišta na kojima *SE* ima male pa čak i negativne vrednosti. Razmatrane su odgovarajuće štampane antenske strukture koje će omogućiti da se efekat prigušenja ostvari na jednoj i/ili više rezonantnih frekvencija kućišta, a samim tim i na povećanje nivoa *SE* na tim frekvencijama.

Pored rezultata dobijenih numeričkom analizom, sprovedena su merenja karakteristika oklopljavanja različitim kućištima sa različitim oblicima grupa otvora. I to kada se u unutrašnjosti razmatranih kućišta nalazi prijemna monopol ili dipol antena ili antenski niz realizovan u tehnici štampanih veza, sve u zavisnosti od kućišta koje se meri sa stanovišta EMC i čiji se efekti žele istražiti.

Na taj način, numerički proračuni verifikovani su vrednostima iz mernog postupka i potvrđena je valjanost rezultata.

1.1 Struktura teze

Ova doktorska disertacija je koncipirana tako da se u uvodnoj glavi, predstave opšti pojmovi vezani za EMC i da se istakne važnost principa EMC prilikom projektovanja elektronskog uređaja ili sistema. S obzirom da je broj elektronskih i radio-komunikacionih uređaja i sistema koji emituju EM zračenje u ekspanziji i sve većoj upotrebi, nepohodno je uskladiti ih i staviti u određene okvire i standarde.

Stoga je u drugoj glavi dat osvrt na tehniku oklopljavanja elektronskog uređaja, koja je važna i ima dvostruku ulogu. Sa jedne strane, oklop (kućište) treba da zaštiti elektronski uređaj od spoljašnjih EM smetnji, pored toga treba da ograniči izračivanje EM polja u okolni prostor, a koje stvara elektronsko kolo unutar oklopa. Dat je *Shelkunoff*-ov model oklopljavanja [13].

U drugom delu druge glave data je matematička potpora talasne jednačine rezonatora, pošto su zaštitna kućišta najčešće pravougaonih oblika, te se mogu predstaviti kao zatvoreni pravougaoni talasovodni rezonatori koji imaju otvor ili grupu otvora na jednoj od svojih strana.

U trećem delu druge glave dati su metodi za rešavanje elektromagnetskih problema. Posebno je istaknut numerički TLM metod koji ima široku primenu kod modelovanja mikrotalasnih struktura i prostiranja EM polja.

U trećoj glavi je data opsežna analiza numeričkog *TLM air-vent* modela koji je veoma efikasan pri određivanju *SE* karakteristika kućišta sa grupom otvora. Analizirana je proširena granica primenljivosti *air-vent* modela sa okruglim otvorima, zatim sa grupom šestougaonih otvora kada je rastojanje između otvora veće od polovine talasne dužine. Dalje, sprovedene su analize debljine perforiranog zida, za slučaj kada su one veće od prečnika otvora.

U drugom delu treće glave analiziran je uticaj linearno polarizovanog oblikovanog talasa na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja kućišta. Ideja je bila da se ispita uticaj veoma malih uglova azimuta i/ili elevacije incidentnog talasa na rezonantne pojave u kućištu. U praktičnim realizacijama zaštitnih kućišta ovo je od velikog značaja zato što spoljašni EM talasi i/ili EM smetnje nisu nužno upravni na kućište već dolaze pod slučajnim uglovima. Analiza je sprovedena na grupi okruglih, šestougaonih i kvadratnih otvora istog zaštitnog kućišta.

U četvrtoj glavi predstavljeni su rezultati numeričkih analiza na primerima dvaju zaštitnih metalnih kućišta različitih dimenzija, korišćenjem TLM metode. U cilju verifikacije numeričkih modela, osnovni rezultati numeričkih analiza prvog i drugog kućišta su upoređeni sa rezultatima dobijenim merenjima dostupnim u literaturi. Numeričkim modelom prvog kućišta analiziran je uticaj prijemne monopol antene na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja u funkciji od frekvencije. Zatim, napravljena je

analiza uticaja dimenzija monopol antene, njene dužine i poluprečnika, na promenu frekvencije prve rezonancije kućišta.

U drugom kućištu, opisanom u četvrtoj glavi, razmatran je uticaj prijemne monopol antene, kada je ona u različitim pozicijama unutar kućišta u odnosu na otvor na kućištu, na promenu frekvencije prvih triju rezonancija. Rezultati su upoređeni sa analizom prijemne dipol antene u istim pozicijama unutar kućišta. Detaljno je analiziran uticaj monopol i dipol antene istih dimenzija na promenu frekvencija prva tri moda kućišta. Određene su vrednosti *SE* nivoa na trima rezonantnim frekvencijama, i to za: kućište sa monopol antenom, kućište sa dipol antenom i prazno kućište.

Peta glava posvećena je eksperimentalnoj proveru i mernoj proceduri, koja je izvršena na fizičkim modelima zaštitnih kućišta. Osnovni zadatak je da se rezultati numeričkih modela uporede i potvrde eksperimentalnim putem u laboratorijskim uslovima. Merenja su sprovedena nad tri tipa zaštitnih metalnih kućišta. Pri tom su za potrebe merenja menjane prednje stranice sa različitim otvorima. Izmerene su karakteristike efikasnosti oklopljavanja kada prednje strane kutija imaju grupe okruglih otvora, šestougaoih otvora i pojedinačnih pravougaonih otvora, u zavisnosti od modela kućišta, kada je u kućištu merna monopol antena. Izveden je set merenja efikasnosti oklopljavanja metalne kutije sa malim pravougaonim otvorom tipa prorez pri mernoj monopol anteni.

U nastavku, analizirani su uticaji prijemne monopol antene na *SE* rezultate na primeru promene frekvencije prve rezonancije, u zavisnosti od dužine i veličine poluprečnika prijemnog monopola. U okviru pete glave predstavljen je set izvedenih merenja na metalnom kućištu sa pravougaonim otvorom u prisustvu merne monopol ili dipol antene. Analiziran je uticaj položaja merne monopol antene realnih dimenzija, na promenu frekvencije prve tri rezonance. Nakon čega, za isto kućište napravljena su merenja sa prijemnim dipolom, istih dimenzija kao i monopol. I upoređeni su rezultati.

Šesta glava daje numeričku i eksperimentalnu proveru metalnog zaštitnog kućišta sa dvema monopol antenama, u slučaju kada je kućište sa jednim kvadratnim otvorom i kada je kućište sa grupom okruglih otvora na jednom zidu. Ova glava objašnjava kompleksnost problema sprege otvora sa spoljnim prijemnikom, odnosno prijemnom sondom. U prvom delu šeste glave obrađena je numerička analiza modela dobijena TLM metodom. U drugom delu šeste glave opisan je eksperimentalni

postupak, merenjem u anechoičnoj sobi pomoću vektorskog analizatora mreže i prateće opreme. Merena je raspodela EM polja u zavisnosti od udaljenosti od kućišta, u bliskom i dalekom polju.

U sedmoj glavi je data analiza različitih metoda za prigušenje frekvencija rezonancija kako bi se poboljšala efikasnost zaštitnih metalnih kućišta. Korišćenjem tehnike ubacivanja štampanih planarnih antenskih struktura u kućište, eksperimentalno i numerički je izvršena analiza dobijenih *SE* karakteristika. Prvo je analizirana štampana antena tipa *dogbone*, koja se za ovu svrhu najviše koristila u objavljenoj literaturi. Polazeći od publikovanih rezultata, realizovan je fizički i numerički model i na njemu je izvršena analiza uticaja rastojanja unešene štampane antene kada je merna monopol antena postavljena u centru kućišta. Analiza je urađena za tri položaja štampane dipol antene unutar kućišta kako bi se odredio njen optimalan položaj.

Numerički i eksperimentalni rezultati su pokazali da je najbolje rešenje kada se štampana antenska pločica nalazi bliže sredini zida ispitivanog kućišta, odnosno bliže prijemnoj monopol anteni.

U nastavku sedme glave je istraživanje uticaja rezonantne antenske strukture, na primeru *dogbone* štampane antene na potiskivanje pojedinih rezonancija, na prvoj, drugoj i trećoj frekvenciji rezonancije. Na osnovu toga projektovan je numerički i fizički je realizovan antenski niz za prve tri frekvencije rezonancija. Na ovaj način postignuto je značajno proširenje primenljivog frekvencijskog opsega zaštitnog kućišta.

U drugom delu sedme glave, u svrhu analize i proučavanja poboljšanja efikasnosti oklopljavanja zaštitnog kućišta, izabrane su širokopojasne antenske strukture, kao što su: *leptir*, *peščani sat* i *lastin rep*. Zapravo, one su modifikacije dobro poznatih antenskih struktura *leptir (bow-tie)*. Za sve tri strukture su realizovani fizički i numerički modeli, koji su upoređeni sa rezultatima merenja i numeričkim simulacijama. Svaka od pomenutih struktura ima dovoljno širokopojasne osobine da dobro potisne prve tri rezonancije kućišta. Ali svaka od njih ima neke svoje posebne prednosti i mane. Takođe su ove strukture upoređene i sa antenskim planarnim nizom *dogbone* za prve tri rezonancije kućišta.

Osma glava ove disertacije je zaključna. U njoj su sumirani svi rezultati istraživanja iz prethodnih glava. Takođe ove analize ukazuju na moguće pravce budućih istraživanja.

2. TEORIJSKE OSNOVE

2.1 Elektromagnetska kompatibilnost i oklopljavanje

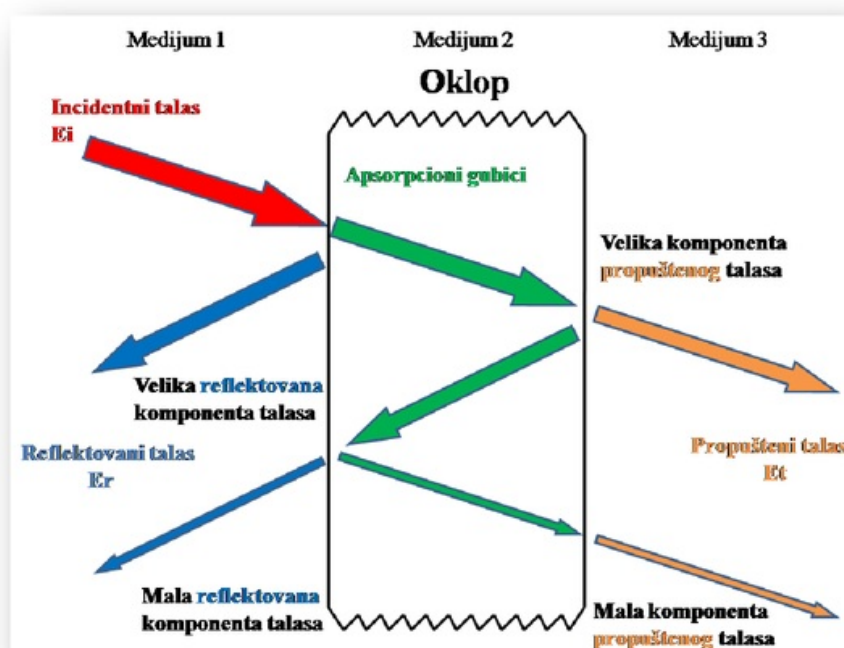
U procesu projektovanja nekog elektronskog sistema od posebne je važnosti usaglasiti elektromagnetsko (electromagnetic – EM) zračenje i otkloniti potencijalne elektromagnetske smetnje (electromagnetic interferences – EMI). U cilju zaštite od spoljašnjih smetnji, elektronska kola se često smeštaju u metalna kućišta. Kućišta imaju dvostruki efekat. Sa jedne strane, ona određuju koliko spoljašnjeg EM zračenja može proći do elektronskih kola. Sa druge strane, kućište utiče na to kolika količina EM zračenja, koja se stvara od elektronskih kola, može da izađe iz kućišta. Treba istaći da metalno kućište ima osobinu zaštitnog oklopa, bilo da se izvor EMI nalazi unutar ili izvan njega [1].

Postoji mnogo materijala, sa različitim opsegom električne provodljivosti (konduktivnosti), magnetne propustljivosti (permeabilnosti) i debljine, koji se mogu koristiti za oklopljavanje elektronskih kola. Uobičajeno je da zaštitna kućišta imaju otvore, proreze i spojeve koji omogućavaju prodor EM zračenja unutra. Električno i magnetsko polje je skoncentrisano u materijalima visoke dielektrične provodljivosti i magnetske propustljivosti (permeabilnosti), respektivno. Na zaštitu oklopa od magnetskog polja utiče magnetna propustljivost materijala od koga je sačinjeno kućište, što je izraženo na niskim frekvencijama. Na visokim frekvencijama oklopi sa visokom električnom provodnošću su mnogo efikasniji [1].

Problem EMI, prvi put u istoriji postao je očigledan za vreme telekomunikacionog buma 20-tih godina 20-og veka, kada se prenos radio talasima naglo rasprostranio. Zbog toga je 1934. godine u Parizu održan prvi sastanak CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) koji je uključio članove IEC (International Electrotechnical Commission). Tada su doneseni prvi dokumenti o uočenim problemima elektromagnetske interferencije. Godine 1996 ovi dokumenti su prihvaćeni kao deo direktive Evropske unije o EMC, tj. elektromagnetskoj kompatibilnosti. Tehnološki

napredak u razvoju poluprovodničke tehnologije izazvao je jasnu potrebu za povećanje važnosti imunosti na smetnje i samim tim došao do izražaja značaj mera elektromagnetske kompatibilnosti sa aspekta merenja i projektovanja uređaja i mera za smanjivanje elektromagnetskih smetnji. To sve je dovelo do vrlo intenzivnog razvoja novih metoda ponovljivih EMC merenja, jedan od tih je prihvaćen i opisan u okviru standarda IEEE 299 (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [2].

Mehanizam i teorija oklopljavanja u odnosu na elektromagnetsko zračenje prvi put je opisana u *Schelkunoff*-ovom modelu, koji je razvijen 1938. godine iz koncepta impedanse elektromagnetskog talasa [14], što ilustruje slika 2.1.



Slika 2.1 *Schelkunoff*-ov model oklopljavanja.

Deo incidentnog talasa, E_i , postaje reflektovani talas, E_r , zavisno od koeficijenta refleksije od površine medijuma 2, koji je beskonačni planarni provodnik. Preostali deo incidentnog talasa se prostire kroz medijum 2, i on je oslabljen faktorom $e^{-d/\delta}$, gde je d debljina, a δ dubina prodiranja (skin efekat) medijuma 2. Kada talas dopre do druge strane medijuma 2, jedan deo talasa E_t prođe u medijum 3 dok se drugi deo reflektuje, kao što je prikazano na slici 2.1. U materijalu se javljaju višestruke refleksije ali je

njihov doprinos značajno umanjen zbog faktora slabljenja talasa kroz materijal, tako da je u inženjerskoj praksi zanemarljiv njihov doprinos na veličinu E_r i E_t .

Važna karakteristika materijala je skin efekat ili dubina prodiranja δ , koja zavisi od provodnosti σ i permeabilnosti μ materijala koji se koristi za oklopljavanje [1]. Dubina prodiranja je i funkcija frekvencije incidentnog talasa, po formuli (1).

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma \mu}} \quad (2.1)$$

Sa slike 2.1, očigledno je da je $E_i > E_t$, te se nameće da je efekat oklopljavanja SE , odnos ove dve veličine.

U opštem slučaju, tri efekta treba da se razmotre:

1. Gubici zbog refleksije
2. Slabljenje ili apsorpcioni gubici
3. Gubici zbog višestrukih refleksija

Rešenje problema može da se izvede, pod pretpostavkom da je incidentni ravanski talas u medijumu 1 vazduh, što znači da je:

- karakteristična impedansa: $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$,
- fazna konstanta $\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$.

Medijum 2 je od provodnog materijala i njegova karakteristična impedansa je Z i kompleksna konstanta prostiranja $\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha + j\beta$.

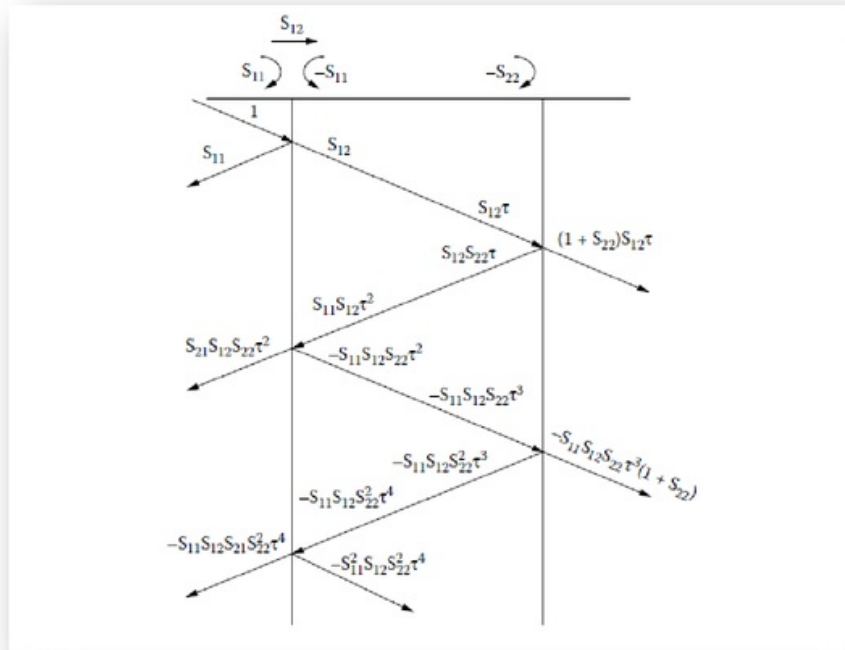
Odnos između incidentnog E_i i propuštenog polja E_t se dobija kao formula (6.13) u [1]:

$$\frac{E_i}{E_t} = \frac{(Z_0 + Z)^2}{4Z_0 Z} \left[1 - \left(\frac{Z_0 - Z}{Z_0 + Z} \right)^2 e^{-2d/\delta} e^{-j2\beta d} \right] e^{d/\delta} e^{j\beta d} e^{-j\beta_0 d}. \quad (2.2)$$

Tačna formula (2.2), može se uprostiti, pošto je za dobre provodnike $\delta \ll d$, dobija se:

$$SE = 20 \log \left| \frac{Z_0}{4Z} \right| + 20 \log e^{d/\delta} + 20 \log |1 - e^{-d(1+j)/\delta}|. \quad (2.3)$$

U izrazu (2.3), prvi deo predstavlja gubitke usled refleksije na granici vazduh - provodni oklop, drugi deo predstavlja gubitke apsorpcije tj. slabljenje u provodnom oklopu i treći deo su gubici usled višestrukih refleksija.



Slika 2.2 Šema za izračunavanje višestruke refleksije na metalnom oklopu [1].

Sistematski postupak za dobijanje formule za efikasnost oklopljavanja (shielding effectiveness – SE) je prikazan na slici 2.2 [1]. Ako se uzme da incidentni signal E_i ima jediničnu amplitudu, onda se za E_t dobija:

$$E_t = (1 + S_{22})(S_{12}\tau + S_{11}S_{12}S_{22}\tau^3(1 + S_{22}))[1 - \tau^2S_{11}S_{22} + \tau^4S_{11}^2S_{22}^2 - \dots]$$

$$S_{11} = (Z - Z_0)/(Z + Z_0), \quad S_{12} = 2Z/(Z + Z_0),$$

$$S_{22} = (Z_0 - Z)/(Z_0 + Z), \quad \tau = e^{-\gamma\delta}$$

Kako je,

$$S_{11} = -S_{22} \text{ i } S_{12} = 1 + S_{11} = 1 - S_{22}$$

i kad se sumira red, dobija se:

$$SE = 20 \log \left| \frac{E_i}{E_t} \right| = 20 \log \left| \frac{1 - \tau^2 S_{22}^2}{\tau(1 - S_{22})} \right|. \quad (2.4)$$

Ova formula uključuje sve uticaje, kao što su: slabljenje zbog refleksije, slabljenje zbog gubitaka u provodniku i slabljenje zbog višestruke refleksije.

Važno je istaći da je formula (2.4) izvedena pod pretpostavkom da je incidentni signal ravanski talas tj. da je oklop u dalekom polju u odnosu na izvor elektromagnetskog zračenja.

SE se daje u formi jačine električnog polja E , jačine magnetskog polja H ili gustine snage S . Uobičajeno je da se SE izražava u decibelima (dB), tako da se dobijaju sledeće formule [1].

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{E_i}{E_t} \right) \quad (2.5)$$

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{H_i}{H_t} \right) \quad (2.6)$$

$$SE_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{S_i}{S_t} \right) = SE_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right), \quad (2.7)$$

gde su, E_i , H_i i S_i oznake za izmerene vrednosti pre oklopa što odgovara incidentnim vrednostima, a E_t , H_t i S_t su oznake za veličine izmerene iza oklopa, što odgovara oznakama na slici 2.1. Veličina P_{out} je izmerena snaga signala bez oklopa dok je P_{in} veličina izmerena unutar oklopa tj. unutar oklopljenog kućišta.

Od posebnog je značaja određivanje karakteristika metalnog kućišta (oklopa) sa stanovišta efikasnosti zaštite oklopljavanja. SE kućišta se definiše kao logaritamski odnos električnog polja u odsustvu i prisustvu kućišta, u istoj posmatranoj tački, i izražava se u dB. Razlikuje se električna efikasnost oklopljavanja SE_E i magnetska efikasnost oklopljavanja SE_M .

Za većinu problema koji se odnose na elektromagnetsku kompatibilnost (electromagnetic compatibility – EMC), vrednosti od 50 do 60 dB za SE se smatraju zadovoljavajućom [1], [15]. Štaviše, nivo SE -a mnogo zavisi od izbora pozicije tačke u kojoj se određuje SE , tako da nivo efikasnosti oklopljavanja može bitno varirati u posmatranom opsegu frekvencija. Posebno su važne frekvencije rezonancija kućišta na kojima nivo SE može biti veoma mali ili čak da ima negativne vrednosti. Što može da znači da oklop svojim prisustvom umesto da slabi on jača EM polje.

2.2 Frekvencije rezonancija metalnih kućišta

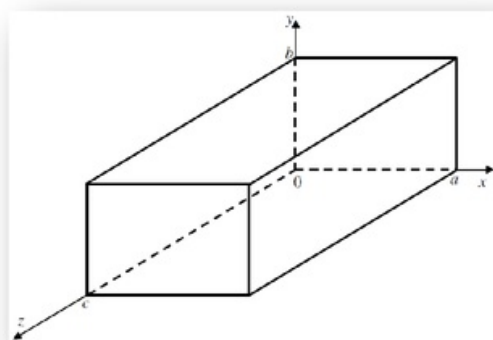
Analiza metalnog kućišta u frekvencijskom domenu može da se sprovede korišćenjem klasičnog matematičkog postupka polazeći od Maksvelovih jednačina. Ako

je kućište prazno ili je ispunjeno homogenim dielektrikom rešenje je relativno jednostavno, no ako je kućište ispunjeno nesavršenim dielektrikom ili se u njemu nalazi neka struktura problem postaje znatno složeniji, jer se u tom slučaju menja raspodela EM polja, pa samim tim se menjaju i karakteristike kućišta.

Metalno kućište pravougaonog poprečnog preseka se može predstaviti kao pravougaoni talasovod kome se zatvore prednja i zadnja stranica provodnim materijalom, te se na taj način dobije dobro poznati mikrotalasni sklop - talasovodni rezonator [16], [17].

2.2.1 Mikrotalasni talasovodni rezonatori

Mikrotalasni talasovodni rezonatori su kratko spojene sekcije talasovoda tj. zatvorene sekcije talasovoda na oba kraja, tako da se dobije talasovodna šupljina koja se zove talasovodni rezonator, slika 2.3.



Slika 2.3 Geometrija talasovodnog rezonatora, dimenzija $x=a$, $y=b$ i $z=c$.

Uvid u pojave u talasovodnom rezonatoru se dobijaju rešavanjem talasne jednačine za polje [18]:

$$(\nabla^2 + k^2)u(x, y, z) = 0 \quad (2.8)$$

1

gdje je u bilo koja komponenta polja E ili H .

Kako se jednačina rešava za slučaj pravougaonog talasovodnog rezonatora, bira se pravougli koordinatni sistem. Dakle, poslednja jednačina (2.8) se piše za bilo koju komponentu električnog polja E_x , E_y ili E_z :

$$\frac{\partial^2 E_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_i}{\partial z^2} + k^2 E_i = 0 \quad (2.9)$$

1 (neka i ima vrednosti $i = 1, 2, 3$, pri čemu se brojevi prema redosledu odnose na koordinate x, y i z). Ova jednačina može da se reši metodom razdvajanja promenljivih, ako se stavi:

$$E_n = E_n(x, y, z) = X(x)Y(y)Z(z) \quad (2.10)$$

što, uvrštavanjem u prethodnu jednačinu daje:

$$\frac{x''}{x} + \frac{y''}{y} + \frac{z''}{z} + k^2 = 0 \quad (2.11)$$

Gornja jednačina može se zadovoljiti ako je:

$$\frac{x''}{x} = -k_x^2, \frac{y''}{y} = -k_y^2, \frac{z''}{z} = -k_z^2. \quad (2.12)$$

Komponenta E_x mora da zadovolji sledeće granične uslove:

- 1) za $x = 0, x = a \Rightarrow E_x \neq 0$,
- 2) za $y = 0, y = b \Rightarrow E_x = 0$,
- 3) za $z = 0, z = c \Rightarrow E_x = 0$.

Rešenje za zavisnost polja od x je prema tome u obliku:

$$X(x) = A_1 \sin(k_x x) + A_2 \cos(k_x x)$$

1 Granični uslov biće ispunjen u gornjem rešenju za $X(x)$ ako je ($m = 1, 2, 3, \dots$):

$$A_1 = 0 \text{ i } k_x = \frac{m\pi}{a}$$

1 Druga obična diferencijalna jednačina u zavisnosti od komponente polja E_x po koordinati y , dakle $Y(y)$, daje rešenje:

$$Y(y) = B_1 \sin(k_y y) + B_2 \cos(k_y y)$$

1 koje zadovoljava granični uslov 2) ako je ($n = 1, 2, 3, \dots$):

$$B_2 = 0 \text{ i } k_y = \frac{n\pi}{a}$$

Konačno, rešenje treće diferencijalne jednačine za zavisnost komponente polja E_x po z -koordinati je:

$$Z(z) = C_1 \sin(k_z z) + C_2 \cos(k_z z)$$

1 koje zadovoljava uslov 3) uz ($l = 1, 2, 3, \dots$):

$$C_2 = 0 \text{ i } kz = \frac{t\pi}{c}$$

Konačno za komponentu polja E_x se dobija:

$$E_x = E_{x0} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z)$$

Komponenta polja E_y se dobija na sličan način a da zadovolji sledeće granične uslove:

1

$$4) \text{ za } x = 0, x = a \Rightarrow E_y = 0,$$

$$5) \text{ za } y = 0, y = b \Rightarrow E_y \neq 0,$$

$$6) \text{ za } z = 0, z = c \Rightarrow E_y = 0.$$

Tako da se dobije:

$$E_y = E_{y0} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z).$$

1

Granični uslovi za komponentu polja E_z su:

$$7) \text{ za } x = 0, x = a \Rightarrow E_z = 0,$$

$$8) \text{ za } y = 0, y = b \Rightarrow E_z = 0,$$

$$9) \text{ za } z = 0, z = c \Rightarrow E_z \neq 0.$$

Iz čega se dobija komponenta polja E_z :

$$E_z = E_{z0} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z),$$

Konstante E_{x0} , E_{y0} i E_{z0} su neodređene i treba naći njihovu međusobnu zavisnost. Ako se pretpostavi da unutar rezonatora nema električnog opterećenja, onda sledi sledeće:

$$\operatorname{div} E = 0 \Rightarrow \nabla \cdot E = 0$$

dalje se dobija:

$$\nabla \cdot E = \frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = k_x E_{x0} + k_y E_{y0} + k_z E_{z0} = 0$$

S obzirom da je:

$$k^2 = -k_x^2 - k_y^2 - k_z^2$$

A kako je:

$$k^2 = \omega_0^2 \mu \epsilon$$

gde je $\omega_0 = 2\pi f_0$,

te se dobija frekvencija rezonance:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left[\left(\frac{1}{a} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{l\pi}{c} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

Na osnovu dimenzija a i b , određuje se treća dimenzija c , i ona zavisi od izabranih brojeva n, m i l . U talasovodnom rezonatoru mogu da istovremeno egzistiraju TE i TM tipovi talasa (modovi). Mogu da se pobude TE_{nml} i TM_{nml} uz uslov da samo jedan od brojeva n, m i l , mogu da budu 0, a svi ostali različiti od 0. [16], [17]. Gornja jednačina važi za oba tipa talasa.

Rešavanjem Maksvelove jednačine:

$$\text{rot } \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H},$$

dobija se magnetno polje u talasovodnom rezonatoru:

$$\begin{aligned} H_x &= j \frac{E_{z0}k_z - E_{y0}k_z}{\omega\mu} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \\ H_y &= j \frac{E_{x0}k_z - E_{z0}k_x}{\omega\mu} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \\ H_z &= j \frac{E_{y0}k_x - E_{x0}k_y}{\omega\mu} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \end{aligned}$$

2.2.1.1 Perturbaciona teorija

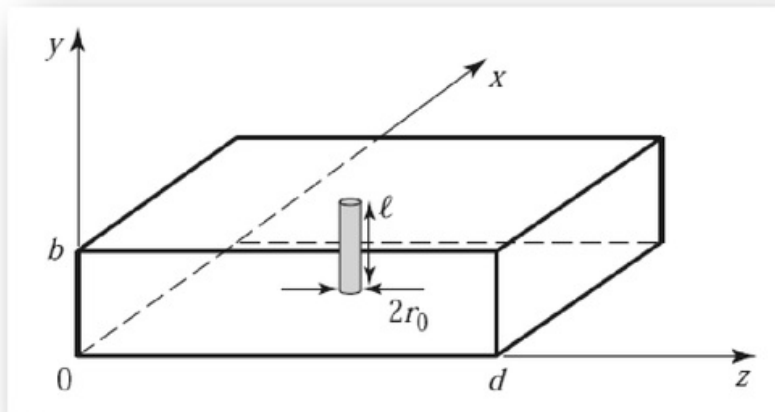
Kada se u talasovodnu rezonatorsku šupljinu ubaci neki predmet, kao što je podešavajući vijak, ili još važnije za našu analizu, antena tipa monopola ili dipola za potrebe merenja karakteristika, dolazi do poremećaja elektromagnetskog polja, a samim tim i do promene karakteristika, tj. do promene frekvencije rezonance. Te pojave se nazivaju perturbacije i one su vrlo ekstenzivno istraživane, [18]. Posvećeno im je mnogo naučnog vremena i prostora u literaturi, a ovde ćemo dati samo zaključke.

Na osnovu perturbacione teorije, jednačina (6.108) iz [18], pokazuje da je promena frekvencije rezonance zavisi od razlike u promeni uskladištene magnetne i električne energije u rezonatoru, a usled promene u obliku i zapremini rezonatora.

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta W_m - \Delta W_e}{W_m + W_e}$$

ΔW_m i ΔW_e su promene u uskladištenoj magnetnoj i električnoj energiji, respektivno, posle izazvane perturbacije a $W_m + W_e$ je ukupna uskladištena energija u rezonatoru.

Takođe može da se zaključi da frekvencija rezonance može da se poveća ili smanji, zavisno gde je perturbacija locirana i dali se povećala ili smanjila zapremina rezonatora.



Slika 2.4 Perturbacija pravouglog talasovodnog rezonatora metalnim štapićem u centru gornjeg zida [18].

Za slučaj unošenja metalnog štapića, poluprečnika r_0 i dužine ℓ , u pravougaonu rezonatorsku šupljinu, u kojoj je pobuđen TE_{101} mod, kao što je prikazano na slici 2.4, pod uslovom da je rezonator ispunjen vazduhom, korišćenjem formule (6.108) iz [18], dobija se izraz za promenu frekvencije rezonance u odnosu na neperturbovanu rezonantnu šupljinu [18]:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{-2\ell\pi r_0^2}{abd} = \frac{-2\Delta V}{V_0} \quad (2.13)$$

- $V_0 = abd$ je zapremina rezonatora pre perturbacije,
- ω_0 - je frekvencija neperturbovane rezonantne šupljine,
- $\omega = 2\pi f$ - je frekvencija posle perturbacije,
- ΔV je zapremina unešenog tela u rezonantnu šupljinu.

Dobijeni izraz pokazuje da će se frekvencija rezonance usled perturbacije smanjiti srazmerno smanjenju zapremine.

2.3 Metodi za rešavanje elektromagnetskih problema

2.3.1 Modelovanje elektromagnetskih problema

Koncept elektromagnetskog polja je fundamentalan i daje kompletan opis elektromagnetskih pojava, dok su mrežni modeli integralne veličine, kao što su napon i struja [1]. U tabeli 2.1 su prikazani koncepti polja i mreža. Mrežni opis predstavlja viši hijerarhijski nivo nego opis polja, a to je značajno pojednostavljenje koje se koristi u svim slučajevima gde je to primenljivo.

Tabela 2.1 Koncepti polja i mreža

	Koncept	
Polje		Mreža
↓	Struktura	↓
Geometrijska struktura		Topološka struktura
↓	Fundamentalni zakoni	↓
Maksvelove jednačine		Kirhofovi zakoni
↓	Fizičke veličine	↓
Električno i magnetsko polje 34 $E(x,t), H(x,t)$		Napon i struja $v(t), i(t)$
↓	Matematičke relacije	↓
Integralne jednačine		Algebarske jednačine

Model se razvija za klasu problema, a u startu se moraju znati njegove mogućnosti i ograničenja, kako bi bio efikasno oruđe za dalja istraživanja. Prof. C. Christopoulos o modelu kaže:

“Modeli nisu realne stvari niti treba da budu! Oni bi trebalo da budu dovoljno dobri za klasu fenomena koji se proučavaju i ne više. Ako su složeniji i moćniji nego što je potrebno da budu, onda će nedostajati jasnost i neće biti od koristi i po želji svestrani. Idealan model je onaj koji je tako jednostavan da može da se koristi pri povratku posle posla, u vozu, za skiciranje na poleđini koverte. Ali na žalost, takve modele je veoma teško formulisati u kompleksnom svetu u kome živimo. Ali treba naglasiti, da modeli koji imaju jasnost i fizičku transparentnost su nam potrebni, koji se lako koriste i stoga pomažu kreativne misli.” [1].

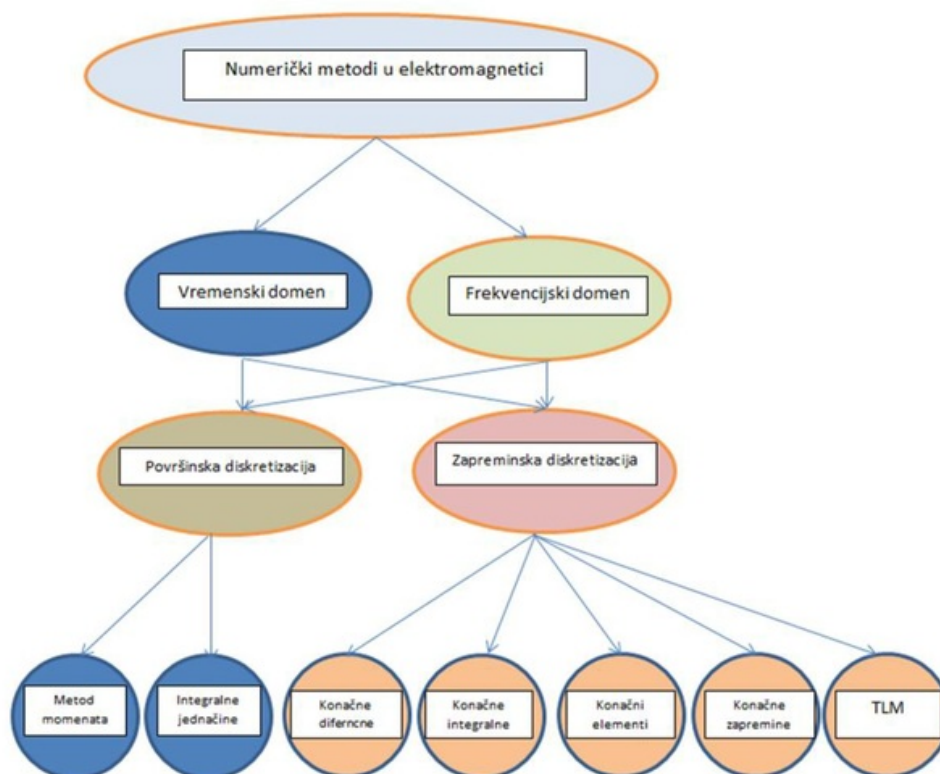
U širem smislu, **modelovanje** može da se posmatra kroz sledeće aktivnosti, [19]:

- Kada se suočimo sa fizičkim događajem, potrebno je uspostaviti širok naučni domen primenljiv na ovaj događaj. Ovaj proces je poznat kao **konceptualizacija**. U našem slučaju će nas dovesti do koncepta elektromagnetskih interakcija.
- Nakon indentifikacije relevantnog koncepta, neophodna je **matematička formulacija**, Maksimalne jednačine u našem slučaju.
- Matematički model, ovako formulisan, priprema se, za rešavanje uz pomoć računara, projektovanjem odgovarajuće **numeričke implementacije**.
- Razvoj softvera za **numeričko izračunavanje** problema se zasniva na ovom numeričkom algoritmu.
- Konačno, dobijeni rezultati izračunavanja moraju biti provereni sa fizičkom opravdanošću, upoređivanjem sa sličnim rešenjima ili eksperimentima, ako je moguće. Na taj način vrši se implementacija **validacije**.

Ako validacija nije zadovoljavajuća, onda je neophodno kompletno promisliti sve prethodne korake.

Jasno je da je modelovanje, kao što se vidi, dug i zahtevan proces koji zahteva niz znanja i intelektualnih atributa najvišeg reda. Tek tada se rezultati simulacija na osnovu modela, mogu koristiti sa poverenjem i da budu velika pomoć pri analizi i projektovanju složenih sistema.

Numerička implemetacija ima više metoda, a na slici 2.5 je data klasifikacija glavnih numeričkih metoda koje se primenjuju u elektromagnetici, [20].



Slika 2.5 Klasifikacija glavnih numeričkih metoda u elektromagnetici [20].

2.4 Metodi za određivanje efikasnosti oklopljavanja kućišta

Za određivanje vrednosti SE metalnog oklopa u odnosu na frekvencijski opseg postoji nekoliko različitih metoda: analitičke, numeričke i eksperimentalne. Analitičke metode [1], [21], [22], [23] se obično temelje na pojednostavljenju problema. To je objašnjeno u radu [22], gde je zaštitno kućište sa jednim otvorom predstavljeno ekvivalentnim žičanim modelom talasovoda. Ovakvi modeli mogu biti veoma brzi ali sa njima svojstvenim ograničenjima. Analitički model se proširuje, tako što se u njega uključi prijemna antena [11]. Takav prošireni analitički model može izračunati nivo SE za x -orijentaciju i y -orijentaciju.

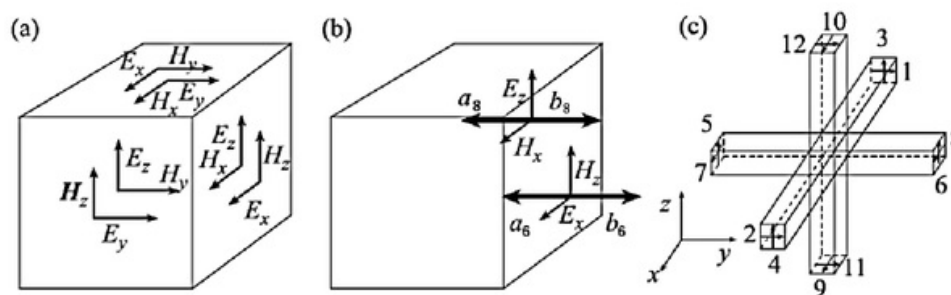
Postoji široki opseg numeričkih metoda koje se mogu primeniti: metod konačnih razlika u vremenskom domenu (*Finite Difference Time Domain* – FDTD) [24], metod momenata (*Method of Moments* – MoM) [25] i metod modelovanja pomoću prenosnih vodova (*Transmission Line-Matrix* – TLM) [26] i dr.

Konačno, u eksperimentalnim metodama se antena postavlja u kućište kako bi se odredila njegova efikasnost. U zavisnosti od polarizacije i ugla azimuta i elevacije pobudnog ravanskog talasa, prijemna antena će izmeriti nivoe EM polja unutar oklopa. Postoji više tipova antena koje se mogu postaviti unutar kućišta. Neke od njih su dipol antena [23], monopol [22], [23], [24], [25], [26], [27] i petlja antena (loop) [28]. Obično se monopol i dipol antene koriste za određivanje nivoa električnog polja za razliku od petlja antene koja je podesna za određivanje magnetskog polja.

2.4.1 TLM metod – mrežni metod zasnovan na diskretizaciji polja

TLM metod se zasniva na prostornoj diskretizaciji elektromagnetskog polja. Takva prostorna diskretizacija se obavlja i u metodama konačnih razlika (Finite Difference - FD), konačnih elemenata (*Finite Element* - FE) kao i u matrici transmisijih linija (Transmission-Line Matrix - TLM). TLM metod su razvili Johns i Beurle [29, 30], kao vrlo moćan postupak za kompjutersko modelovanje elektromagnetskih polja. TLM metod ima izvanrednu numeričku stabilnost a takođe je pogodan za modelovanje medija sa gubicima, disperzivnih i nelinearnih [31]. TLM metod je zasnovan na mapiranju elektromagnetskih polja u problem mreža [32]. Ovim metodom elektromagnetno polje se modeluje talasnim impulsima koji se prostiru kroz mrežu transmisijih linija i bivaju rasejani u čvorovima mreže. Koncept TLM pored toga što je efikasan alat za numerička izračunavanja, takođe se može smatrati da je fundamentalni teorijski koncept za pospešivanje fizičkog razumevanja elektromagnetskih fenomena [33].

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



Slika 2.6 (a) TLM ćelija, (b) amplitude talasa, (c) kondenzovani simetrični čvor [33].

Glavna prednost TLM simulacija jeste modelovanje kola proizvoljne geometrije, u cilju izračunavanja i prikazivanja vremenske zavisnosti polja. TLM šema je izvedena iz Maksvelovih jednačina korišćenjem metode momenata i konačne integracije [31]. Na slici 2.6 je dat princip TLM metode [34]. U prvom koraku vrši se diskretizacija u kubične TLM ćelije. Kao što se na slici 2.6 (a) vidi, na svakoj površini TLM ćelije je dato tangencijalno električno i magnetsko polje. Zatim, na slici 2.6 (b) amplitude električnih i magnetskih polja predstavljene su incidentnim i rasejanim talasima. TLM ćelija je predstavljena kao 12-to portni čvor, poznat pod nazivom kondenzovani simetrični čvor (*Symmetrical Condensed Node* – SCN) [35], slika 2.6 (c), kojim je povezana mreža sa rasipnim i nedisperzivnim transmisionim linijama spojenim na svaki port (pristup).

2.4.2 TLM žičani model

Zajedno sa FDTD metodom, TLM metod [36], kako je već rečeno, pripada grupi diferencijalnih metoda u vremenskom domenu i kao takav ustanovljen je kao pouzdan u rešavanju brojnih problema iz oblasti EMC-a u širokom frekventijskom opsegu. Oba metoda su bazirana na vremenskoj i prostornoj diskretizaciji, ali za razliku od FDTD metoda, u TLM metodu električna i magnetska polja su smeštena u centru čvora, poznatog pod nazivom simetrični kondenzovani čvor – SCN [35], što omogućava prednosti pri analizi polja na samoj granici čvora ili primene graničnih uslova impedanse.

Mrežu TLM prenosnih linija formira SCN čvor koji se sastoji od 12 međusobno povezanih link linija i stabova. SCN čvorovi omogućuju modelovanje EM osobina materijala koji se nalaze unutar kućišta, uključujući nehomogene sredine i materijale sa gubicima. Ako se SCN čvor završava odgovarajućim opterećenjem moguće je precizno opisati kućišta sa nesavršeno provodnim zidovima. U zavisnosti od broja otvora na zidu kućišta i veličine poprečnog preseka, može se koristiti model sa finom TLM mrežom ili neki kompaktni modeli, kao što je TLM *air-vent* model [37] ili TLM *slot* model [38]. Za modelovanje žičanih struktura koje se nalaze unutar kućišta, kao što su antene za merenje EM polja, najpodesnije je koristiti kompaktni TLM žičani model. Za potrebe modelovanja dodatnih kapacitivnosti i induktivnosti, na dve transmisione linije postavljaju se dva kratko spojena staba po TLM čvoru u smeru žičanog segmenta koji prolazi kroz TLM čvor. Na taj način, ovakva dodatna žičana mreža je sasvim kompatibilna i vremenski sinhronizovana sa mrežom prenosnih linija SCN čvora, tzv. žičanog SCN čvora, koji je prikazan na slici 2.7. Model ima odličnu primenu za tanke žice čiji je prečnik manji ili jednak do 40% poprečnog preseka ćelije koja obuhvata žicu. U slučaju veoma tankih žica, modelovanje je nešto pojednostavljeno pošto se koristi kratko spojena TLM ćelija ili skraćena *link-linija* koja odgovara debljini žice [36].

Parametri žičane mreže se biraju tako da impusli kroz žičanu mrežu putuju sinhronizovano sa ostatkom TLM mreže, zbog čega se predstavljaju preko dodatnih link linija i stabova. Električno polje je u sprezi sa žičanim segmentom, odnosno glavna komponenta električnog polja je paralelna sa žičanim segmentom. Prisustvo žičanog segmenta povećava induktivnost i kapacitivnost sredine u kojoj se nalazi. Stoga, uz istovremeno održavanje sinhronizacije sa ostatkom mreže, karakteristične impedanse link linija, Z_w i stabova, Z_{ws} se biraju tako da uzimaju u proračun kapacitivnost po jedinici dužine i induktivnost po jedinici dužine, [39], [12]. Na primer, ako je žičani segment u nekom modelu postavljen u pravcu z -ose koordinatnog sistema, karakteristične impedanse link linija i stab linija ove dodatne žičane mreže su, respektivno:

$$Z_{wz} = \frac{\Delta t}{\Delta z C'_w} \quad (2.14)$$

$$Z_{wsz} = L'_w \frac{\Delta z}{\Delta t} - Z_{wz} \quad (2.15)$$

gde Δz predstavlja dimenziju TLM čvora u pravcu segmenta žice koji prolazi kroz čvor, Δt predstavlja korak vremenske diskretizacije, C' i L' su podužna kapacitivnost i podužna induktivnost žice, koje se mogu izraziti prema sledećim izrazima :

$$C'_w = 2\pi\epsilon/\ln(k_{Ci} \Delta z_c/r_w) \quad (2.16)$$

$$L'_w = \mu\ln(k_{Li} \Delta z_c/r_w)/2\pi \quad (2.17)$$

gde je sa Δz_c predstavljena srednja dimenzija poprečnog preseka TLM čvora u pravcu z -ose tako da je $\Delta z_c = (\Delta x + \Delta y)/2$, r_w je realan poluprečnik žice, dok su k_{Ci} i k_{Li} empirijski faktori dobijeni na osnovu poznatih karakteristika TLM mreže i srednje dimenzije poprečnog preseka čvora u smeru u kome je postavljena žica, [40]. Za žicu koja se nalazi u slobodnom prostoru empirijski faktori se mogu odrediti na osnovu sledećih izraza [40]:

$$k_{Ci} = 0,0511k_i^2 + 0,0194k_i + 0,617 \quad (2.18)$$

$$k_{Li} = 0,34 \quad (2.19)$$

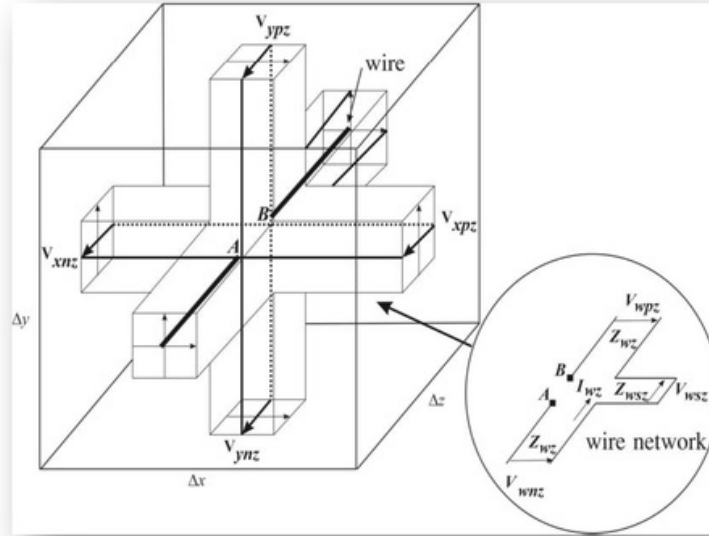
Za slučaj žice koja je iznad površine zemlje empirijski faktori su [40]:

$$k_{Ci} = 0,0223k_i^2 + 0,024k_i + 0,606 \quad (2.20)$$

$$k_{Li} = 0,347 \quad (2.21)$$

Parametar k_i se može definisati na osnovu vremenskog koraka diskretizacije Δt a EM karakteristika sredine (ϵ , μ) izrazom [12]:

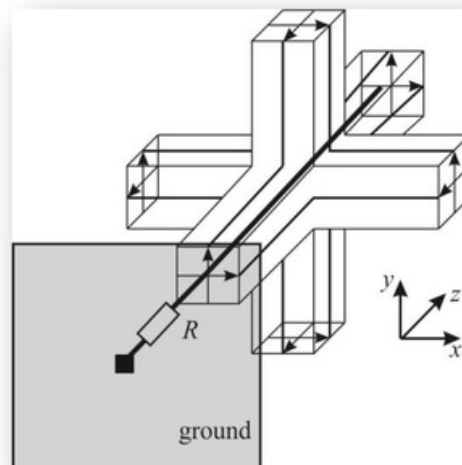
$$k_i = \frac{2\Delta t}{\sqrt{\epsilon\mu}\Delta z_c} \quad (2.22)$$



Slika 2.7 Žičani SCN čvor sa žičanim segmentom duž z-ose koji se završava uzemljenim otpornikom R .

Impedanse dodatnih žičanih link linija i jednog žičanog kratko spojenog staba, Z_{wz} i Z_{ws} , koriste se za modelovanje induktivnosti prostiranja impulsa duž žičanog segmenta, odnosno podužne induktivnosti, kao i podužne kapacitivnosti [41]. Dvosmerna sprema između signala koji prolaze kroz žicu u smeru z -ose i spoljašnjeg EM polja opisuje se impusima koji prolaze kroz mrežu prenosnih linija SCN čvora, što je predstavljeno podebljanom crnom linijom na slici 2.7, a određuje se u tačkama A i B. Na žičani SCN čvor, koji prolazi kroz z -osu, vezan je otpornik R koji je uzemljen, što je ilustrovano slikom 2.8. Moguća su dva pristupa modelovanja žice na koju se vezuje otpornik R koji je uzemljen a koji se koristi kako bi se simulirao slučaj monopol antene koja se smešta unutar kućišta kako bi se izmerio nivo EM polja, opterećivanjem antene preko otpornika čija otpornost odgovara ulaznoj impedansi analizatora mreža. U prvom pristupu, na osnovu struje koja protiče kroz žicu za koju se vezuje otpornik R određuje se fazno rasejanje [41] a u drugom pristupu, žičana link linija se završava impulsom V_{wnz} koji ima koeficijent refleksije ρ , koji je predstavljen sledećim izrazom:

$$\rho = \frac{R - Z_{wnz}}{R + Z_{wnz}}. \quad (2.23)$$



Slika 2.8 Žičani SCN čvor na koji je vezan otpornikom R u pravcu z -ose.

Kada se izračuna stuja kroz žičani segment, može se odrediti napon na otporniku monopol antene. U cilju određivanja efikasnosti kućišta numeričko simuliranje modela sa žičanom strukturom se izvršava dva puta. Jednom se modeluje žičana struktura bez kućišta a drugi put se simulira model kućišta sa žičanom strukturom. Na taj način, SE kućišta se određuje prema formuli datoj u (2.5).

2.4.3 TLM air-vent model

5

TLM air-vent model je pogodan za opisivanje malih ali u električnom smislu važnih geometrijskih struktura kao što su žičane antene, prorezi, grupe otvora određene geometrije i međusobnog rastojanja, i žičani spojevi, koji su često prisutni zbog odvođenja viška toplote iz oklopljenog sistema i napajanja unutar i na oklopu. Namena grupe otvora kao i njihova međusobna sprega onemogućava da se njihovo prisustvo tretira na isti način kao kod pojedinačnih otvora. Za potrebe numeričke analize njihovog uticaja koristi se postojeći tzv. kompaktni *TLM air-vent* model koji je prvo razvijen za kvadratne i kružne otvore [42]. Kasnije, model je proširen za šestougane i pravougaone otvore, [9], [10]. Prednost ovog modela u odnosu na klasični TLM pristup je da se umesto fine numeričke mreže kod koje se veći broj čvorova koristi za opisivanje poprečnog preseka svakog od otvora, savršeno provodni zid sa više otvora predstavlja

grubom numeričkom mrežom, odnosno čvorovima koji mogu biti i veći od poprečnog preseka otvora.

Da bi se modelovala horizontalna i vertikalna polarizacija EM polja potrebna su dva reaktivna žičana elementa LC u otočnim granama kola; $L_h C_h$ kolo za horizontalnu i $L_v C_v$ kolo za vertikalnu polarizaciju, što je ilustrovano slikom 2.9. Svako kolo je u interakciji sa naponskim impulsima koji se prostiru kroz jednu od dveju ortogonalno polarizovanih link linija TLM čvora, zato što se, u opštem slučaju, otvori prostiru u dva pravca. Paralelna veza induktivnosti kalema je potrebna da se modeluje struja koja prolazi pored ivice otvora, dok paralelnom kapacitivnošću kondenzatora se modeluje prostiranje EM polja unutar otvora. Ekvivalentna reaktansa, X , može se empirijski naći izvođenjem TLM simulacija fine mreže sprovedenih pri ozračivanju perforiranog metalnog zida različitih debljina i rastojanja između grupe otvora. Stoga se ukupna reaktansa može predstaviti sledećom formulom:

$$X = \omega * A_0 * \left(\frac{Z_0/2}{2\pi f_c} \right) * (A_1 \text{cov} + A_2 \text{cov}^2 + A_3 \text{cov}^3) * \text{Exp} \left(-A_4 \frac{t}{v/(2\pi f_c)} \right) \quad (2.24)$$

Ekvivalentna reaktansa zavisi od proizvoda kružne frekvencije, oblika poprečnog preseka otvora, frekvencije prekida (cut-off frequency) otvora, f_c , pokrivenosti, cov , (*coverage* – površina zida prekrivenog otvorima u procentima) i debljine zida t ili dubine perforacija [10]. Za svaki razmatran oblik otvora u [10], i odgovarajuće polarizacije, konstante A_i , gde je $i = 1, 2, 3$ i 4 iz (2.14) su date u [10].

Pokrivenost zida otvorima se izražava kao količnik sume površina otvora (ukupna površina otvora) i ukupne površine perforiranog zida.

$$\text{cov} = \frac{\sum_{k=1}^n \text{Površina_otvora}}{\text{Pov.}_\text{perforirane_oblasti}}. \quad (2.25)$$

Tabela 2.2.2 Konstante korišćene u aproksimaciji reaktance X_e , [10]

Oblik otvora		A_0	A_1	A_2	A_3	A_4
$X(f_1)$	Okrugli i šestougaoni otvori (V i H)	1.433	1.0	0.472	0	1.052
	Kvadratni (V i H)	1.491	1.0	0.472	0	1.080
	Pravougaoni (V)	4.692	0.523	-0.861	1	0.917
	Pravougaoni (H)	4.697	0.593	-0.807	1	0.853
$X(f_2)$	Okrugli i šestougaoni otvori (V i H)	1.741	1.946	-0.75	0	0.673
	Kvadratni (V i H)	1.574	1.525	0.264	0	0.728
	Pravougaoni (V)	5.694	0.6	-1.050	1	1.044
	Pravougaoni (H)	8.385	0.718	-1.294	1	1.163

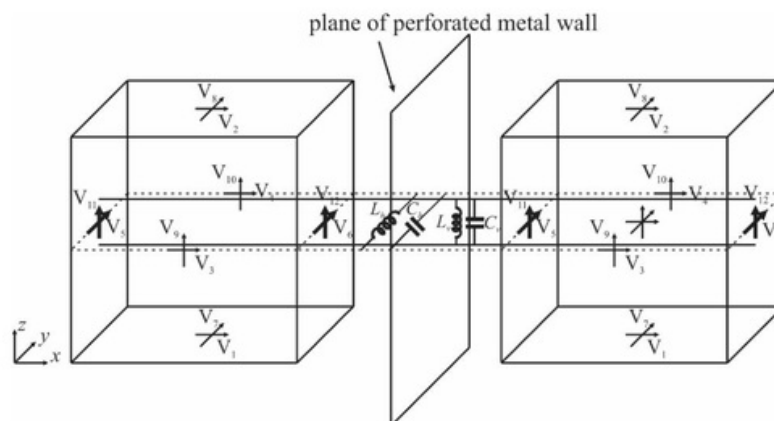
Ako se pretpostavi da je prostiranje incidentnog ravanskog talasa, horizontalne ili vertikalne polarizacije, kroz perforirani metalni zid označi ekvivalentnim kolom koje ima karakterističnu impedansu Z_0 opterećenu reaktansom X , transmisioni koeficijent se može odrediti kao:

$$T = jX / (jX + Z_0 / 2) \quad (2.26)$$

Reaktansa je određena tako da odgovara vrednosti transmisionog koeficijenta na dvema različitim frekvencijama koje odgovaraju od 10% do 80% prekidne frekvencije otvora.

Glavna prednost *TLM air-vent* modela, u poređenju sa *TLM* modelom fine mreže, je u broju SCN čvorova koji su potrebni za modelovanje. Naime, *air-vent* model koristi grubu mrežu za modelovanje sa čvorovima koji potencijalno mogu biti veći nego pojedinačni otvori. Stoga je ovaj model mnogo efikasniji u procesu numeričkog proračuna u poređenju sa modelom *TLM* fine mreže. Takođe, nema potrebe modelovati dubinu otvora zato što je ona eksplicitno uključena kroz parametar t (wall thickness – debljina zida).

Nedostaci *TLM air-vent* modela u tome su što je on pogodan samo za primenu na frekvencijama ispod prekidne frekvencije otvora. Razlog je to što se otvori na tankom metalnom zidu modeluju kao ekstremno kratki talasovodi sa visokom frekvencijom prekida. Model neće raditi kada se neposredno iza perforiranog metalnog zida postavi neka struktura.



Slika 2.9 Kompaktni *TLM air-vent* model sa perforiranim metalnim zidom u yz-ravni.

Ispitivanje ovog modela, - uz sagledavanje ⁵ nekih od njegovih granica primenljivosti, kao što su testiranje na frekvencijama na kojima je rastojanje između grupe otvora veće od polovine talasne dužine, zatim ispitivanje primenljivosti ovog modela kod debljine perforiranog zida koji je deblji od prečnika otvora, kao i pri prostiranju oblikovanog ravanskog talasa, - biće jedan od ciljeva ove doktorske disertacije. Uz proveravanje primenljivosti *air-vent* modela pri veoma maloj pokrivenosti otvorima, ispod 10%, biće takođe opsežno analizirana.

3. NUMERIČKA ANALIZA UTICAJA GRUPE OTVORA I PARAMETARA POBUDE NA KARAKTERISTIKE OKLOPLJAVANJA

U ovoj glavi data je numerička analiza karakteristika oklopljavanja metalnim kućištima sa grupom otvora. Kao numerički model koristiti se unapređeni kompaktni TLM *air-vent* model [42], [8], [9], koji je efikasan alat za izračunavanje karakteristika oklopljavanja. U centru pažnje biće ispitivanje granica primenljivosti kompaktnog TLM *air-vent* modela, a koje su van oblasti za koje je model izveden i za koje model daje dovoljno tačne rezultate za inženjerske primene, pri rešavanju EMC problema. Rezultati kompaktnog TLM *air-vent* modela upoređeni su sa konvencionalnim TLM modelom koji koristi finu, gustu mrežu kako bi se opisalo prisustvo svih otvora na modelu [6].

U prvom poglavlju, primenom TLM *air-vent* modela analizirana su različita rastojanja između okruglih i šestougaonih otvora pri različitim pokrivenostima zida otvorima. Zatim, analizirana je debljina zida, odnosno dubina perforacija, na delu zida sa otvorima, kada je veća od dimenzija poprečnog preseka aperture. Cilj je ispitivanje *air-vent* modela izvan granica za koje je izveden. Upoređene su karakteristike efikasnosti oklopljavanja tj. *SE* karakteristike modela sa okruglim, šestougaonim i pravougaonim otvorima. Analize su sprovedene za normalnu incidenciju ravanskog talasa, pri vertikalnoj i horizontalnoj polarizaciji.

U drugom poglavlju sprovedena je analiza na kompaktnim TLM *air-vent* modelima sa okruglim, šestougaonim i kvadratnim oblicima otvora pri malim uglovima azimuta i elevacije incidentnog ravanskog talasa, svega 1° , 2° i 5° . Cilj je bio pokazati da i pri veoma malim uglovima azimuta ili elevacije dolazi do pojave dodatnih rezonantnih modova unutar kućišta. Na taj način su pokazani i analizirani uticaji koje imaju na karakteristiku oklopljavanja. Rezultati malih uglova su upoređeni sa incidentnim uglovima azimuta i/ili elevacije od 30° i 45° kako bi se uočila tendencija porasta ovog efekta.

3.1 Analiza proširenih granica primenljivosti kompaktnog TLM *air-vent* modela

Ovo poglavlje je posvećeno analizi rezultata efikasnosti kućišta sa grupom otvora. Ispitivana su rastojanja između grupe okruglih i šestougaonih otvora kako bi se utvrdile granice primenljivosti TLM *air-vent* modela [10], [43]. Zatim su analizirane različite debljine zida pod otvorima, odnosno dubine perforacija sa aspekta primenljivosti modela.

3.1.1 Numerički TLM modeli za grupu okruglih otvora

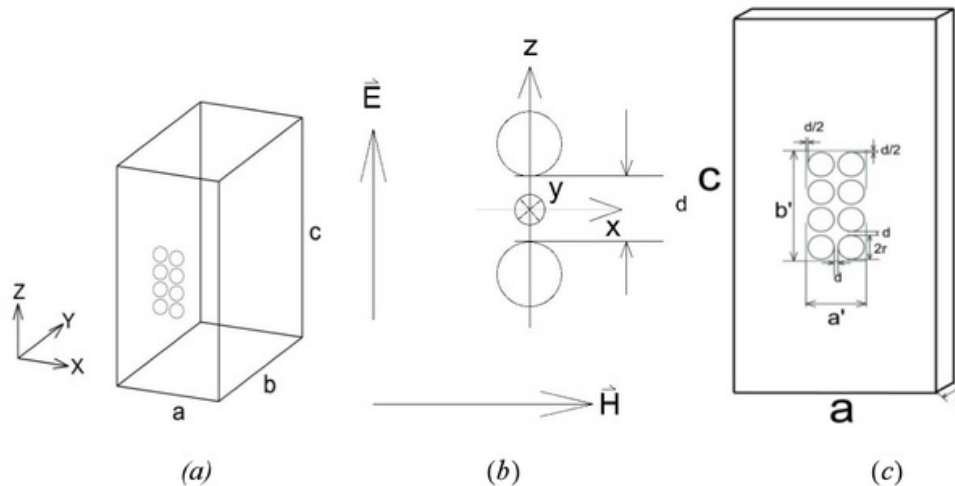
Na slici 3.1(a) prikazan je model kućišta sa okruglim otvorima na prednjem zidu kućišta. Kućište je metalno, pravougaonog oblika, unutrašnjih dimenzija (100 × 100 × 200) mm. Ima 8 otvora okruglog oblika, raspoređenih u dve kolone po četiri, prečnika $2r = 12.77$ mm. Otvori su postavljeni simetrično oko centra na prednjem zidu analiziranog kućišta. Rastojanje između bilo koja dva susedna otvora, po horizontali i vertikali je $d = 2$ mm, što je ilustrovano na slici 3 (b) i (c). Debljina zidova kućišta je $t = 2$ mm.

Kako bi se što preciznije modelovala debljina kućišta i sve perforacije, korišćena je veoma gusta TLM mreža, finoće 26 SCN čvorova duž x i z -ose za opisivanje poprečnog preseka svakog od otvora. Četiri SCN čvora su korišćena za modelovanje međusobnog rastojanja između okruglih otvora i za modelovanje debljine zidova, duž x i z -ose. Kućište duž x -ose ima dva okrugla otvora, dok duž z -ose ima četiri otvora, što je na prednjem zidu kućišta predstavljeno stranicama a' i b' (slika 3.1(c)). Dakle, za potrebe modelovanja prednje stranice kućišta potrebno je $26 \cdot 2 + 4 \cdot 2 = 60$ čvorova i $26 \cdot 4 + 4 \cdot 4 = 120$ čvorova, po x i z -osama, respektivno. Takođe, korak prostorne diskretizacije je 0.5 mm za model sa finom mrežom, dok je kod *air-vent* modela 3 mm.

Dakle, kod TLM *air-vent* modela korak prostorne diskretizacije je 6 puta veći nego kod TLM modela sa finom mrežom.

Vertikalno polarizovan ravanski talas koji se prostire u smeru y -ose, sa komponentom električnog polja u smeru z -ose, koristi se kao izvor pobude.

Karakteristike kućišta, kao što su njegova geometrija, oblik otvora i pobuda su preuzeti iz literature [26], u kojoj nije eksplicitno navedeno da li su date dimenzije kućišta interne ili eksterne.



Slika 3.1 (a) Zaštitno pravougaono metalno kućište, (b) Dva otvora duž z-ose, (c) Prednji zid sa grupom okruglih otvora

U nastavku, korišćenjem grube TLM mreže modelovano je isto kućište. Zid kućišta na kome se nalaze otvori, oblasti dimenzija $a' \times b'$ na slici 3.1(c), opisani su sa 10 čvorova po x-osi i 20 čvorova po z-osi, zahvaljujući primenjenom kompaktnom TLM *air-vent* modelu. Ova oblast je određena po pravilu da se prvi i poslednji otvor po vrsti kao i prvi i poslednji otvor po koloni nalaze na polovini ($d/2$) rastojanja. Rastojanje između bilo koja dva susedna otvora je d , što je ilustrovano na slici 3.1(c). Za rastojanje između bilo koja dva otvora $d = 2 \text{ mm}$ i $2r = 12.77 \text{ mm}$, dobija se $a' = 2*2r + 2*d = 29.54 \text{ mm}$ i $b' = 4*2r + 4*d = 59.08 \text{ mm}$. Pokrivenost (cov) prednjeg zida otvorima izračunava se na osnovi izraza (2.25), na sledeći način:

$$cov = \frac{8 * r^2 \pi}{a' * b'} = 58.68\%.$$

Slika 3.2 predstavlja numeričke rezultate efikasnosti kućišta koji su dobijeni za slučaj fine i grublje mreže, koristeći konvencionalni TLM model i kompaktni TLM *air-vent* model, respektivno. Numerički rezultati su upoređeni sa merenjima iz literature [26].

Može se primetiti da se grafikoni međusobno veoma dobro slažu na celom frekvencijskom opsegu, od 0 do 3 GHz, i to uz manje potrebne memorijske zahteve

računara i broja čvorava (korak prostorne diskretizacije je dimenzija najmanjeg čvora u mreži itd). Nivoi *SE* karakteristika oba TLM modela su nešto viši u odnosu na merenja iz [26] sve do prve frekvencije rezonancije. Prve dve frekvencije rezonancije su pomerene prema nižim frekvencijama u poređenju sa *SE* grafikonom merenja. Razlike u pomeraju se mogu objasniti činjenicom da je unutrašnji prostor kućišta nešto malo veći u numeričkom modelu nego u [26], zbog različito definisanih internih dimenzija kućišta.

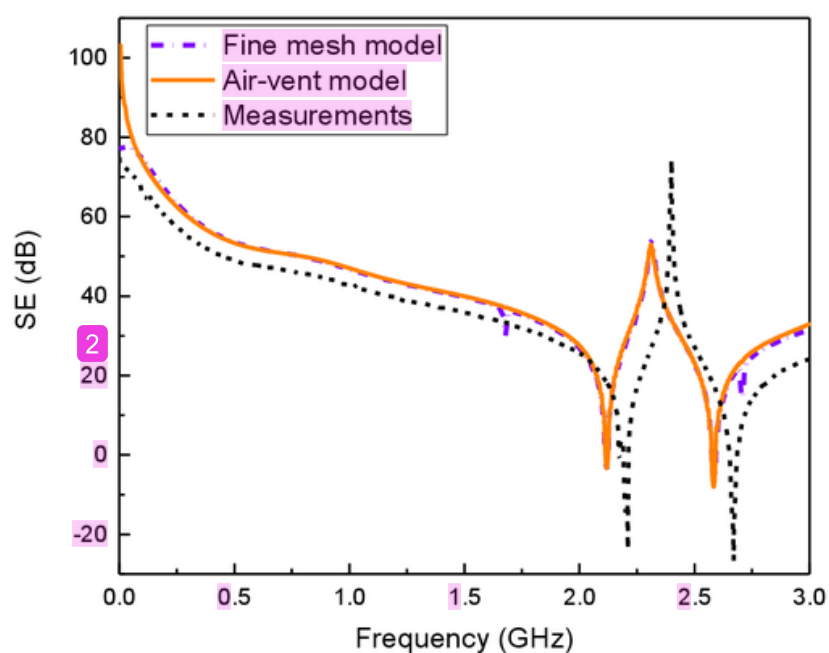
Formula koja se koristi za određivanje frekvencije rezonancije pravougaonog rezonatora (2.12), f_{mnl} , predstavlja se:

$$f_{mnl} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{c}\right)^2}, \quad (3.1)$$

ovde su a , b , i c dimenzije pravougaonog rezonatora, c_0 je brzina svetlosti u slobodnom prostoru, ε_r i μ_r su relativna dielektrična konstanta i relativna permeabilnost, dok su m , n , i l celobrojne vrednosti od kojih barem dve iz $\{m, n, l\}$ moraju biti veće od nule. Za kućište dimenzija (100x100x200) mm frekvencije rezonancija koje odgovaraju TE_{110} i TE_{112} modovima, mogu se analitički izračunati pomoću izraza (3.1), imaju vrednosti 2.121 GHz i 2.598 GHz, respektivno.

Vrednosti dveju rezonancija, koje su dobijene kompaktnim TLM *air-vent* modelom iznose 2.119 GHz i 2.583 GHz. Ove vrednosti se odlično slažu sa vrednostima rezonancija dobijenih finom mrežom (2.118 GHz i 2.584 GHz).

Treba još reći da su vrednosti rezonancija za oba modela bliže vrednostima analitičkog proračuna nego izmerene vrednosti, koje iznose 2.210 GHz i 2.668 GHz. U tabeli 3.1 su date frekvencije rezonancija uspostavljenih modova.



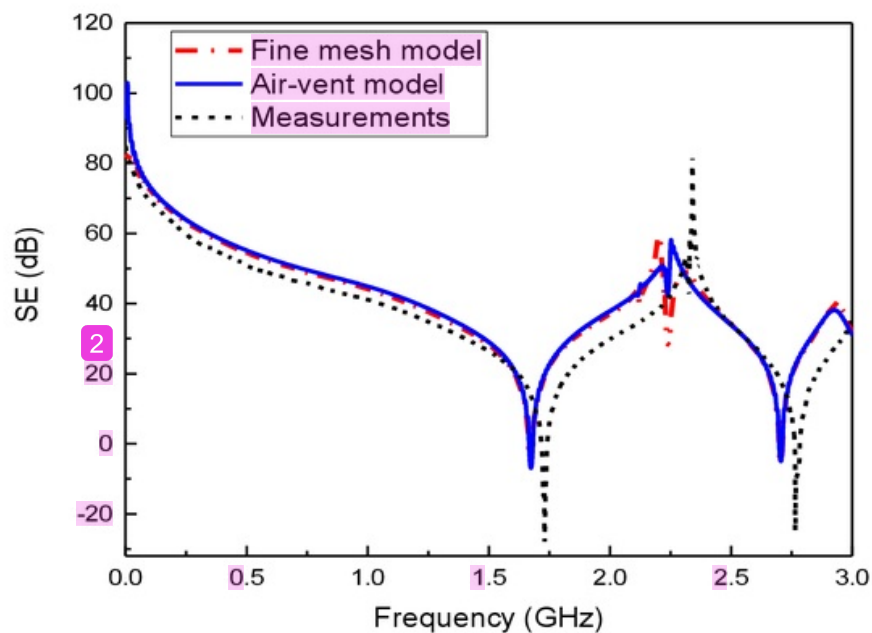
Slika 3.2 Krive *SE* TLM modela kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=2$ mm) u poređenju sa merenjima [26] za vertikalnu polarizaciju.

Tabela 3.1 Frekvencije rezonancije – vertikalana polarizacija

	TE ₁₁₀ (GHz)	TE ₁₁₂ (GHz)
Analitički formula (3.1)	2.121	2.598
Kompaktni TLM air -vent	2.119	2.583
TLM fina mreža	2.218	2.584
Izmerene vrednosti [26]	2.210	2.668

Sprovedena je analiza kućišta kada je ravanski talas horizontalno polarizovan. Dobijene krive *SE* karakteristika za finu mrežu i za *air-vent* model se odlično slažu, što je prikazano na slici 3.3. Pri horizontalnoj polarizaciji, frekvencije rezonancija za TE₀₁₁ i TE₀₁₃ modove kućišta koje su analitički izračunate iz formule (3.1) imaju sledeće vrednosti: 1.677 GHz i 2.704 GHz, respektivno. Frekvencije rezonancija za *air-vent* model iznose 1.674 GHz i 2.705 GHz, dok su za model sa finom mrežom 1.673 GHz i 2.705 GHz, respektivno. U skladu sa ovim vrednostima, primećuje se izuzetno dobro

poklapanje frekvencija rezonancija oba numerička modela. Na rezonancijama ponovo se javlja mali frekvencijski pomak prema nižim frekvencijama u poređenju sa merenjima iz [26] koje imaju vrednosti 1.730 GHz i 2.765 GHz. Iz istih razloga koji su već objašnjeni. U tabeli 3.2 predstavljene su frekvencije rezonancija uspostavljenih modova u kućištu za numeričke TLM modele i izmerenom modelu kućišta.



Slika 3.3 Krive SE TLM modela kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=2$ mm) u poređenju sa merenjima [26] za horizontalnu polarizaciju.

Tabela 3.2 Frekvencije rezonancije – horizontalana polarizacija

	TE ₀₁₁ (GHz)	TE ₀₁₃ (GHz)
Analitički formula (3.1)	1.677	2.704
Kompaktni TLM <i>air-vent</i>	1.674	2.705
TLM fina mreža	1.673	2.705
Izmereno [26]	1.730	2.765

3.1.2 Analiza uticaja rastojanja između otvora

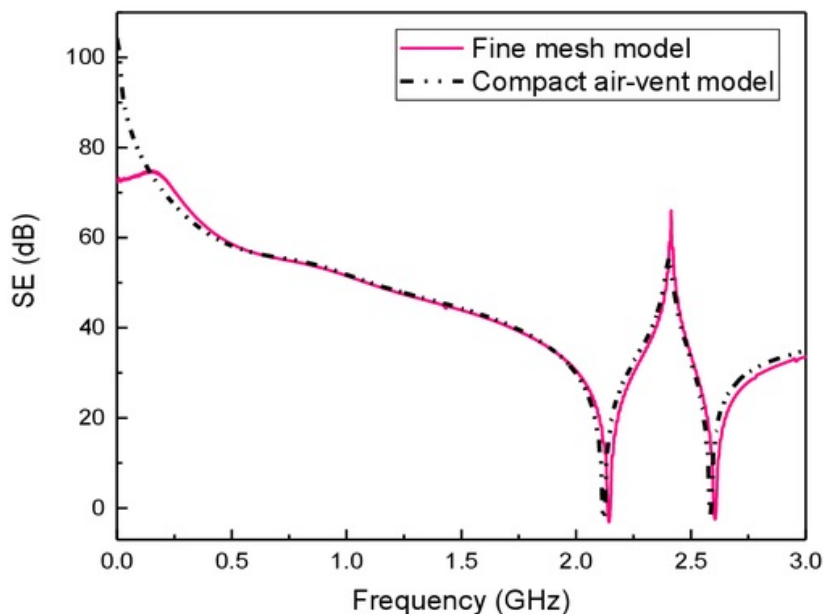
U ovom odeljku predstavljeni su efekti različitih rastojanja između grupe okruglih otvora na kućištu istih dimenzija kao na slici 3.1. Ideja je bila da se izvrši

analiza efikasnosti kućišta pri različitim pokrivenostima zida otvorima. Posebno, ispitati model za pokrivenost manju od 10 % i utvrditi valjanost modela izvan granica za koji je izveden. Sprovedene su analize kada je kućište pobuđeno incidentnim ravanskim talasom normalnim u odnosu na kućište, pri vertikalnoj i horizontalnoj polarizaciji.

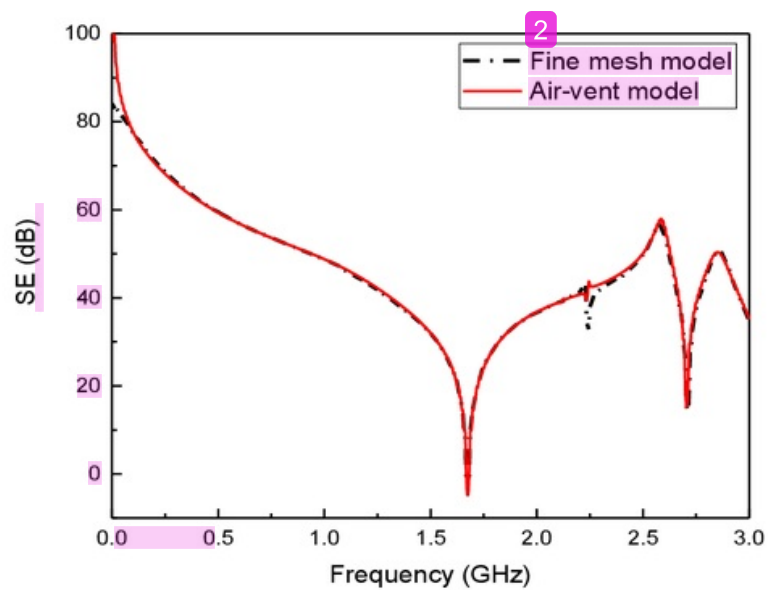
Najpre je postavljeno da grupe okruglih otvori budu na međusobnim rastojanjima od $d = 18$ mm. Površina zida koja je pod otvorima ima pokrivenost $\text{cov} = 13.52\%$. Numerička analiza je izvršena nad TLM modelom sa finom mrežom i nad TLM *air-vent* modelom.

Na slici 3.4 prikazani su *SE* rezultati za slučaj modelovanja kućišta sa finom i grubljom mrežom, pri vertikalnoj polarizaciji. Može se primetiti da frekvencije rezonancija imaju međusobno veoma slične vrednosti za oba modela, a i da vrednosti rezonancija imaju mali ofset u odnosu na slučaj kada su rastojanja između otvora $d = 2$ mm. Što se tiče samih nivoa *SE* za oba modela, oni se jako dobro slažu i to na celom posmatranom frekvencijskom opsegu.

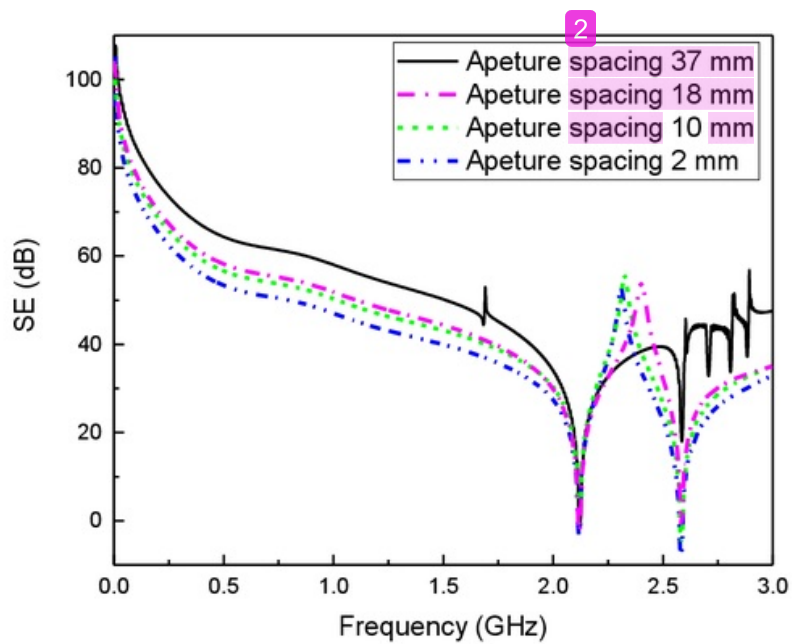
Slika 3.5 predstavlja *SE* krive oba numerička modela u slučaju horizontalno polarizovane pobude. Može se videti odlično slaganje rezultata oba modela u smislu oblika krivih i *SE* nivoa, na celom frekvencijskom opsegu.



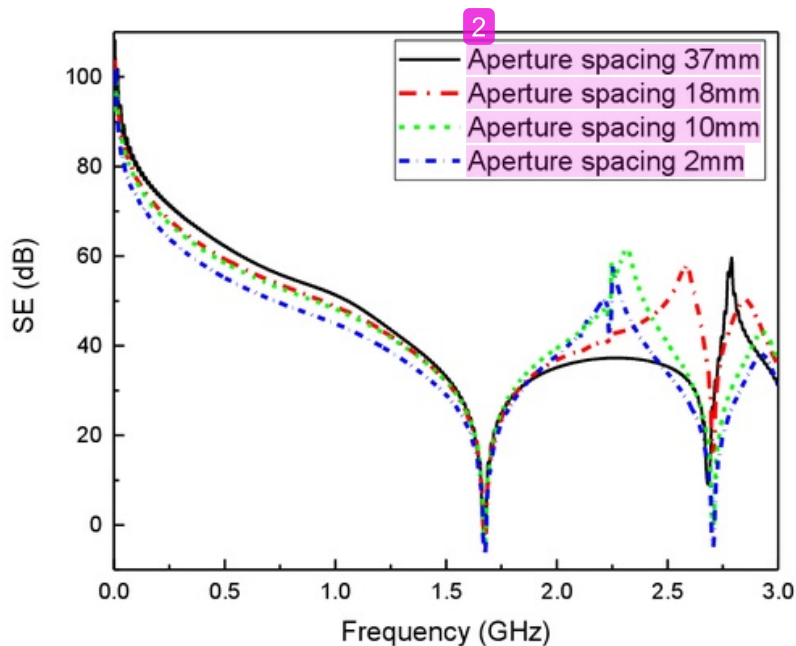
Slika 3.4 Krive *SE* kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=18$ mm) dobijene modelovanjem pomoću fine mreže i kompaktnim *air-vent* modelom – vertikalna polarizacija.



Slika 3.5 Krive *SE* kućišta sa grupom okruglih otvora ($d=18$ mm) dobijene modelovanjem pomoću fine mreže i kompaktnim *air-vent* modelom – horizontalna polarizacija.



Slika 3.6 *SE* krive kućišta sa grupom okruglih otvora na različitim rastojanjima, za slučaj vertikalne polarizacije.



Slika 3.7 SE krive kućišta sa grupom okruglih otvora na različitim rastojanjima, za slučaj horizontalne polarizacije.

Dalje, analiziran je TLM *air-vent* model slučaja u kome je rastojanje između grupe otvora povećano na 37 mm. To je slučaj za koji model daje dobre rezultate, ali pokrivenost zida otvorima je tek 5.17 %.

Izračunata je SE kriva u funkciji frekvencije i upoređena je sa rezultatima TLM *air-vent* modela kada je rastojanje između grupe otvora 18 mm, 10 mm i 2 mm. Izvor eksitacije je ravanski talas upravan na kućište, vertikalno polarizovan.

Na slici 3.6, prikazane su SE krive i može se uočiti da sa povećanjem rastojanja između otvora nivo SE je viši. Može se primetiti da se vrednosti prvih dveju frekvencija rezonancija koje iznose, $f_{r1} = 2.119$ GHz i $f_{r2} = 2.583$ GHz, ne menjaju sa povećanjem rastojanja između grupe otvora. Ali se vrednosti SE nivoa na ovim rezonancijama povećavaju sa povećanjem rastojanja između otvora.

Međutim, iako se frekvencije rezonancija poklapaju, ova tri scenarija *air-vent* modela različitih rastojanja nisu ista. Naime, sa povećanjem rastojanja između otvora, povećavaju se dimenzije oblasti koja je pod otvorima, a samim tim pokrivenost otvorima se smanjuje. Zapravo, prednji zid kućišta koji je perforiran grupom otvora, kada su otvori na međusobnom rastojanju od 10 mm, 18 mm i 37 mm, ima pokrivenost 24.69%, 13.52% i 5.17%, respektivno. Može se primetiti da se na visokim

frekvencijama, preko 2.5 GHz, za scenario najmanje pokrivenosti otvorima, javljaju dodatne rezonancije, usled toga što *air-vent* model ne može dati dobre rezultate zato što je pokrivenost otvorima manja od 10 %, ali daje prihvatljive rezultate iako je pokrivenost 5.17%.

U nastavku, urađena je numerička analiza istog modela kućišta sa *air-ventom* za slučaj horizontalne polarizacije ravninskog talasa. Međusobna rastojanja između okruglih perforacija postavljena su na: 2 mm, 10 mm, 18 mm i 37 mm. Za grupu otvora na međusobnom rastojanju $d = 37$ mm, pokrivenost zida otvorima iznosi 5.17 %. Upoređene su *SE* karakteristike različitih pokrivenosti zida otvorima odnosno različitih rastojanja između grupe otvora i prikazane su na slici 3.7.

Iako su frekvencije rezonancija iste, sa povećanjem rastojanja između otvora vrednosti *SE* nivoa se povećavaju sve do prve frekvencije rezonancije, nakon čega, na visokim frekvencijama sve krive imaju različite oblike. Štaviše, model još uvek radi iako je rastojanje između *air-ventova* 37 mm, što se može uzeti kao granica primenljivosti modela.

Da bi se ovaj zaključak bolje objasnio može se povećati rastojanje između otvora na $d = 38$ mm. A da bi se izračunala pokrivenost zida otvorima, *coverage*, potrebno je odrediti oblast $a' \times b'$. Međutim u ovom slučaju dimenzije a' i b' imale bi vrednosti 101.54 mm i 203.08 mm, respektivno, što prelazi fizičke dimenzije zida kućišta.

Nameće se zaključak da ako zid kućišta treba da ima grupu od svih 8 okruglih otvora, onda bi otvori trebalo da budu na rastojanju ne većem od 37 mm, što zadovoljava uslov primenljivosti modela za koji model ispravno funkcioniše.

3.1.3 Numerički *air-vent* model sa šestougaonim otvorima

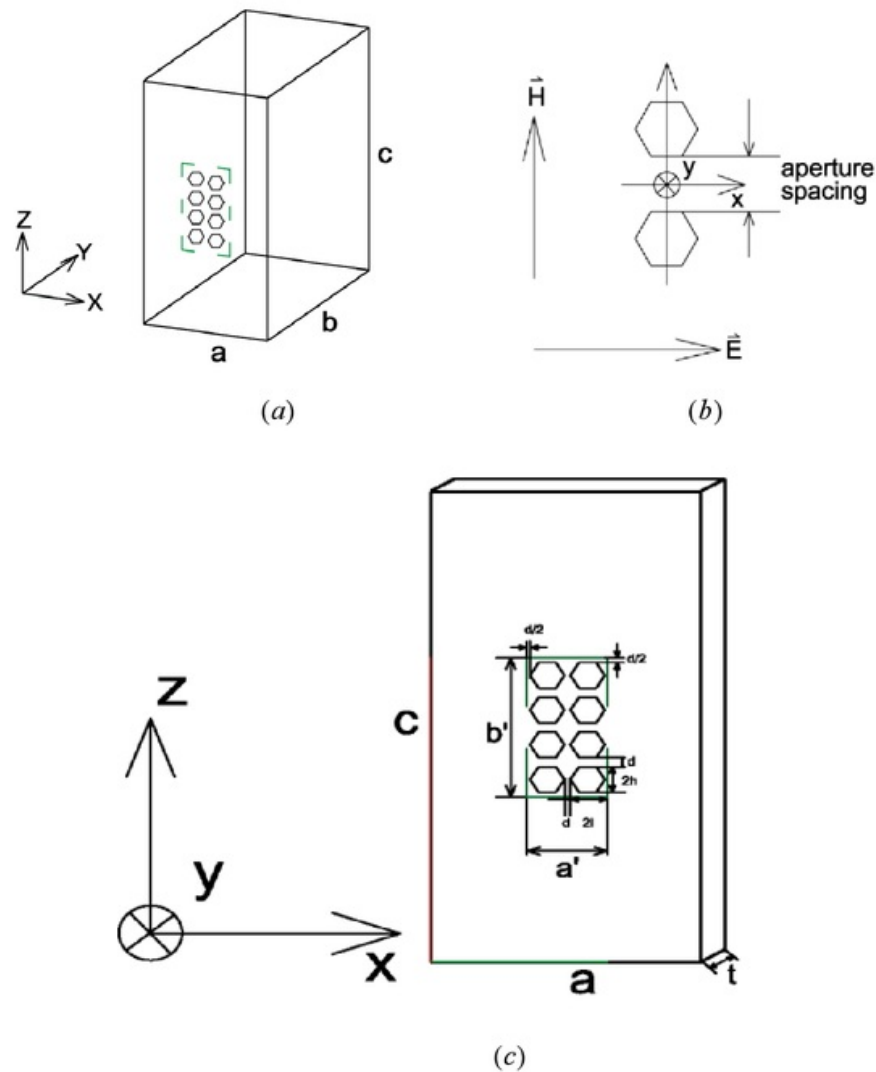
Izvršena je numerička analiza kućišta sa šestougaonim otvorima koji su raspoređeni u dve grupe po četiri. Kreiran je odgovarajući model kućišta unutrašnjih dimenzija

(100 x 100 x 200) mm korišćenjem kompaktne *TLM* metode za *air-vent*-ove.

Na slici 3.8(a) prikazano je kućište sa šestougaonom grupom otvora. Rastojanje između bilo koja dva šestougaona otvora je $d = 2$ mm duž x i z -ose, i dato je na slici 3.8(b). Prednji zid je perforiran grupom otvora dimenzija $a' = 2*2l + 2*d = 32.08$ mm i

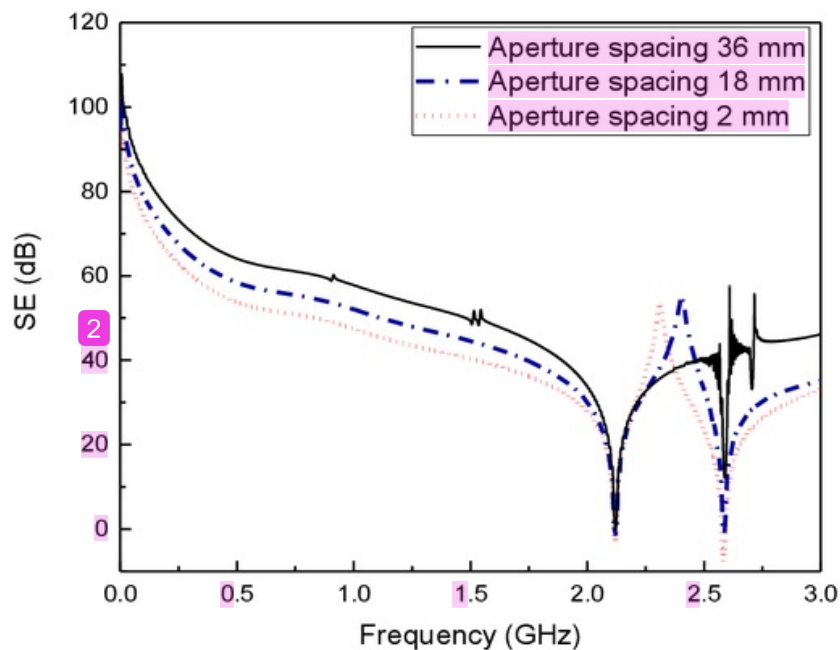
$b' = 4*2h + 4*d = 56.64$ mm. Strana šestougaonog otvora je $l = 7.02$ mm, tako da je ukupna oblast pod otvorima 1024.27 mm². Procenat površine koja je pod otvorima u odnosu na oblast površine zida je 56.37%, što ilustruje slika 3.8(c).

Potom je stavljeno da rastojanje između šestougaonih otvora bude $d = 18$ mm i za taj scenario pokrivenost je $cov = 13.25$ %. U poslednjem scenariju rastojanja između otvora raspoređena su na $d = 36$ mm, kako bi se ispitale granice primenljivosti modela za veoma malu pokrivenost otvorima, svega 5.32 %.



Slika 3.8 (a) Zaštitno pravougaono metalno kućište dimenzija (100 x100 x 200) mm, (b) Dva šestougaona otvora duž z -ose, (c) Prednji zid sa grupom šestougaonih otvora.

Karakteristike SE u funkciji frekvencije za sva tri scenarija date su na slici 3.9. Može se videti da su vrednosti frekvencija rezonancija oko 2.120 GHz i 2.587 GHz za sva tri analizirana slučaja. Sa smanjenjem pokrivenosti zida otvorima, nivoi SE se povećavaju. Međutim, *air-vent* model ne daje korektne rezultate za treći granični scenario, naročito na visokim frekvencijama preko 2.5 GHz, što ilustruje slika 3.9.



Slika 3.9 SE krive kućišta sa grupom od 8 šestougaoih otvora na različitim rastojanjima, za slučaj vertikalne polarizacije.

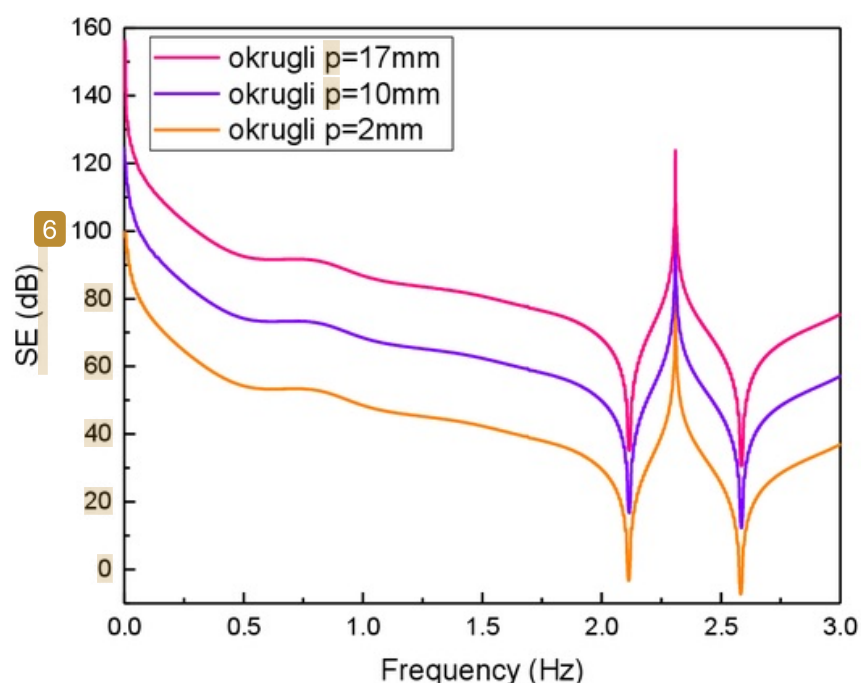
Može se zaključiti da se u slučaju analize *air-vent* modela sa okruglim i šestougaoim otvorima, dobijaju slične vrednosti pokrivenosti zida otvorima. Ako su pokrivenosti otvorima sličnih vrednosti i ako je isti tip polarizacije, dobijaju se slični oblici SE karakteristika.

3.1.4 Analiza uticaja debljine zidova grupe otvora

U cilju ispitivanja *air-vent* modela razmatrana je debljina perforiranog zida, koja je veća od dimenzija poprečnog preseka otvora. Rastojanja između bilo koja dva kružna otvora je $d = 2$ mm, prečnik otvora je $2r = 12.77$ mm, tako da je pokrivenost zida grupom otvora $cov = 58.68\%$. Razmatrane su debljine *air-venta* na prednjem zidu kućišta za sledeće slučajeve: 2 mm, 10 mm i 20 mm.

Treba istaći da pri promeni zadatih debljina zidova unutrašnje dimenzije kućišta su ostale iste. Izabrana je debljina od 20 mm zato što je veća od prečnika kružnog otvora *air-vent* modela. Analize su provedene za vertikalno i horizontalno polarizovan ravanski talas. Rezultati efektivnosti oklopanja analiziranih slučajeva prikazani su na slici 3.10.

Može se primetiti da je oblik *SE* krive isti, u svim razmatranim slučajevima debljine perforiranog zida, ali se nivoi *SE* krivih razlikuju. Relativni odnos između dve *SE* krive je skoro konstantan u posmatranom frekvencijskom opsegu i prati vrednosti koje se mogu dobiti primenom empirijske formule $32 \cdot (p/2r)$ [dB] [44], za svaku debljinu u cilju korekcije *SE* nivoa u odnosu na beskonačno tanak perforirani zid.



Slika 3.10 Karakteristike *SE* krivih za slučajeve različitih dubina okruglih *air-vent*-ova na prednjoj stani kućišta – vertikalna polarizacija.

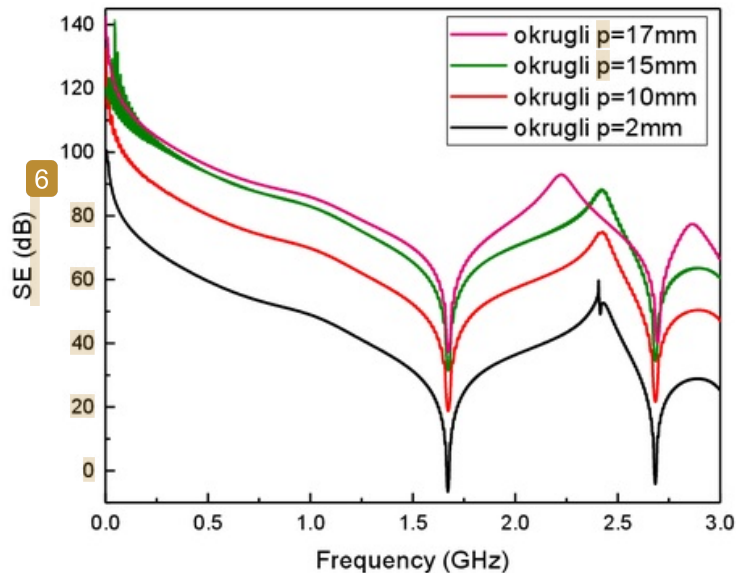
Na primer, *air-vent* modeli sa okruglim otvorima čiji su zidovi debljine 2 mm i 10 mm imaju *SE* nivoe vrednosti 5 dB i 25.1 dB, respektivno, dok je 20 dB relativni odnos koji odgovara razlici između njihovih *SE* nivoa. To se može videti na slici 3.10.

Takođe, kada se primeni formula iz [44], dobijaju se vrednosti nivoa u odnosu na beskonačno tanak zid koje su date u tabeli 3.3.

Analiza je pokazala da dubina perforacija *air-venta* od 20 mm ne daje dobre rezultate. Stoga, na slici 3.10 je prikazana *SE* karakteristika modela koji ima dubinu perforacije 17 mm za koju model dobro radi i koja je ujedno granična vrednost uporebljivosti modela. Vrednost $p = 17$ mm je značajna zato što pokazuje da *air-vent* model ispravno funkcioniše u slučaju kada je dubina perforacija izvan opsega za koji je izveden [10].

Dalje, analizirani su slučajevi različitih debljina *air-vent*-ova kada je pobuda horizontalno polarizovani ravanski talas. Na slici 3.11 predstavljene su karakteristike *SE* za slučajeve sledećih debljina: 2 mm, 10 mm, 15 mm i 17 mm. Evidentno je da su *SE* krive istih oblika dok postoji određena razlika u njihovim nivoima. Slika 3.11 pokazuje da se nivoi *SE* karakteristika razlikuju za 12.5 dB na primeru debljine *air-vent*-ova od 10 mm i 15 mm, što odgovara razlici nivoa 37.59 dB i 25.1 dB dobijenih iz empirijske formule [44]. U tabeli 3.4 date su vrednosti za različite dubine perforacija, za H-polarizaciju, izračunate pomoću empirijskog obrasca.

Može se zaključiti da je granična dubina perforacija 17 mm, u slučajevima V i H-polarizacija. S tom razlikom što se kod H polarizacije oblik *SE* krive malo razlikuje na frekvenciji oko 2.25 GHz.



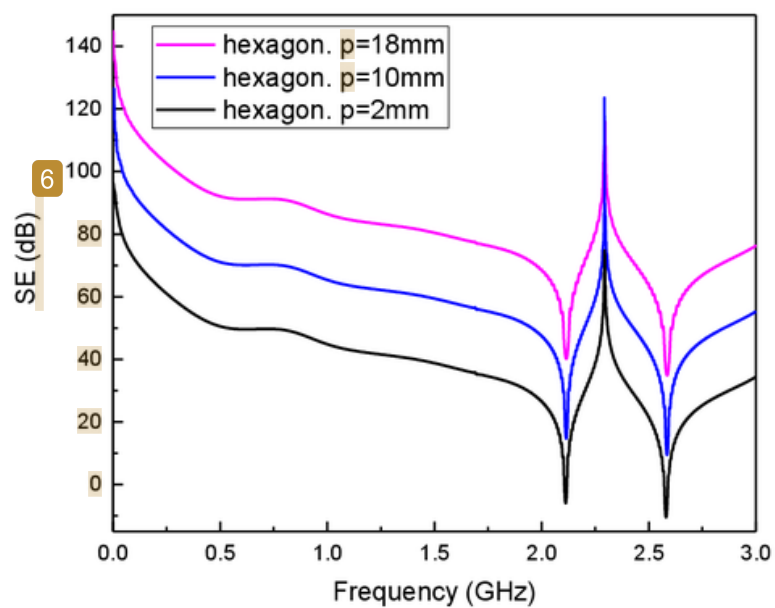
Slika 3.11 Karakteristike *SE* krivih za slučajeve različitih dubina *air-vent*-ova na prednjoj stani kućišta – horizontalna polarizacija.

Tabela 3.3: Korekcija *SE*

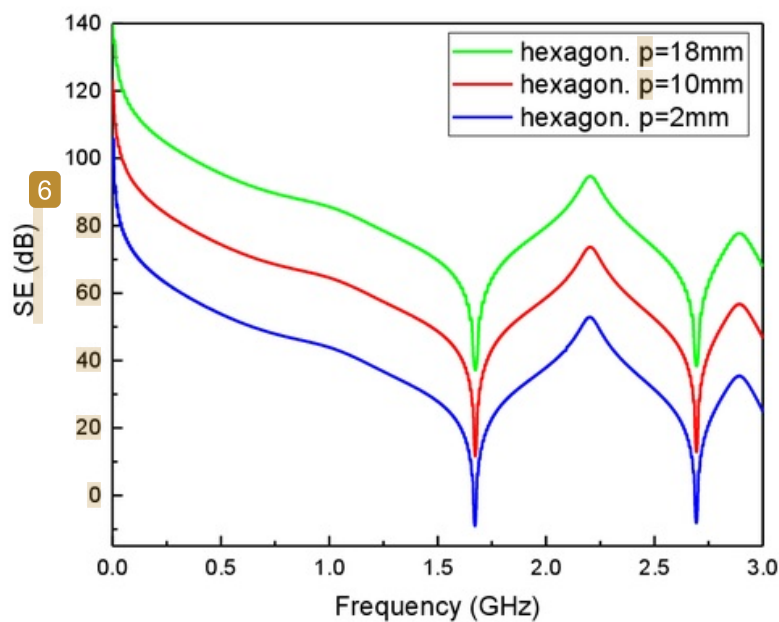
Debljina air-vent otvora [mm] <i>V</i> -polarizacija	Empirijska formula [dB] [44]
2	5
10	25.1
17	42.6

Tabela 3.4: Korekcija *SE*

Debljina air-vent otvora [mm] <i>H</i> -polarizacija	Empirijska formula [dB] [44]
2	5
10	25.1
15	37.59
17	42.6



Slika 3.12 Karakteristike *SE* krivih za slučajeve različitih dubina šestougaonih *air-vent*-ova na prednjoj stani kućišta – vertikalna polarizacija.



Slika 3.13 Karakteristike *SE* krivih za slučajeve različitih dubina šestougaonih *air-vent*-ova na prednjoj stani kućišta – horizontalna polarizacija.

U nastavku je analiziran slučaj modela sa šestougaonim *air-vent*-ovima kao na slici 3.8. Stranica šestougaonog otvora je $l = 7.02$ mm. Otvori su na rastojanju $d = 2$ mm. Pokrivenost zida na kome se nalaze otvori je $cov = 56.37\%$. Sprovedene su analize za vrednosti dubine perforacija kako bi se pronašla vrednost granične dubine perforacija za koju model dobro radi iako je veći od širine šestougaonog otvora (14.04 mm).

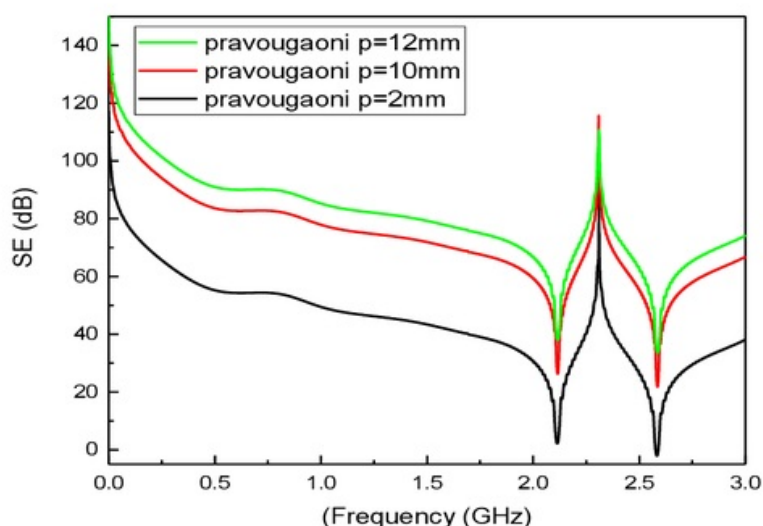
Na slikama 3.12 i 3.13 prikazane su *SE* karakteristike kada je dubina perforacija od 2 mm, 10 mm i 18 mm, za vertikalnu i horizontalnu polarizaciju, respektivno. Može se primetiti da je za šestougaoni oblik otvora vrednost granične dubine perforacija 18mm. S obzirom da se šestougaoni otvor može aproksimirati okruglim otvorom, u empiriskom izrazu $32 \cdot p/2l$ [dB] dobija se da su *SE* nivoi povećani za 22.8 dB i 41.02 dB, za $p=10$ mm i $p=18$ mm, respektivno, u odnosu na beskonačno tanak perforirani zid. To je prikazano u tabeli 3.5. Takođe, slika 3.12 pokazuje da se nivoi *SE* karakteristika razlikuju za 18.2 dB na primeru debljine od 10 mm i 18 mm. Takođe, ovaj isti trend se može primetiti na primeru nivoa *SE* krivih za H-polarizaciju, slika 3.13.

Tabela 3.5: Korekcija SE za šestougaone otvore

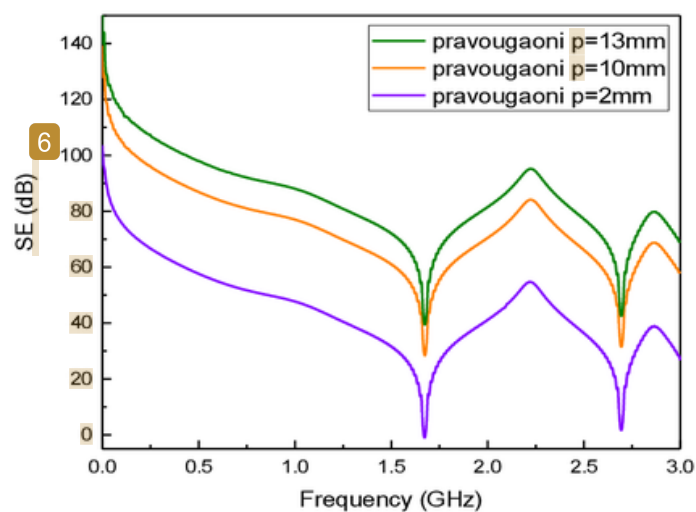
Debljina air-vent otvora [mm] vertikalna i horizontalna polarizacija	Empirijska formula [dB] [44]
2	4.6
10	22.8
18	41

8

Sprovedena je analiza istog kućišta sa pravougaonim otvorima koji su raspoređeni u dve grupe po četiri otvora. Dimenzije pravougaonika su (8x16) mm, rastojanje između bilo koje dva pravougaona otvora je $d = 2$ mm, dok je pokrivenost zida otvorima $cov = 80$ %. Ispitivane su granice dubine perforacija i za ovaj model dobijena je granična dubina $p = 12$ mm, za slučaj vertikalne polarizacije, što ilustruje slika 3.14. Ako se koristi empirijska formula za kvadratne otvore [44], $16\sqrt{\pi^*(p/a)}$ dobijaju se razlike u SE nivoima 28.35 dB između $p=2$ mm i $p=10$ mm, i razlika od 35.44 dB, između $p=2$ mm i $p=12$ mm. A kod horizontalne polarizacije, analiza kućišta sa pravougaonim ventovima je pokazala da je granična dubina perforacija $p = 13$ mm. U tabeli 3.5 date su vrednosti za različite dubine perforacija, za V i H-polarizaciju, izračunate pomoću empirijskog obrasca.



Slika 3.14 Karakteristike SE krivih za slučajeve različitih dubina pravougaonih air-vent-ova na prednjoj stani kućišta – vertikalna polarizacija



Slika 3.15 Karakteristike *SE* krivih za slučajeve različitih dubina pravougaonih *air-vent*-ova na prednjoj stani kućišta – horizontalna polarizacija

Tabela 3.6 Korekcija *SE* pravougaoni *air-vent* V-polarizacija

Debljina <i>air-vent</i> [mm] V- polarizacija	Empirijska formula [dB] [44]
2	7.1
10	35.4
12	42.5

Tabela 3.7 Korekcija *SE* pravougaoni *air-vent* H-polarizacija

Debljina <i>air-vena</i> [mm] H- polarizacija	Empirijska formula [dB] [44]
2	7.1
10	35.4
13	46.1

3.1.5 Zaključak

U ovom poglavlju korišćeni su TLM modeli sa finom mrežom i TLM *air-vent* modeli za modelovanje grupe otvora. Modeli kućišta su pobuđeni direktnim ravanskim talasom koji je normalan na kućište, pri horizontalnoj i vertikalnoj polarizaciji.

U prvom delu ovog poglavlja korišćeni su TLM modeli sa finom mrežom i TLM *air-vent* modeli za modelovanje grupe od osam okruglih i osam šestougaonih otvora da bi se ispitala različita ⁵ rastojanja između otvora. Analiziran je kompaktan TLM *air-vent* model na frekvencijama na kojima je rastojanje između otvora veće od polovine talasne dužine.

Svrha analize je bila da se ispita model sa pokrivenošću otvorima manjom od 10 % i utvrdi valjanost modela izvan granica za koji je izveden. Rezultati su pokazali da sa povećanjem rastojanja između otvora frekvencije rezonancija koje se uspostavljaju unutar kućišta ostaju iste, ali dolazi do pojave dodatnih (vibrirajućih) rezonantnih vrhova na višim frekvencijama.

U cilju ispitivanja TLM *air-vent* modela razmatrana je debljina perforiranog zida, koja je veća od dimenzija poprečnog preseka aperture. Analizirani su efekti povećanja debljine zida koji je perforiran grupom otvora na modelima sa okruglim, šestougaonim i pravougaonim *air-vent*ovima. Pri promeni zadatih debljina zidova unutrašnje dimenzije kućišta su ostale iste.

Rezultati su pokazali da, sa povećanjem debljine, karakteristike *SE* kućišta ostaju istog oblika, dok nivoi *SE* krivih imaju znatno više vrednosti koje se mogu potvrditi empirijskim izrazom [44]. Najvažniji rezultati iz ovog poglavlja su publikovani na konferenciji [45] i u časopisu [46].

3.2 Uticaj malih incidentnih uglova azimuta i elevacije na karakteristike oklopljavanja

3.2.1 Analiza grupe okruglih otvora

Sprovedena je analiza efikasnosti kućišta sa grupom otvora kada je ono pobuđeno ravanskim talasom vertikalno polarizovanim pod malim uglom azimuta ili elevacije. Cilj je bio ispitati koliko smer propagacije i uglovi polarizacije izvora pobude mogu uticati na nivo i oblik *SE* karakteristike nekog kućišta.

Ideja je nastala iz praktičnih razloga. Naime, za vreme izvođenja eksperimenta može se dogoditi da se predajna antena ne postavi sasvim precizno. Tako da i malo namerno ili slučajno pomeranje u uglu, u odnosu na osu predajne antene, može uticati na pojavu oblikovanja, odnosno pojave ugla azimuta ili elevacije pobudnog talasa, što može uticati na samu *SE* karakteristiku kućišta koje se meri. Kao posledica ovoga, izmereni rezultati mogu se razlikovati od onih dobijenih numeričkom analizom. Inače, pojava oblikovanih talasa je analizirana u velikom broju radova, ali treba istaći da su te analize rađene samo za velike uglove: 45° , 90° , 135° , 180° po elevaciji i od 0° do 360° stepeni po azimutu ali u koraku od po 30° ili 45° [11], [12].

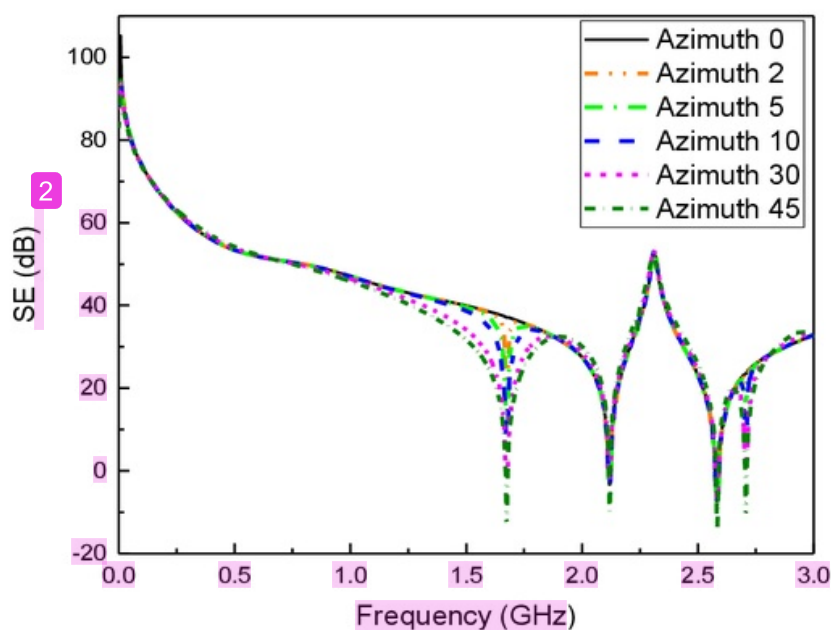
U ovom poglavlju su ispitivane karakteristike *SE* kućišta kada je pobuda ravanski talas različitih uglova azimuta i elevacije. Razmatrani su slučajevi za veoma male uglove azimuta kao što su azimuti od 2° i 5° , zatim za nešto veće uglove azimutima od 10° , 30° i 45° , pa su svi upoređeni sa scenarijem kada je incidencija ravanskog talasa normalna na kućište bez ugla azimuta. Kućište je modelovano grubom mrežom sa TLM čvorovima koji su veći od dimezija poprečnog preseka otvora i njihovog međusobnog rastojanja, [45]. Korišćen je kompaktni *TLM air-vent* model sa okruglim otvorima, koji je ilustrovan na slici 3.1. Rastojanja između otvora su $d = 2$ mm, dok su unutrašnje dimenzije kućišta, prečnik otvora i pokrivenost otvorima iste kao u prethodnom poglavlju 3.1. Tako da je zid kućišta pod otvorima opisan sa 10 čvorova po *x*-osi i 20 čvorova po *z*-osi.

Valjanost ovog modela potvrđena je u [47], poređenjem sa izmerenim rezultatima modela u [26] za vertikalno i horizontalno polarizovanim ravanskim talasom. Karakteristika *SE* kućišta je izračunata u njegovom centru u zavisnosti od frekvencijskog opsega, koji je razmatran od 0 do 3 GHz. Najpre je kućište sa grupom otvora pobuđeno oblikovanim direktnim talasom pod određenim uglom azimuta. Pošto

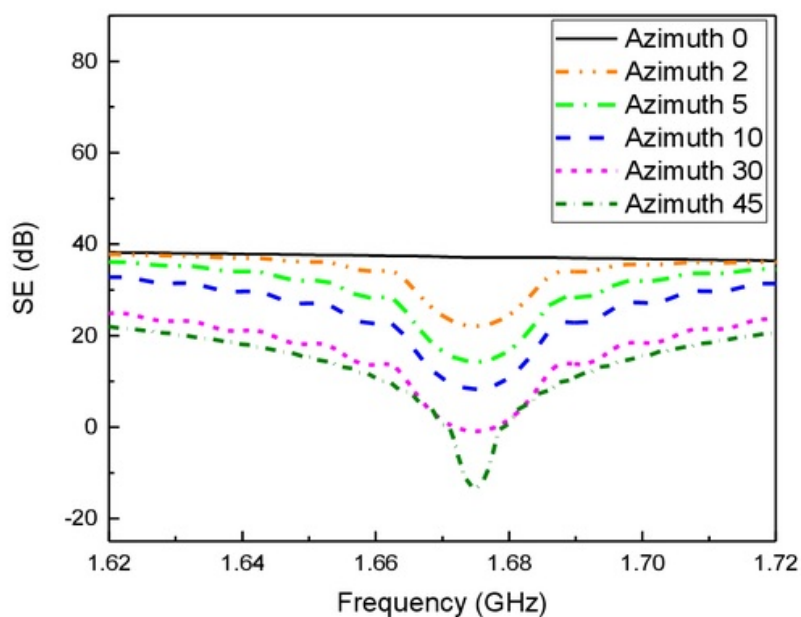
direktni ravanski talas nije upravan u odnosu na prednji zid kućišta, može se primetiti da dolazi do pojave dodatnih rezonancija u odnosu na slučaj direktne incidencije talasa.

Slika 3.12 prikazuje *SE* krive dobijene za različite uglove azimuta. Male promene u rotaciji ugla incidentnog talasa duž *y*-ose dovode do uspostavljanja dve dodatne rezonancije u poređenju sa slučajem kada nema pomeraja ugla po azimutu (azimut 0°). Evidentno je da se sve *SE* krive lepo slažu u skoro celom frekvencijskom opsegu, osim na frekvencijama 1.675 GHz i 2.709 GHz, koje odgovaraju prvoj i četvrtoj rezonanciji, respektivno.

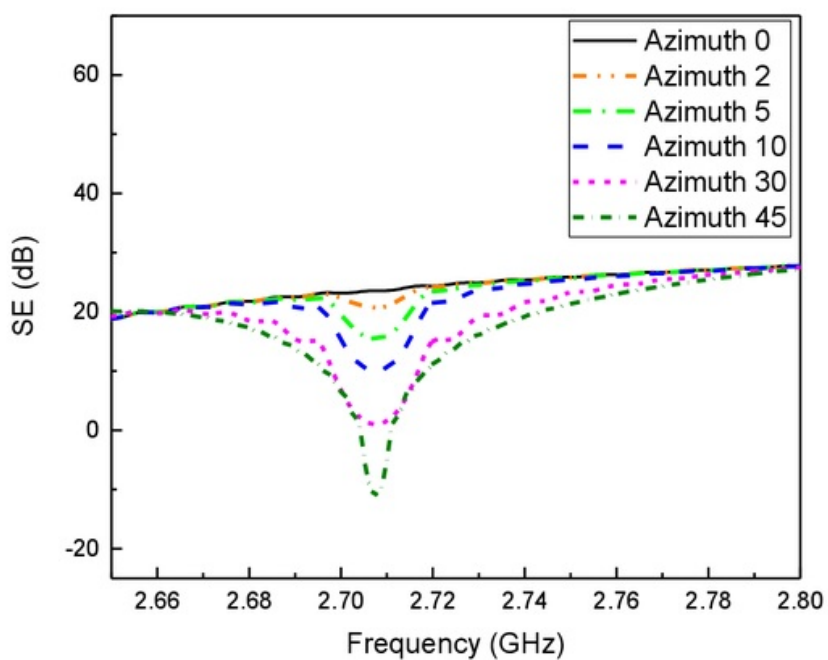
Važno je istaći da čak i mali pomeraji ugla azimuta, 2° i 5° , bili oni slučajni ili namerni u nekom procesu merenja, mogu uticati na pojavu dodatnih frekvencija rezonancija. Male vrednosti uglova azimuta od 2° i 5° pokazuju da i mali pomeraji predajne antene utiču na oblik *SE* karakteristike. Vrednosti i trend ovih dodatnih rezonancija najbolje ilustruju slike 3.13 i 3.14. Štaviše, može se zaključiti da što je veći ugao azimuta incidentnog talasa, dodatna frekvencija rezonancije ima izraženiji uticaj na oblik *SE* krive u odnosu na slučaj manjih uglova azimuta.



Slika 3.16 *SE* krive pobuđenog kućišta sa ravanskim talasom vertikalne polarizacije pod različitim uglovima azimuta.



Slika 3.17 *SE* krive na prvoj frekvenciji rezonancije.



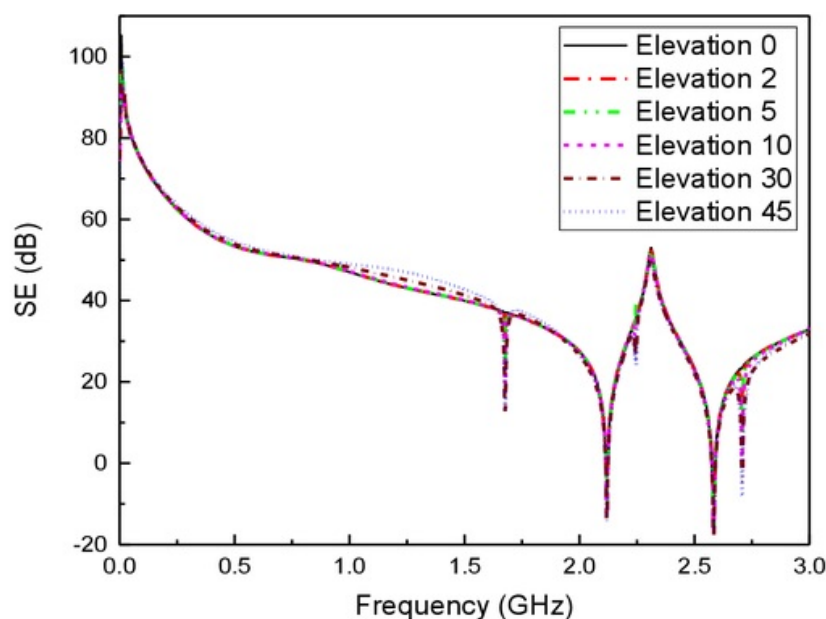
Slika 3.18 *SE* krive na četvrtoj frekvenciji rezonancije.

Sprovedena je numerička analiza istog kućišta kako bi se utvrdilo kako pomeraj predajne antene po elevaciji utiče na *SE* karakteristiku. Razmatrani su slučajevi za

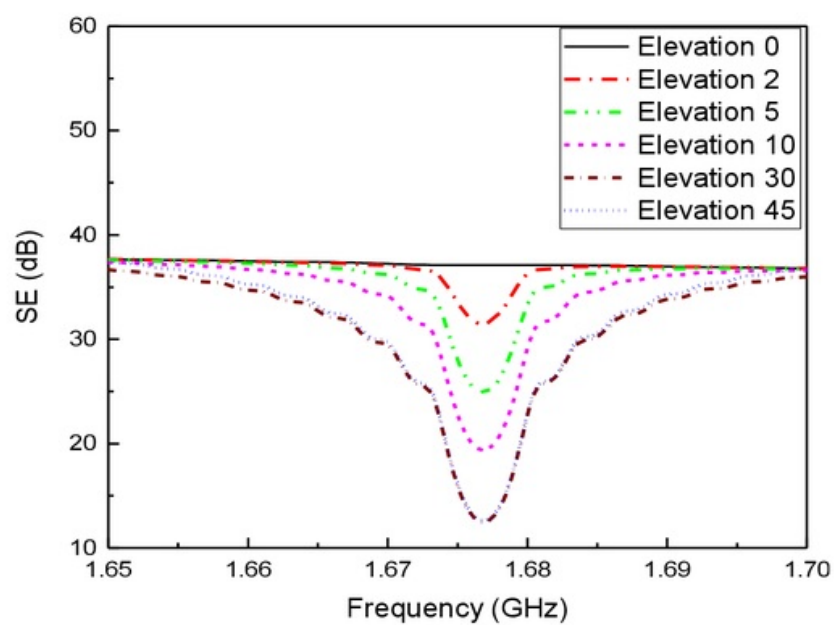
sledeće uglove elevacija: 2°, 5°, 10°, 30° i 45°, koji su upoređeni sa scenarijem direktne incidencije ravanskog talasa bez elevacije. Na slici 3.15.

Iako se u slučaju elevacija uspostavlja pet frekvencija rezonancija unutar kućišta, može se primetiti dosta dobro slaganje svih slučajeva na celom posmatranom frekvencijskom opsegu. Slika 3.16 prikazuje prvu rezonanciju koja odgovara vrednosti frekvencije 1.6769 GHz. Sa povećanjem vrednosti ugla elevacije, kućište postaje manje otporno (zaštitno). Zapravo, korisni frekvencijski opseg, na kome je kućište zaštitno prema spoljašnjim EM talasima, značajno se smanjuje.

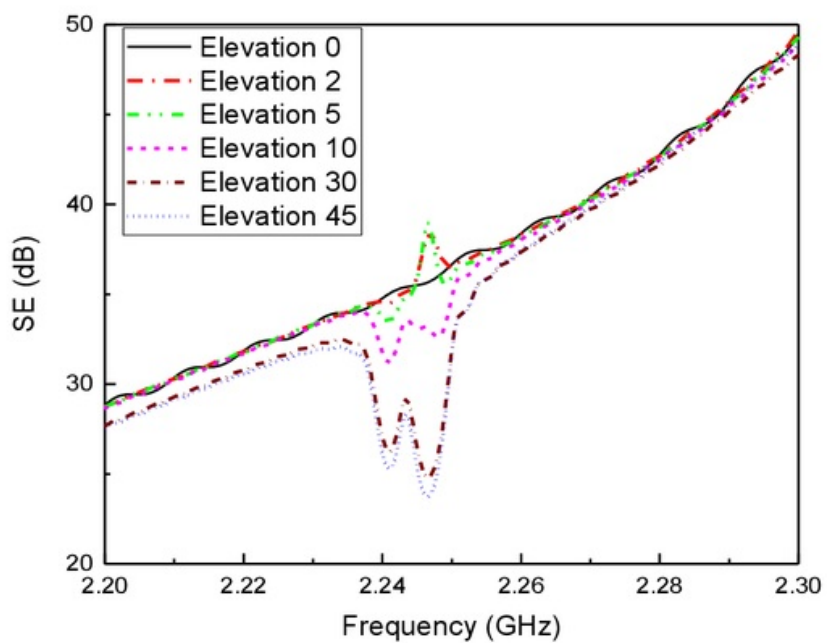
Kada incidentni ravanski talas sa elevacionim uglovima 10°, 30° i 45° pobudi kućište, na trećoj rezonanciji stvaraju se dva mala dodatna šiljka na frekvencijama 2.2409 GHz i 2.2467 GHz, kao što je prikazano na slici 3.17. Ovo se dešava na visokim frekvencijama i može se objasniti time da se pobuđuje određeni talasni mod unutar kućišta. Takođe, dodatna peta rezonancija (poslednja na slici 3.15) se uspostavlja na frekvenciji 2.7073 GHz. Prikazana je na slici 3.18.



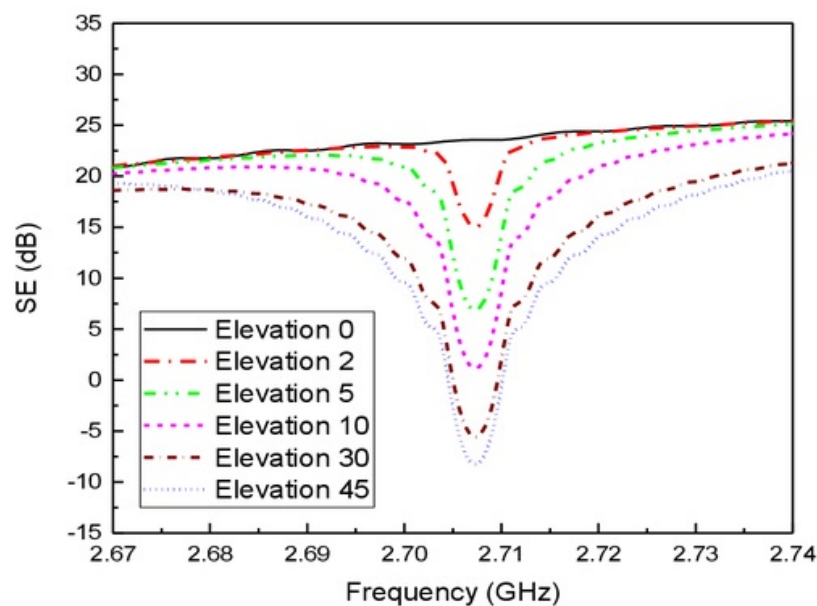
Slika 3.19 SE krive pobuđenog kućišta sa ravanskim talasom vertikalne polarizacije pri različitim uglovima elevacija.



Slika 3.20 SE krive na prvoj frekvenciji rezonancije pri različitim uglovima elevacija.



Slika 3.21 SE krive na trećoj frekvenciji rezonancije pri različitim uglovima elevacija.



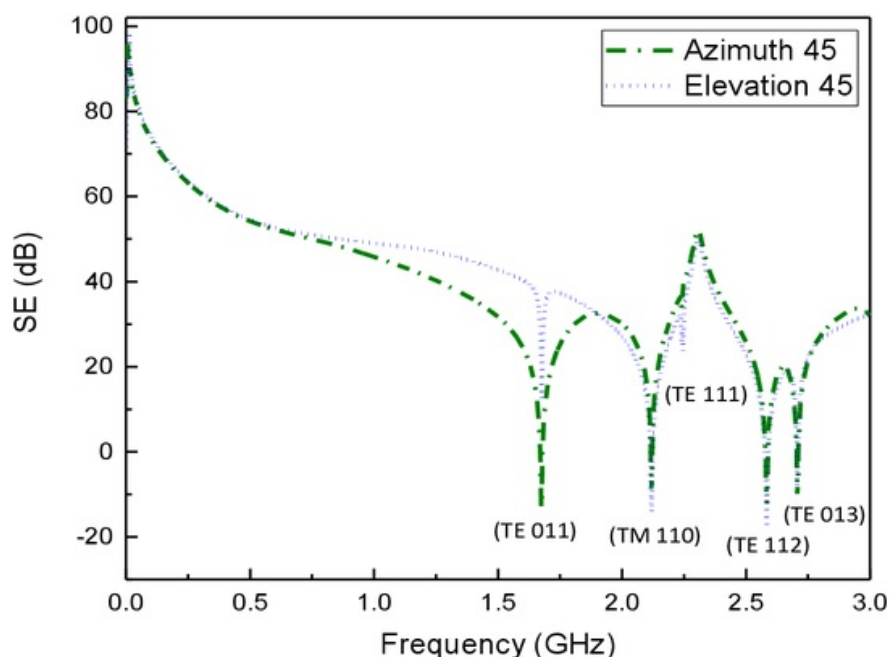
Slika 3.22 SE krive na petoj frekvenciji rezonancije pri različitim uglovima elevacija.

Unutar kućišta mogu se pobuditi rezonantni modovi transverzalno električnog (TE) ili transverzalno magnetnog (TM) talasa. Za određivanje frekvencije rezonancije u pravougaonom rezonatoru koristi se analitička jednačina (3.1) koja je data u [18]. Korišćenjem ove analitičke formule mogu se izračunati frekvencije rezonancija f_{mnl} koje odgovaraju rezonantnim modovima.

Rezonantni modovi koji se pobuđuju unutar rezonatora za ravni talas vertikalne polarizacije su TM_{110} ili TE_{011} i TE_{112} , dok rezonantni modovi koji se uspostavljaju za horizontalno polarizovan talas su TE_{011} i TE_{013} .

U realnim situacijama, zaštitno kućište je obično pobuđeno incidentnim talasom slučajnog ugla azimuta ili elevacije. Stoga, svi gore spomenuti rezonantni modovi, za obe polarizacije, uspostavljaju se unutar kućišta. Štaviše, pored svih tih modova, još jedan TE_{111} mod se uspostavlja i to na visokim frekvencijama 2.2409 GHz i 2.2467 GHz, za azimut od 45° i razmatranim elevacionim uglovima od 10° , 30° i 45° (slika 3.17).

Za razmatrano kućište u ovom poglavlju važi da sa povećanjem ugla elevacije, veće su amplitude rezonancija što utiče na lošije SE vrednosti u poređenju sa slučajem kada nema ugla elevacije.



Slika 3.23 *SE* krive kućišta pobuđenog uglom azimuta 45° ili uglom elevacije 45°.

Na slici 3.19 upoređene su *SE* krive azimuta ugla 45° odnosno elevacije ugla 45°. Ova slika ilustruje da se vrednosti *SE* krivih odlično slažu sve do 750 MHz, nakon čega, scenario kućišta pobuđenog elevacionim uglom ima veće *SE* vrednosti. Specifično je to da se kod krive azimuta pogoršavaju *SE* nivoi zbog pojave prve rezonance.

Međutim, na frekvencijama preko 1.9 GHz obe *SE* krive se lepo slažu. Čak se može primetiti da kriva azimuta ima nešto više *SE* nivoa nego kriva elevacije. Takođe, uspostavljeno je pet rezonantnih modova unutar kućišta i oni su obeleženi na slici 3.19. Tačne vrednosti frekvencija rezonancija pobuđenih modova i njihovih *SE* nivoa su predstavljeni u tabeli 3.5.

Može se primetiti da su *SE* vrednosti na ovim rezonancijama često niske ili čak negativne što znači da je EM polje na njima pojačano. Drugim rečima, sa rezonancijama metalni oklop nema zaštitnu ulogu prema spoljašnjim EM smetnjama, već obrnuto, može se pojačati EM polje.

Tabela 3.8 Vrednosti SE za različite modove kućišta

Eksitovani môd kućišta	Frekvencije rezonance (GHz)		SE (dB)	
	Azimut 45°	Elevacija 45°	Azimut 45°	Elevacija 45°
TE_{011}	1.6749	1.6769	-13.2208	12.6001
TM_{110}	2.1191	2.1191	-9.7493	-14.1222
TE_{111}	2.2411	2.2467	33.7087	23.7478
TE_{112}	2.5834	2.5835	-13.8593	-17.0082
TE_{013}	2.7073	2.7073	-11.1492	-8.2488

3.2.2 Analiza grupe šestougaoih otvora

8

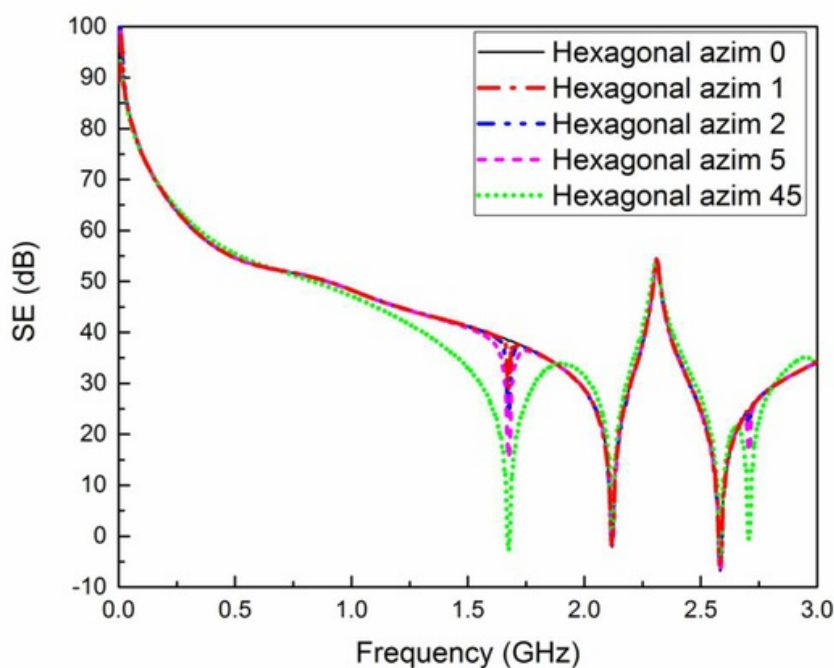
Izvršena je numerička analiza kućišta sa šestougaoim otvorima koji su raspoređeni u dve grupe po četiri, kao na slici 3.8(a). Kreiran je model kućišta sa unutrašnjim dimenzijama (100 x 100 x 200) mm korišćenjem kompaktne TLM metode za *air-vent*-ove. Rastojanje između bilo koja dva šestougaoa otvora je $d = 2$ mm duž x i z -ose, i dato je na slici 3.8(b). Prednji zid je perforiran grupom šestougaoih otvora sa stranicom $l = 7.02$ mm. Ukupna oblast pod otvorima je 1024.27 mm^2 . Procenat površine koja je pod otvorima u odnosu na oblast površine zida je 56.37%, što ilustruje slika 3.8(c). Izvor eksitacije je oblikovani talas koji pod određenim uglom azimuta ili elevacije pada na kućište, tako da dolazi do pobuđivanja više rezonancija unutar kućišta u odnosu na slučaj direktnog talasa koji je upravan prema kućištu.

Najpre je kućište pobuđeno incidentnim talasom malih uglova azimuta kao što su: 1° , 2° , 5° , takođe azimutom od 45° kako bi se lakše sagledao uticaj malih uglova. Na slici 3.20 upoređene su SE krive sa pomenutim malim uglovima azimuta kao i sa slučajem direktne incidencije, bez ugla azimuta (azimut 0°).

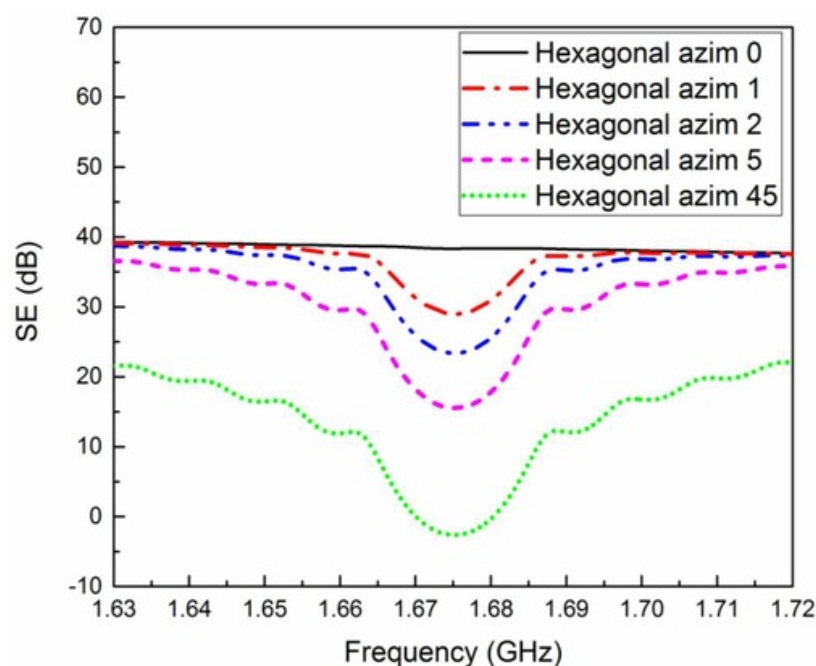
U poređenju sa slučajem bez azimuta, čak i sasvim mala promena u rotaciji ugla predajne antene izaziva pojavu još dveju dodatnih rezonantnih frekvencija. Primetimo da sve SE krive, posebno one dobijene za male uglove, imaju dobro slaganje na skoro

celom frekvencijskom opsegu, izuzev na frekvencijama 1.6752 GHz i 2.7080 GHz, koje odgovaraju prvoj i četvrtoj rezonanciji, respektivno.

Važno je istaći da čak i mali pomeraji ugla azimuta koji se mogu načiniti namerno ili slučajno prilikom obavljanja mernog postupka, mogu uticati na pojavu dodatnih rezonancija na *SE* karakteristici. Upravo mali uglovi azimuta poput 1°, 2° i 5° pokazuju dobar primer prisustva rezonancija koje utiču na efikasnost kućišta. Zapravo, dolazi do pobuđivanja viših rezonantnih modova tako da se uspostavljaju dodatni transverzalno električni (TE) i transverzalno magnetni (TM) tipovi talasa unutar kućišta. Svi modovi koji se pobuđuju unutar kućišta pri malim uglovima azimuta su prikazani u tabeli 3.6.



Slika 3.24 *SE* vrednosti kućišta sa šestouglaonom grupom otvora za različite uglove azimuta.



Slika 3.25 Amplitude prve rezonancije za različite uglove azimuta.

Vrednosti SE prve dodatne rezonancije koja se javlja na frekvenciji 1.6752 GHz predstavljene su na slici 3.21. Prva rezonancija predstavlja pobuđen TE_{011} mod. Što se više izvor pobude zarotira za veći ugao azimuta, amplituda rezonancije je mnogo izraženija i dublja, tako da se SE vrednost pogoršava u poređenju sa SE vrednostima dobijenih na manjim uglovima azimuta na istoj frekvenciji rezonancije. Ista pojava se može primetiti i kod četvrte rezonancije, koja se javlja na frekvenciji 2.7073 GHz.

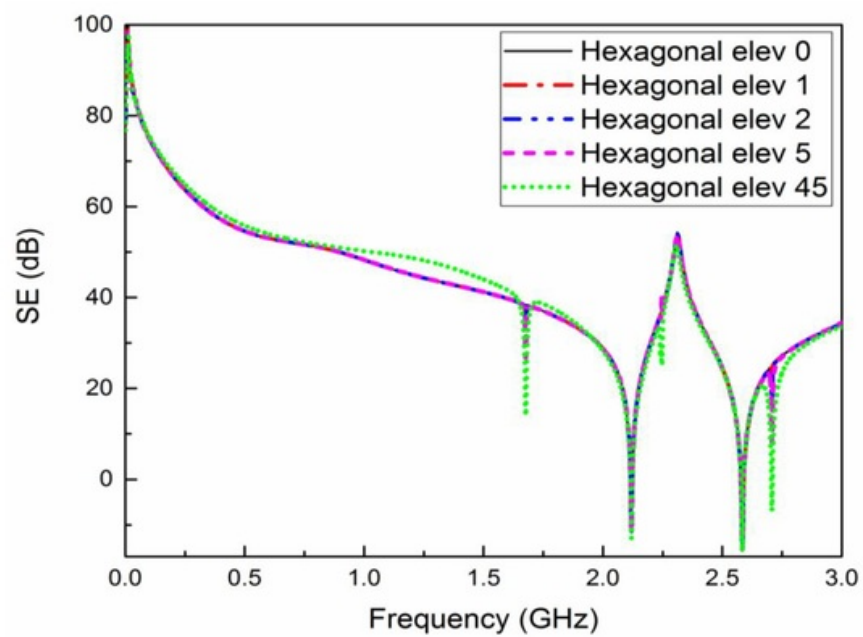
Postaje jasno da se korisni frekvencijski opseg, na kome kućište ima zaštitnu ulogu prema spoljašnjim EM smetnjama, smanjuje u izvesnoj meri, naročito na prvoj frekvenciji rezonancije. U praktičnim primenama to može biti čest slučaj, i trebalo bi da se uzme u obzir prilikom projektovanja jer se EM smetnje i EM talasi mogu prostirati iz više različitih pravaca.

Tabela 3.9 Viši rezonantni modovi pobuđeni u kućištu sa šestougaonom grupom otvora

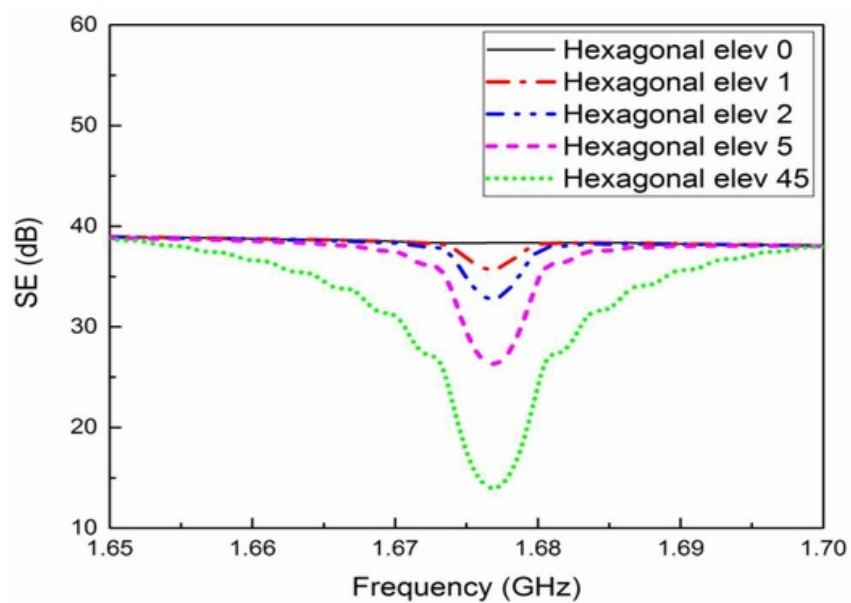
Môd	Šestougaona grupa otvora									
	Frekvencija rezonancije (GHz)		$SE(\text{dB}) - SE_0 (\text{dB})$							
	Azimut	Elevacija	Azimut ^[0]				Elevacija ^[0]			
			1	2	5	45	1	2	5	45
3 TE ₀₁₁	1.6752	1.6769	-9.34	-14.96	-22.79	-40.95	-2.59	-5.56	-12.05	-24.38
TM ₁₁₀	2.1191	2.1191	0.00	0.01	0.03	3.00	0.00	0.00	0.50	10.59
TE ₁₁₁	-	2.2467	-	-	-	-	-0.27	-0.49	-1.54	-9.55
TE ₁₁₂	2.5834	2.5840	0.00	0.00	0.03	-3.01	0.00	0.00	0.00	0.00
TE ₀₁₃	2.7073	2.7073	-0.83	-2.62	-7.86	-24.12	-3.34	-8.28	-16.42	-31.54

Sledeća analiza je sprovedena za isto kućište s ciljem da se utvrdi kako pomeranje predajne antene kao izvora pobude po elevaciji utiče na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja. Krive SE karakteristika dobijenih za kućište koje je pobuđeno incidentnim talasom pod malim uglovima elevacija vrednosti 1°, 2°, 5° i 45°, kao i SE karakteristika za scenario bez elevacije (elevacija 0°) upoređene su i prikazane na slici 2.22.

Može se videti da se za slučajeve elevacionih uglova uspostavlja pet rezonancija unutar kućišta na posmatranom frekvencijskom opsegu. Takođe, uočava se relativno dobro slaganje na celom opsegu. Prva rezonancija se javlja na frekvenciji 1.6752 GHz i prikazana je za sve spomenute uglove na slici 3.23. Iako prva rezonancija ima istu frekvenciju na svim razmatranim uglovima elevacija, sa povećanjem ugla elevacije SE vrednosti se smanjuju odnosno pogoršavaju prema negativnim vrednostima. U skladu sa ovim, sa povećanjem ugla elevacije smanjuje se zaštitna funkcija kućišta. U stvari, korisni frekvencijski opseg na kome oklopljavanje ima zaštitnu funkciju prema spoljašnjim EM talasima se smanjuje.



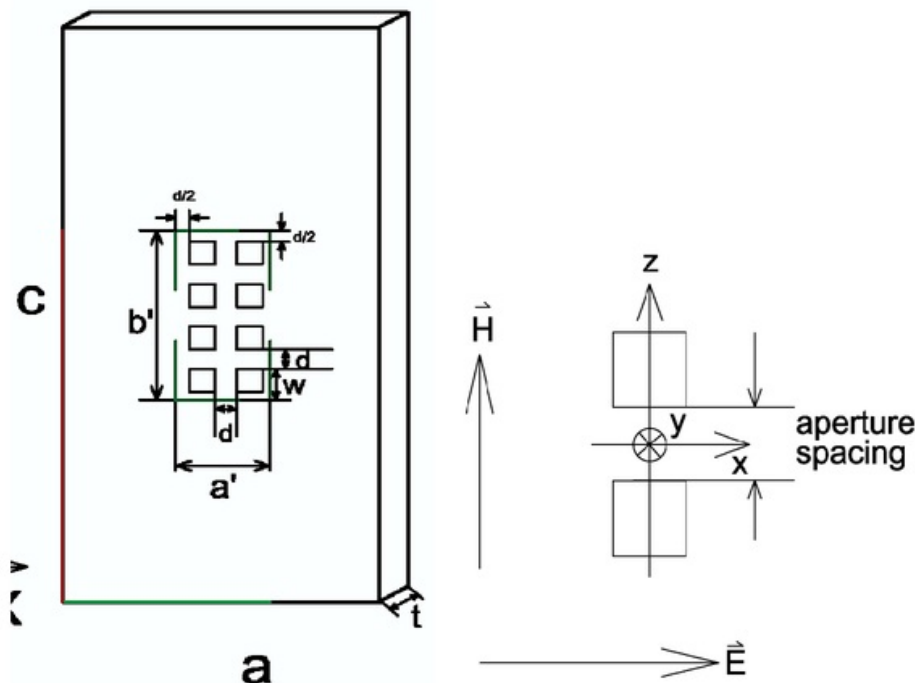
Slika 3.26 *SE* vrednosti kućišta sa šestougaonom grupom otvora za različite elevacione uglove.



Slika 3.27 Amplitude prve rezonancije za različite elevacione uglove.

3.2.3 Analiza grupe kvadratnih otvora

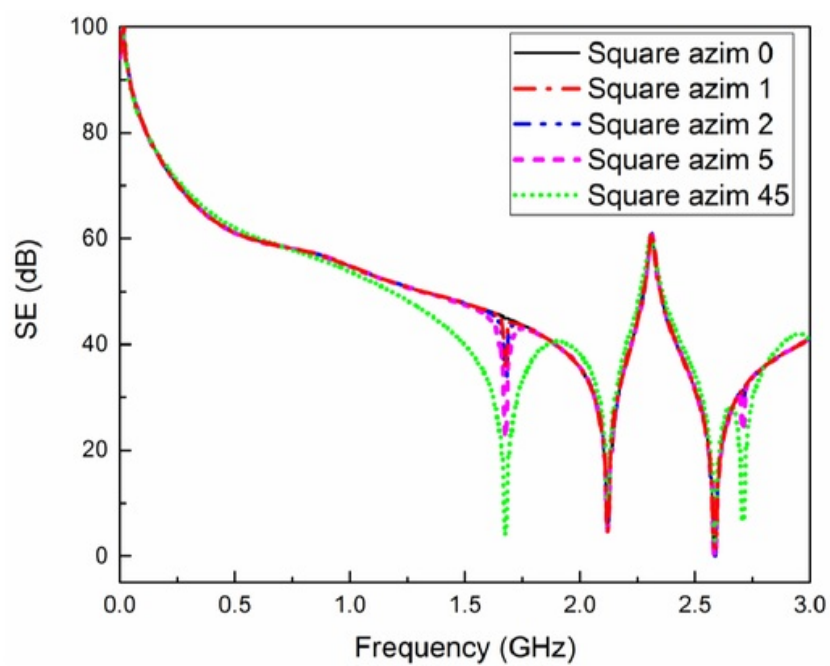
U nastavku je sprovedena analiza TLM modela sa kvadratnom grupom otvora. Model kućišta je istih dimenzija kao u prethodnoj analizi. Pokrivenost prednjeg zida sa otvorima je ista kao u prethodnoj analizi i iznosi 58.71%. Svi kvadratni otvori su isti sa stranicom $w = 11.317$ mm. Na slikama 3.24(a) i (b), respektivno, ilustrovani su prednji sa nizom kvadratnih otvora i međusobna udaljenost bilo koja dva kvadratna otvora.



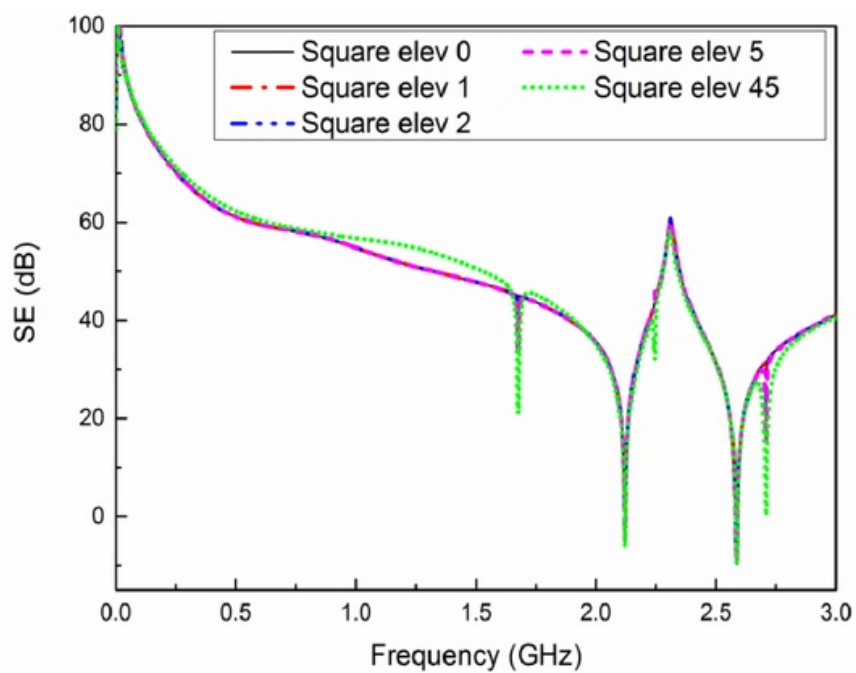
Slika 3.28 (a) Prednji zid sa kvadratnim air-ventom ($a' \times b'$), (b) Dva kvadratna otvora duž z -ose

Analiza je sprovedena za iste vrednosti malih uglova azimuta i elevacije kao i kad je kućište sa šestougaonom grupom otvora. Rezultati dobijeni za različite uglove azimuta i elevacije su upoređeni sa scenarijem kada je pobuda direktna i upravna na zid sa otvorima, što je ilustrovano na slikama 3.25 i 3.26, respektivno.

Očigledno je da su oblici SE kriva skoro indentični SE krivama okruglih i šestougaonih otvora. Rezonancije koje su pobuđene u kućištu sa kvadratnim *air-vent*-ovima, njihove frekvencije odgovarajućih modova i vrednosti amplituda, na rezonancijama, detaljno su prikazane u tabeli 3.7. Rezonantni mod TE_{111} se uspostavlja kod kvadratnih i šestougaonih oblika otvora samo za scenarije elevacionih uglova.



Slika 3.29 Krive *SE* kućišta sa kvadratnom grupom otvora za male uglove azimuta.



Slika 3.30 Krive *SE* kućišta sa kvadratnom grupom otvora za male uglove elevacija.

Tabela 3.10 Viši rezonantni modovi pobuđeni u kućištu sa kvadratnom grupom otvora

Mod	Kvadratna grupa otvora									
	Frekvencije rezonancije (GHz)		$SE(\text{dB}) - SE_0(\text{dB})$							
	Azimut	Elevacija	$Azimut[^\circ]$				$Elevacija[^\circ]$			
			1	2	5	45	1	2	5	45
TE_{011}	1.6752	1.6769	-9.09	-14.70	-22.52	-40.67	-2.50	-5.33	-11.72	-24.02
TM_{110}	2.1191	2.1191	0.00	0.01	0.03	3.00	-0.31	-0.31	0.26	10.53
TE_{111}	-	2.2467	-	-	-	-	-0.04	-0.24	-1.18	-8.80
TE_{112}	2.5841	2.5860	0.00	0.00	0.03	-2.95	0.00	0.00	0.00	0.00
TE_{013}	2.7073	2.7073	-0.76	-2.45	-7.54	-24.87	-2.85	-7.52	-13.58	-30.72

3.2.4 Uporedna analiza grupe okruglih, šestougaonih i kvadratnih otvora

U nastavku je data analiza SE karakteristika za tri različita oblika *air-venta*, kao što su: šestougaoni, kvadratni i okrugli, kada je pobuda oblikovani talas sa azimutom 5° . Na slici 3.27 upoređena su sva tri slučaja. Postaje jasno da scenario za kvadratne *air-vent*-ove ima približno 10 dB više SE nivoe karakteristike dobijene u poređenju sa druga dva scenarija. Šestougaoni otvor se može aproksimirati kao okrugli otvor istog poluprečnika, odnosno važi da je:

$$r_e = 0.9094 * l_{hex},$$

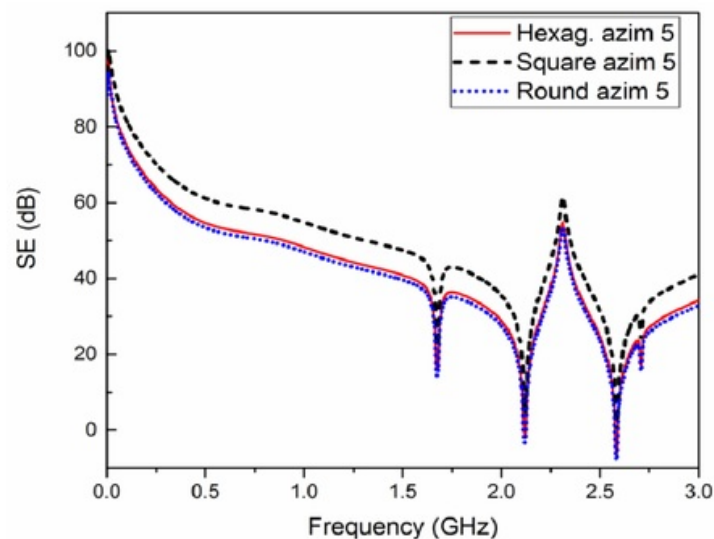
gde je r_e je ekvivalentni poluprečnik, dok je l_{hex} dužina strane šestougaonika.

Ova relacija je dobijena iz uslova iste pokrivenosti otvorima [42], što je i slučaj u ovim analizama pošto je pokrivenost prednjeg zida $cov = 58.71\%$ za bilo koji od modelovanih oblika otvora. Imajući u vidu ovu relaciju, može se shvatiti zašto okrugli i šestougaoni *air-vent*-ovi imaju jako slične nivoe SE kriva na celom frekvencijskom opsegu.

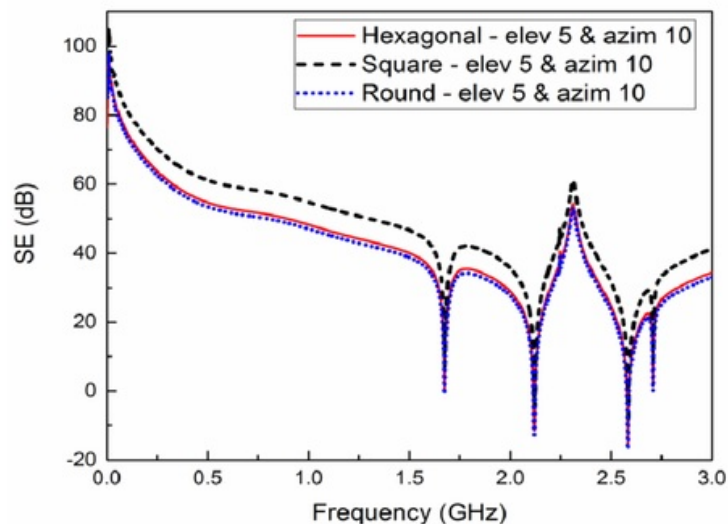
Sledeća analiza je urađena za oblikovani talas sa elevacijom 5° i uglom azimuta od 10° u odnosu na posmatrani model kućišta sa tri različita oblika *air-vent*-ova. Dobijene karakteristike odgovaraju superpoziciji odgovarajućih SE nivoea za uglove

elevacije i azimuta i prikazane su na slici 3.28. Scenario sa kvadratnom grupom otvora ima za oko 10 dB više nivoe SE u odnosu na SE nivoe heksagonalnih i okruglih otvora.

Može se zaključiti da analiziran model ima najbolju efikasnost za kvadratne oblike air-ventova pod istim uslovima u odnosu na okrugle i šestougaone air-ventove.



Slika 3.31 Krive SE kućišta za tri različita oblika air-venta, šestougaoni, kvadratni i okrugli, kada je pobuda oblikovani talas sa azimutom 5° .



Slika 3.32 Krive SE kućišta sa različitim oblicima air-venta, šestougaonim, kvadratnim i okruglim, pri oblikovanom talasu sa elevacijom 5° i azimutom 10° .

3.2.5 Zaključak

U ovom poglavlju analiziran je uticaj linearno polarizovanog oblikovanog talasa na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja kućišta. Analiza je pokazala da čak i male promene u azimutu i/ili elevaciji incidentnog talasa mogu izazvati dodatne rezonantne pojave u kućištu, što se odražava na smanjenje korisnog frekvencijskog opsega konkretnog metalnog kućišta. To je posledica uspostavljanja viših rezonatorskih TE i TM modova.

U praktičnim realizacijama zaštitnih kućišta ovo je od velikog značaja zato što spoljašni EM talasi i/ili EM smetnje nisu nužno upravni na kućište već dolaze pod slučajnim uglovima. Analiziran je uticaj na grupu okruglih, šestougaonih i kvadratnih otvora. Pokazano je da okrugli i šestougaoni otvori imaju veoma slične nivoe SE karakteristika, za razliku od kvadratnih čiji SE nivoi, pri istim uslovima, su viši za nekih 10 dB na celom frekvencijskom opsegu.

Nameće se zaključak da se veća efikasnost oklopljavanja ostvaruje kada se koriste grupe otvora sa kvadratnim oblikom. Rezultati iz ovog poglavlja su objavljeni na konferencijama [47] i [48].

4. NUMERIČKA ANALIZA UTICAJA MONOPOL I DIPOL ANTENE NA EFIKASNOST OKLOPLJAVANJA SA PRAVOUGAONIM OTVORIMA

4.1 Uvod

Laboratorijske tehnike za merenja efikasnosti kućišta zahtevaju adekvatnu mernu opremu i laboratorijski prostor (na pr. anehoičnu sobu), kao i već realizovan prototip kako sistema tako i oklopa da bi se izvršila merenja. Numeričke tzv. *full-wave* metode se nameću kao najbolji pristup budući da se njima mogu modelovati složene strukture različitih fizičkih i EM karakteristika u širokom frekvencijskom opsegu, ali i ispitati efekti primenjenih mera oklopljavanja sa EMC stanovišta još u fazi projektovanja sistema.

S obzirom da se u praktičnim realizacijama sprovođenje merenja efikasnosti oklopljavanja kućištem kao prijemni element koristi monopol ili dipol antena [28], u numeričkim tehnikama za modelovanje nekog kućišta bi trebalo uključiti aktivno prisustvo prijemne antene da bi se simulacijom što vernije predstavili rezultati merenja.

U literaturi je razmatrano prisustvo dipol antene u kućištu i efekat na nivo SE karakteristike u [49], [50], dok je monopol antena razmatrana u [40]. Korišćeni su analitički i numerički metodi [49], [50], [40]. Analitički model [22] je modifikovan tako da uključi pasivno prisustvo antene u kućištu [27]. U numeričkom modelu, SE se dobija direktnim očitavanjem nivoa polja u nekoj posmatranoj tački u okolini dipola [28] ili monopola [51], tako da je samo uzeto u obzir pasivno fizičko prisustvo antene unutar kućišta. U [49] prijemna dipol antena je uključena u numerički model kućišta, tako da se informacija o nivou SE kućišta dobija iz struje koja se indukuje na anteni na kojoj se nalazi merna tačka odnosno tačka u kojoj se ocenjuje SE oklopa. Ovaj način odgovara slučaju mernog postupka gde se indukovana struja prenosi koaksijalnim kablom do instrumenta koji prikazuje rezultate nekog merenja.

Takođe, u literaturi je razmatran uticaj kabla sa kojim je povezana prijemna dipol antena [12]. Numerički rezultati upoređeni su sa merenjima iz literature [23], koji su sprovedeni u EM anehoičnoj (gluvoj) sobi. Pokazano je da *SE* rezultati dobijeni na bazi indukovane struje u anteni daju nešto bolje slaganje sa rezultatima merenja, što je predstavljeno u [36]. Ovakav pristup omogućio je da se sprovede tačnija i detaljnija analiza uticaja dimenzija dipol antene na *SE* karakteristiku, kao i to da se lako uključi uticaj kablova [37] koji su neizbežni u postupku prilikom nekog memnog procesa.

U ovom poglavlju biće prikazani rezultati numeričkih analiza na primerima kućišta različitih dimenzija korišćenjem *TLM* metode koja je opisana u drugoj glavi. U prvom kućištu ispitivan je uticaj različitih dimenzija monopol antene na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja u funkciji od frekvencije. Upoređene su *SE* krive praznog kućišta i kućišta sa prijemnom monopol odnosno prijemnom dipol antenom. U drugom kućištu razmatran je uticaj prijemne monopol antene unutar kućišta u različitim pozicijama u odnosu na otvor na kućištu. Zatim su rezultati upoređeni sa analizom prijemne dipol antene u istim pozicijama unutar kućišta.

4.2 Modelovanje monopol antene u metalnom kućištu primenom TLM metoda

U merenjima je monopol antena veoma često zastupljena, a nešto ređe dipol antena. Stoga, veoma je važno izvršiti tačne numeričke analize koje se odnose na prisustvo prijemne monopol antene. Razmatran je uticaj monopola na karakteristiku *SE* dva kućišta različitih dimenzija. Rezultati su dobijeni numeričkom *TLM* metodom [6] koja je unapređena žičanim modelom [39], kako bi se uzeo u razmatranje uticaj prisustva antene. Monopol antena je modelovana kao žičani provodnik poluprečnika r i dužine l koji je povezan sa otpornikom R na zid zaštitnog kućišta. Napon na otporniku se izračunava na osnovu indukovane struje kroz monopol antenu.

Zapravo, numerički *TLM* model koji je kreiran za slučaj prijemne monopol antene unutar kućišta, potvrđen je najpre eksperimentalnim rezultatima iz literature [22]. Nakon verifikacije, istražen je uticaj različitih dužina i poluprečnika monopol antene na efikasnost oklopljavanja kućištem.

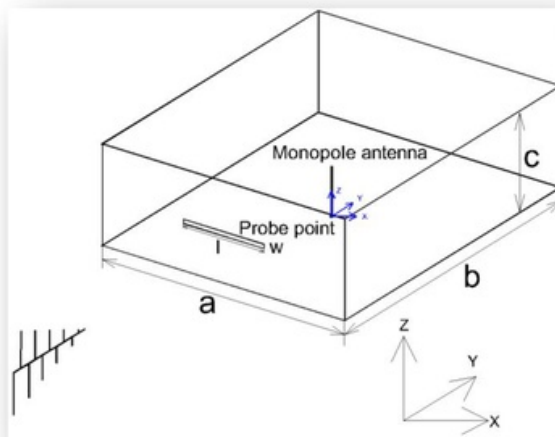
Zatim su rezultati kućišta sa monopolom upoređeni sa rezultatima kada je prazno kućište, kao i sa kućištem sa dipol antenom. Sve u cilju procene koja antena ima veći

uticaj na raspodelu EM polja unutar oklopa. Napravljena je uporedna analiza uticaja ovih antena i kada su u drugom kućištu postavljene u različitim pozicijama.

Za taj slučaj su analizirane prve tri rezonantne frekvencije kućišta.

4.3 Analiza prvog kućišta sa monopol antenom

Razmatrano je zaštitno metalno kućište dimenzija 300 mm x 300 mm x 120 mm koje je od aluminijuma debljine $t = 1.5$ mm. Na prednjoj strani ima pravougaoni prorez dimenzija 100 mm x 5 mm koji je simetrično postavljen u odnosu na centar prednjeg zida kućišta. To je prikazano na slici 4.1.



Slika 4.1 Pravougaono metalno kućište sa pravougaonim otvorom na prednjem zidu.

Prijemna monopol antena se nalazi na poziciji između centra kućišta i gornje strane njegovog zida. Geometrija i dimenzije kućišta su preuzete iz literature [1]. Tačka u kojoj se određuje nivo EM polja se nalazi u centru kućišta, odnosno na vrhu monopola. Monopol antena je modelovana kao žičani provodnik, dužine l i poluprečnika r . Povezana je na zid kućišta preko otpornika $R = 50 \Omega$ tako da predstavlja izlaz (port) analizatora mreže. Napon na otporniku se dobija izračunavanjem indukovane struje kroz monopol antenu. Kao pobuda koristi se ravanski talas vertikalno polarizovan u smeru z -ose. Kako bi TLM metodom što bolje bili predstavljeni debljina kućišta, oblik i veličina otvora, i monopol antena, koristi se TLM mreža sa finoćom od

20 ćelija po talasnoj dužini (20 cells/ λ). Efikasnost ovog kućišta je određivana u opsegu frekvencija od 0 do 2 GHz.

Izvršena je numerička analiza praznog kućišta u čijem središtu je određena njegova efikasnost. Ovaj slučaj se koristi kao referenti, i u odnosu na njega će se posmatrati koliko i kako prijemna monopol odnosno dipol antena utiče na *SE* karakteristiku kućišta.

Zatim je u centru istog kućišta postavljena veoma tanka prijemna monopol antena poluprečnika $r = 10^{-5}$ mm i dužine $l = 60$ mm.

Važno je istaći da je u slučaju praznog kućišta *SE* dobijeno na osnovu nivoa električnog polja direktno preuzetog iz tačke u prostoru u kojoj je postavljena sonda. Za razliku od ovog slučaja, *SE* karakteristika sa prijemnom monopol antenom dobija se kao proizvod modula indukovnog napona (proizvod modula indukovane struje u monopol anteni i vrednosti otpornika koji je vezan na kraju antene), u odsustvu i prisustvu kućišta; formula:

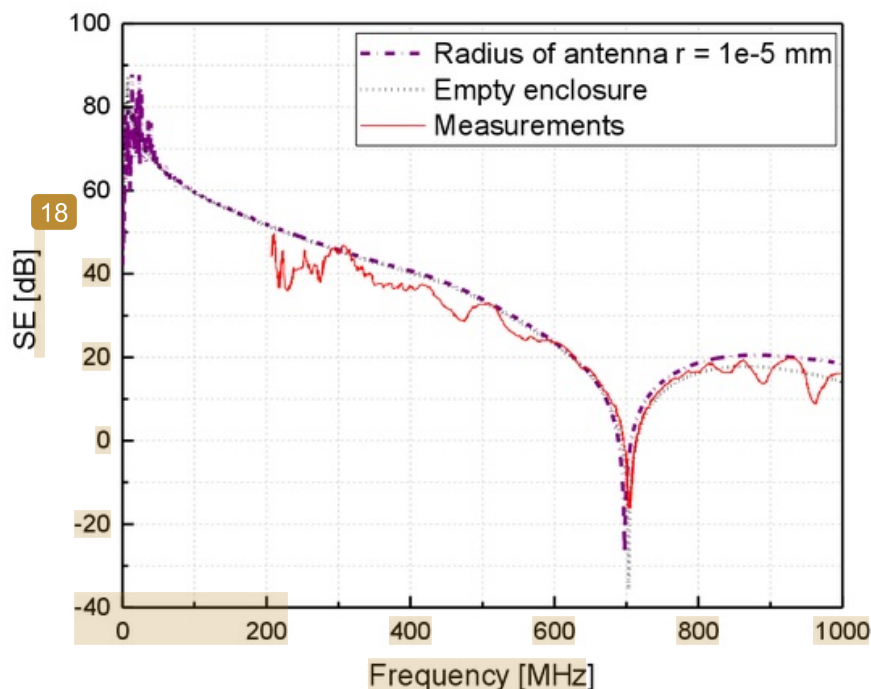
$$SE(f) = 20 \log_{10} \left| \frac{V_w^{\text{bez kucišta}}(f)}{V_w^{\text{sa kucistem}}(f)} \right|. \quad (4.1)$$

Na slici 4.2 može se videti odlično slaganje numeričkih rezultata za oba analizirana slučaja, što je očekivano s obzirom da je veoma tanka žica upotrebljena kao prijemna monopol antena, što je blisko slučaju praznog kućišta. Nivoi *SE* karakteristika su skoro identični sve do prve frekvencije rezonancije, nakon čega se krive malo razlikuju.

Na istoj slici, ove *SE* karakteristike su upoređene sa rezultatima merenja iz literature [22]. Eksperimentalni rezultati su izmereni u frekvenzijskom opsegu od 200 MHz do 1 GHz.

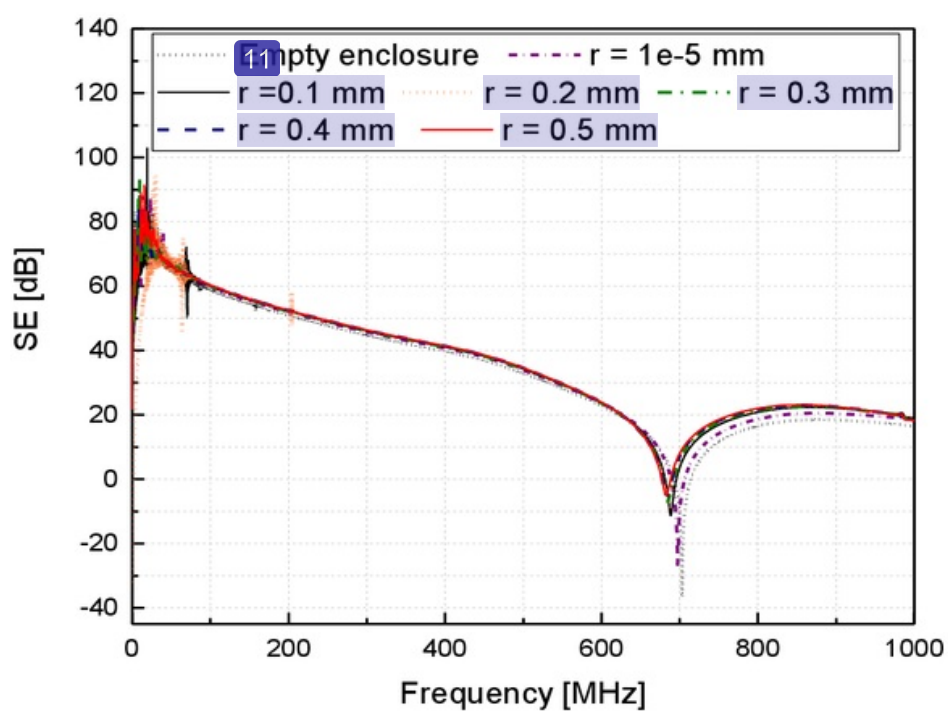
Može se primetiti da su numerički rezultati u dobrom slaganju sa eksperimentalnim, izuzev na rezonantnoj frekvenciji na kojoj se uočava malo odstupanje posebno za slučaj sa veoma tankom monopol antenom. Treba naglasiti da u primerima iz literature vezanim za merenja [22] nisu dati svi podaci u vezi sa poluprečnikom i dužinom prijemne monopol antene, kao i informacije o materijalu od koga je napravljeno kućište.

Rezultati prikazani na slici 4.2 potvrđuju tačnost numeričkog modela kućišta sa prijemnom monopol antenom.

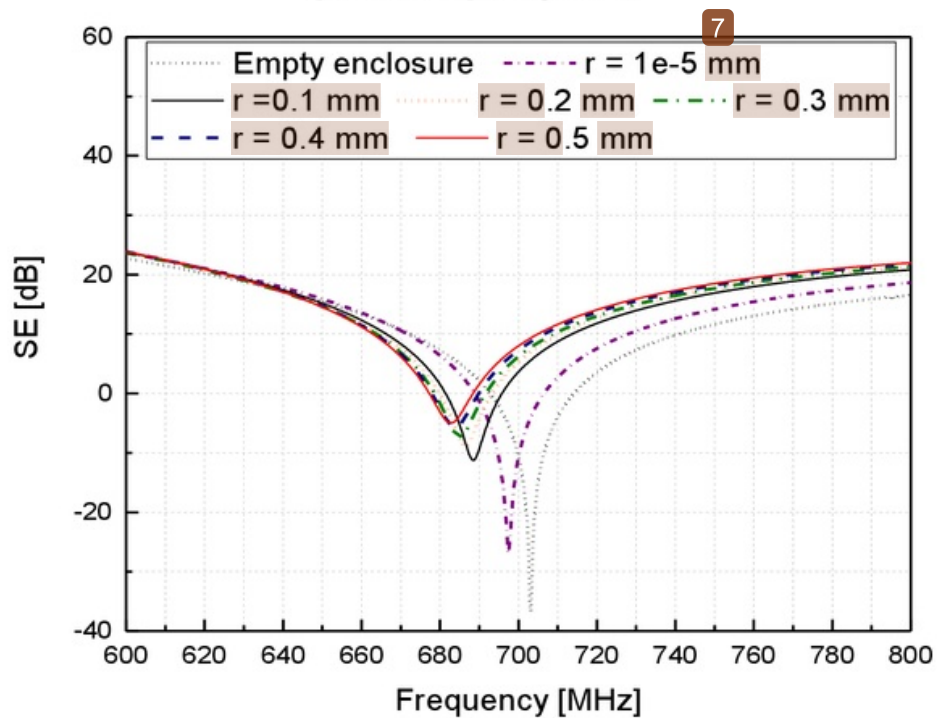


Slika 4.2 SE kućišta sa monopol antenom upoređeni sa slučajem praznog kućišta i merenjima [22]

U nastavku su prikazani rezultati SE nivoa kućišta sa stanovišta različitih poluprečnika monopol antene. Dužina antene je $l = 60$ mm. Što je veći radijus monopola, rezonantna frekvencija se pomera prema nižim frekvencijama, kako se vidi na slici 4.3 i slici 4.4 na kojoj je uvećana oblast u okolini prve rezonancije. Sa povećanjem poluprečnika monopola, nivo SE se povećava. Vrednosti SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji koje odgovaraju debljinama monopola date su u tabeli 4.1. Za razliku od ostalih, antena sa poluprečnikom $r = 10^{-5}$ mm ima vrednost rezonantne frekvencije veoma blizu rezonanciji praznog kućišta.



Slika 4.3 Uticaj različitih poluprečnika monopol antene dužine $l = 60$ mm na SE nivo kućišta upoređen sa SE praznog kućišta.



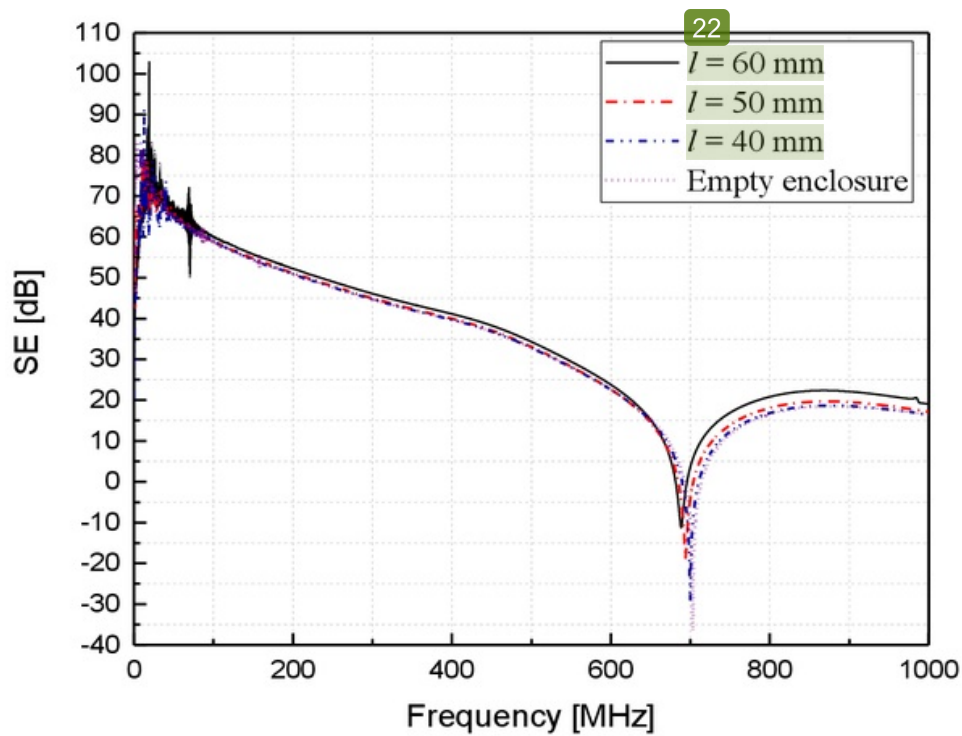
Slika 4.4 Uporedni vrhovi prve rezonantne frekvencije SE krivih za različite poluprečnike monopol antene dužine $l = 60$ mm

Tabela 4.1 Rezonantne frekvencije i odgovarajući *SE* nivoi za slučaj praznog kućišta i kućišta sa monopol antenom dužine $l = 60$ mm i različitim poluprečnika

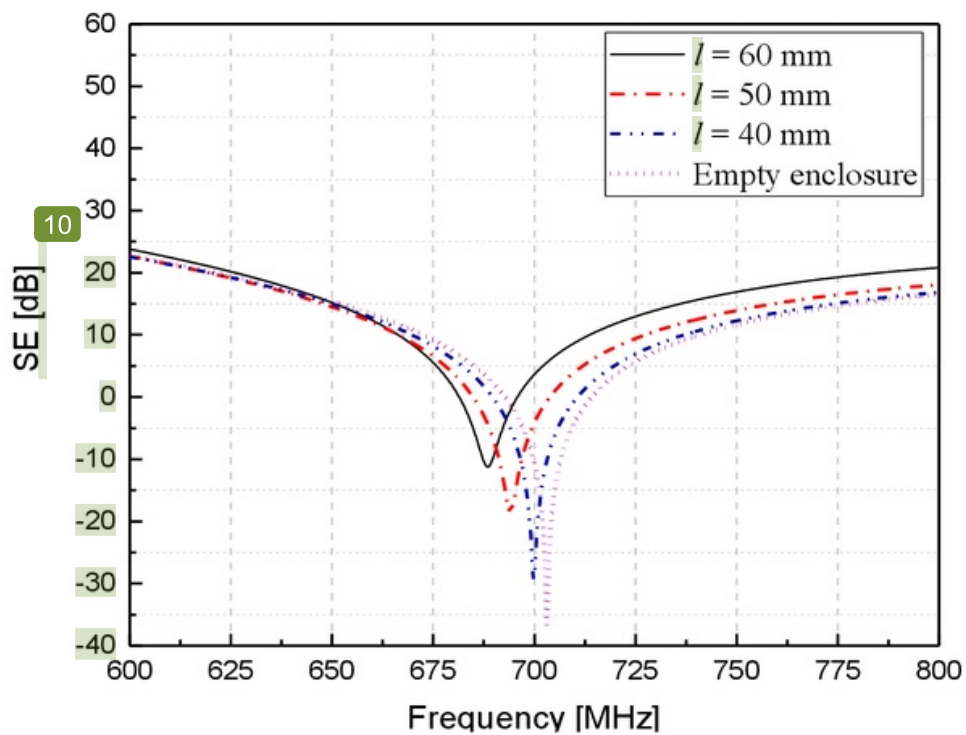
Poluprečnik monopol antene [mm]	Rezonantna frekvencija [MHz]	<i>SE</i> [dB]
Prazno kućište	703.059	-35.822
10^{-5}	697.480	-26.945
0.1	688.496	-11.238
0.2	686.501	-8.838
0.3	685.056	-7.438
0.4	683.876	-5.699
0.5	682.818	-4.989

Takođe, razmatran je uticaj različitih dužina monopol antena pri konstantnom poluprečniku $r = 0.1$ mm na *SE* nivoe. Na slikama 4.5 i 4.6 prikazano je kako se, kada se smanjuje dužina antene, smanjuje i *SE* nivo, dok se rezonantna frekvencija pomera prema višim vrednostima frekvencija.

Vrednosti *SE* nivoa na rezonantnoj frekvenciji su prikazane u tabeli 4.2. Može se primetiti da kraća antena ima višu rezonantnu frekvenciju, tako da je njihov uticaj na rezonanciju kućišta manji u poređenju sa dužom antenom.



Slika 4.5 Uticaj različitih dužina monopol antene poluprečnika $r = 0.1 \text{ mm}$ na SE nivo kućišta upoređen sa SE praznog kućišta.



Slika 4.6 Uporedni vrhovi prve rezonantne frekvencije SE krivih za različite dužine prijemne monopol antene poluprečnika $r = 0.1 \text{ mm}$

Tabela 4.2 *SE* nivoi na rezonantnim frekvencijama za prazno kućište i kućišta sa različitim dužinama prijemne monopol antene

Dužina monopol antene [mm]	Rezonantna frekvencija [MHz]	<i>SE</i> [dB]
Prazno kućište	703.059	-36.732
40	699.837	-29.246
50	694.078	-18.951
60	688.496	-11.238

Sa povećanjem dužine i poluprečnika monopol antene uočava se izvesno ponašanje rezonantne frekvencije prema određenom pravilu koje se može objasniti pomoću perturbacione teorije [18]. Kada se u rezonatorsku šupljinu ubaci neko telo određene zapremine, ono će uticati da se rezonantna frekvencija pomeri prema nižim vrednostima u odnosu na slučaj praznog rezonatora. Vrednost pomeraja rezonantne frekvencije zavisi od odnosa zapremine tela ubačenog u rezonator i same zapremine rezonatora [18].

Može se zaključiti da, sa povećanjem zapremine antene unutar zaštitnog kućišta, biva sve izraženiji ovaj pomeraj. Takođe, promena dimenzija antene utiče na njenu impedansu, što će imati uticaja na raspodelu nivoa EM polja, kao i na nivo *SE* kućišta.

Kako pokazuju prethodno prikazani rezultati, prisustvo antene treba uzeti u obzir kada se određuje rezonantna frekvencija i nivo *SE*. Naročito u okolini frekvencijskog opsega rezonancije samog kućišta gde nivo *SE* može imati nisku ili negativnu vrednost (kao u ovom slučaju). To pokazuje slabu zaštitu oklopljavanja odnosno povećanje EM polja na tim frekvencijama.

U praktičnim primenama, oklopljena elektronska kola ili sistem nema prijemnu antenu za određivanje *SE*, tako da bi trebalo korigovati rezultate kako bi se procenile stvarne zaštitne karakteristike kućišta.

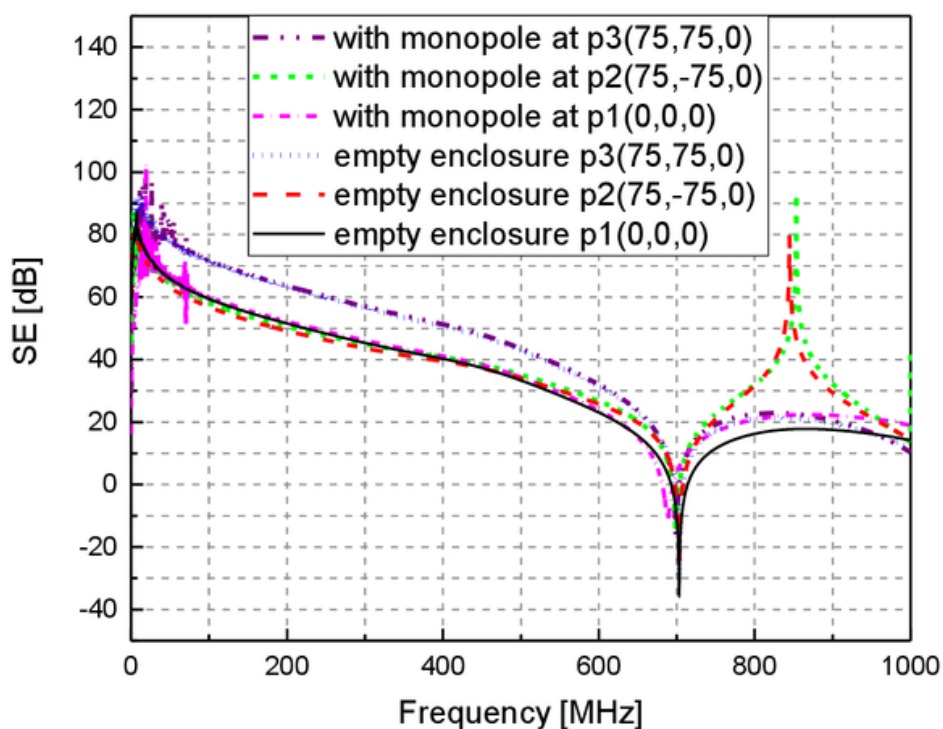
Sledeća analiza je sprovedena za isto kućište ali za različite pozicije monopol antene dužine $l = 60$ mm, poluprečnika $r = 0.1$ mm. Kako bi se detektovao nivo EM

polja, antena je povezana na unutrašnjost gornjeg zida kućišta, xy zid, u trima različitim tačkama: tačka $p_1(0,0,0)$ mm (centar kućišta), tačka $p_2(75,-75,0)$ mm i tačka $p_3(75,75,0)$ mm. Tačke p_2 i p_3 su simetrične u odnosu na p_1 . Tačka p_2 je bliža zidu sa otvorom u odnosu na p_3 .

Na slikama 4.7 i 4.8 prikazani su slučajevi praznog kućišta analiziranog u ovim tačkama.

Nivoi SE karakteristika određeni su na osnovu nivoa EM polja u prostoru u spomenutim tačkama i za te slučajeve rezonantna frekvencija ima istu vrednost. Međutim, nivoi SE u ovim tačkama se međusobno razlikuju, što je i očekivano. U slučaju monopol antene, odgovarajuće krive u tačkama p_2 i p_3 prate oblik SE krive za slučaj praznog kućišta u istim tačkama, dok je pomeraj rezonancije manji nego kod SE krive u tački p_1 . Tabela 4.3 prikazuje numeričke vrednosti relevantnih rezonantnih frekvencija, kao i njihovih apsolutnih i relativnih pomeraja.

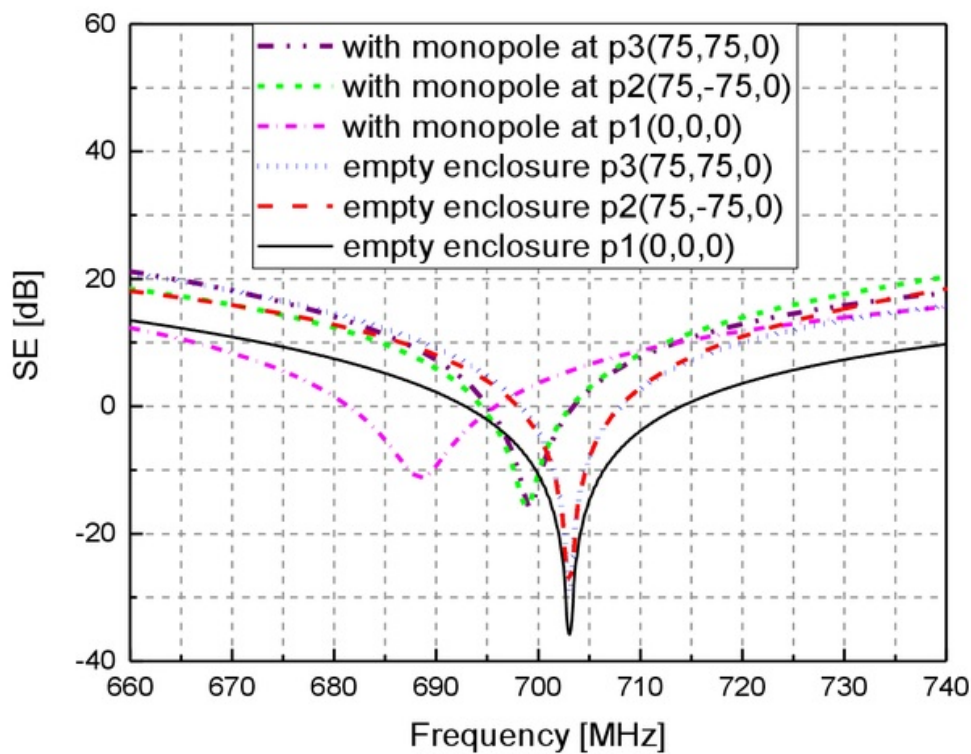
Može se zaključiti da uticaj monopol antene na nivo SE kućišta i na položaj frekvencije rezonancije strogo zavisi od pozicije antene i raspodele EM polja koje se uspostavlja unutar kućišta.



Slika 4.7 Uporedne SE krive za kućište sa i bez monopol antene u različitim mernim pozicijama.

Tabela 4.3 Frekvencija rezonancija praznog kućišta i kućišta sa monopol antenom u različitim pozicijama mernih tačaka

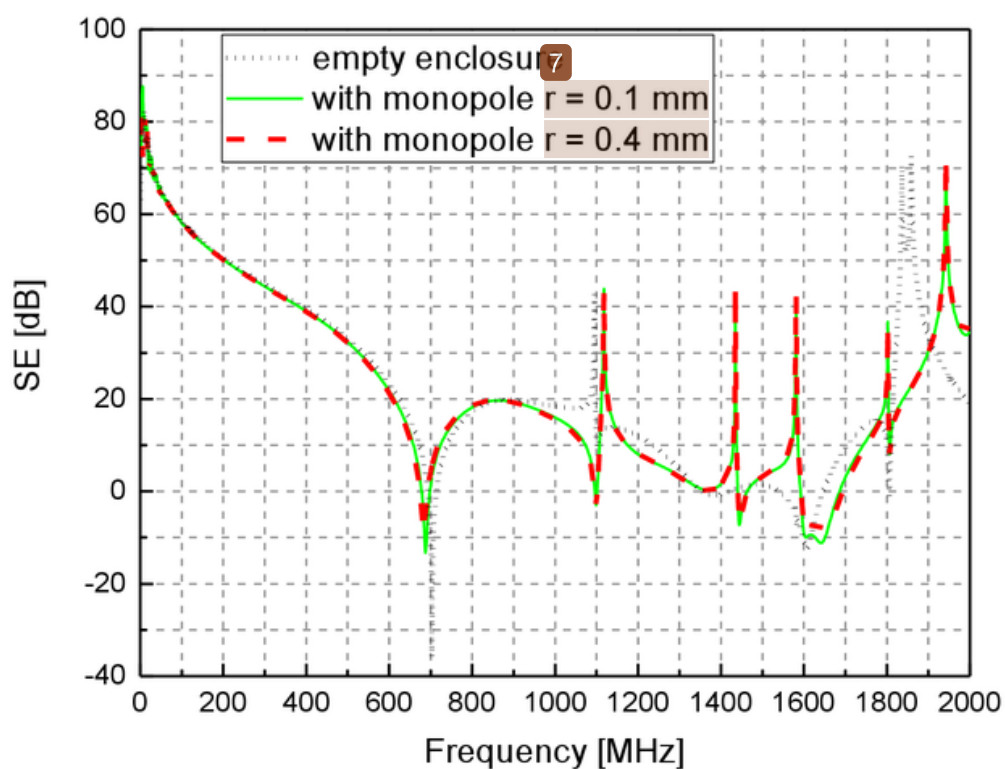
Kućište sa monopol antenom	Frekvencija rezonancije [MHz]		Δf [MHz]	$\frac{\Delta f}{f_{r_praznog}}$ [%]
	$f_{r_praznog}$	$f_{r_monopol}$		
$p_1(0,0,0)$	703.059	688.496	14.563	2.071
$p_2(75,-75,0)$	703.058	698.968	4.090	0.582
$p_3(75,75,0)$	703.059	699.183	3.876	0.551



Slika 4.8 Uporedni vrhovi frekvencija rezonancija za SE krive kućišta sa i bez monopol antene u različitim mernim pozicijama.

Izvršen⁷ je uporedna analiza monopol antene dužine $l = 60$ mm različitih poluprečnika, $r = 0.1$ mm i $r = 0.4$ mm unutar kućišta, u širem frekvencijskom opsegu do 2 GHz kako bi se videle i ostale frekvencije rezonancija. Nivoi SE su određeni u centru kućišta (tačka p_1).

Na slici 4.9 vidi se dobro slaganje iako je za slučaj antene poluprečnika $r = 0.4$ mm prva rezonantna frekvencija pomerenjena za 5 MHz prema nižim vrednostima u poređenju sa slučajem tanjeg poluprečnika. Druga frekvencija rezonancije je ista za oba razmatrana slučaja, ali je vrednost SE na toj frekvenciji rezonancije nešto viša za scenario tanjeg poluprečnika nego za scenario debljeg. To je prikazano u tabeli 4.4. Vrednost treće frekvencije rezonancije je slična za oba monopola, dok je frekvencijski pomeraj nešto izraženiji u poređenju sa slučajem praznog kućišta. Što se tiče SE nivoa oni variraju oko 0.5 dB za scenarije sa monopolima.



Slika 4.9 Uporedne *SE* karakteristike kućišta sa različitim poluprečnicima monopol antena i dužinom $l = 60$ mm.

Tabela 4.4 Vrednosti nivoa *SE* za prve tri frekvencije rezonancija različitih poluprečnika monopola u kućištu i praznog kućišta

	Metalno kućište (300 x 300 x 120) mm	Frekvencija rezonancije [MHz]	<i>SE</i> (fres) [dB]
f_{res_1}	Prazno	703.059	-36.732
	sa monopolom 0.1 mm	688.496	-13.268
	sa monopolom 0.4 mm	683.876	-8.754
f_{res_2}	Prazno	1101.000	9.404
	sa monopolom 0.1 mm	1099.000	-2.966
	sa monopolom 0.4 mm	1099.000	-3.554
f_{res_3}	Prazno	1608.000	-12.281
	sa monopolom 0.1 mm	1444.000	-7.273
	sa monopolom 0.4 mm	1446.000	-6.660

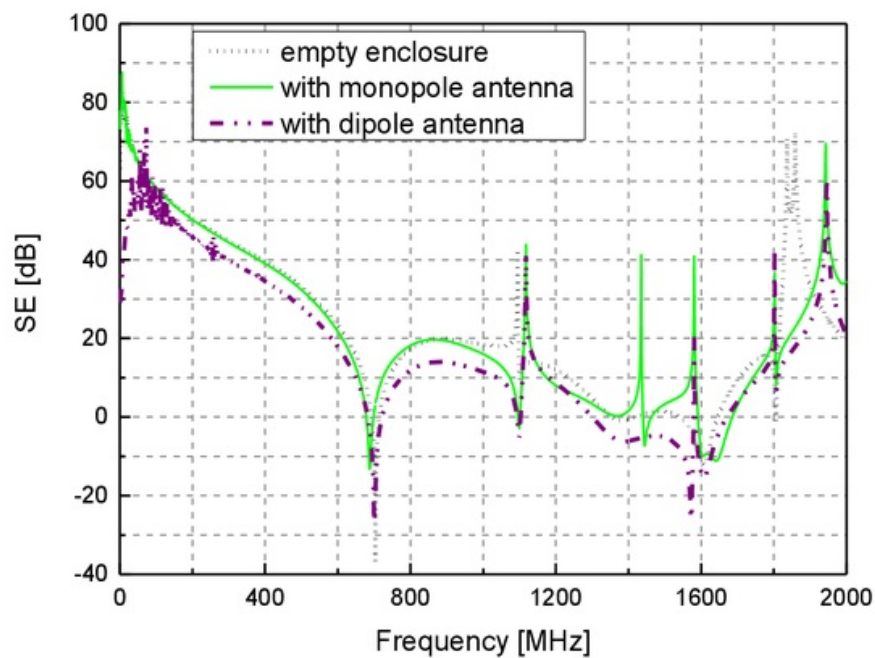
4.3.1 Uporedna analiza kućišta sa monopolom i dipol antenom

Efekti različitih dužina i poluprečnika monopol antena na nivo SE i pozicije frekvencije rezonancije, u skladu sa dosadašnjim analizama izraženiji su u poređenju sa kućištem u kome je razmatrana dipol antena [51], [52]. Stoga, razmatrani su sledeći slučajevi: prazno kućište, kućište sa monopol i kućište sa dipol antenom.

Dobijeni rezultati su upoređeni i predstavljeni na slici 4.10.

U TLM modelu dipol antena je modelovana pomoću dva međusobno razdvojena žičana provodnika, poluprečnika $r = 0.1$ mm i dužine $l = 30$ mm, koji su orijentisani u smeru z -ose. Napon koji se indukuje između dva provodnika dipola u centralnoj tački kućišta proračunava se iz struje koja se indukuje kroz dipol antenu i otpornik, koji je jednak impedansi porta analizatora mreže. Karakteristika SE se izračunava na osnovu jednačine (4.1). Vrednost SE se proračunava iz logaritamskog odnosa električnog polja (za slučaj praznog kućišta) ili indukovano napona (za slučajeve sa antenama) u odsustvu i prisustvu kućišta u istoj posmatranoj tački p_1 .

Numerička analiza je urađena za frekvencijski opseg do 2 GHz. Dobijene SE krive koje odgovaraju slučaju sa monopolom i praznog kućišta imaju veoma dobro slaganje sve do 1 GHz, nakon čega, na visokim frekvencijama SE nivoi se razlikuju zbog uticaja samog kućišta na karakteristike antena.



Slika 4.10 SE krive praznog kućišta i kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 60 mm.

Prijemna dipol antena koja se koristi za merenja *SE* u nekom kućištu je simetrična struktura u odnosu na monopol antenu koje je nesimetrična. Stoga, ove antene svojim prisustvom utiču na prostiranje EM polja unutar kućišta na različite načine. Konsekventno, oblici *SE* krivih se razlikuju. Teorijski, za istu fizičku dužinu obe vrste antena, frekvencija rezonancije monopola je polovina frekvencije koja odgovara dipol anteni, usled toga što je dužina monopola jednaka $\lambda/4$, dok je dužina dipola jednaka $\lambda/2$.

Četvrt-talasna monopol antena koja u svojoj osnovi ima izvor koji je pobuđen i kada je monopol postavljen na provodnu uzemljenu ravan, emitovaće isti dijagram zračenja u oblasti iznad uzemljene ravni kao i dipol antena u slobodnom prostoru. Provodna ravan, prema teoriji ogledanja može se zameniti $\lambda/4$ monopolom. Međutim, monopol jedino može zračiti iznad provodne ravni. Stoga, ukupna izračena snaga monopol antene jednaka je polovini ukupne izračene snage ekvivalentnog dipola.

Treba primetiti da otpornost zračenja polu-talasnog dipola u slobodnom prostoru iznosi $R_r = 73.14\Omega$ dok je otpornost zračenja četvrt-talasne monopol antene $R_r = 36.57\Omega$ [53]. Međutim, kada se monopol antena postavi u oklopljeno kućište,

otpornost zračenja se menja u zavisnosti od njene udaljenosti od uzemljine (provodne) ravni kućišta [53].

Na sledećem primeru pokazuje se ova pojava. Za istu dužinu monopola i dipola u slobodnom prostoru, kada je $l = 60$ mm, antene rezoniraju na frekvencijama 1.25 GHz i 2.5 GHz, respektivno. U slučaju kada je frekvencija rezonancije ovih antena blizu frekvencije rezonancije samog kućišta, ove karakteristike antena značajno utiču i na vrednost frekvencije rezonance kućišta i vrednost nivoa SE . Upoređivanjem praznog kućišta i ofseta rezonantne frekvencije zbog prisustva monopol ili dipol antene u kućištu uočava se da rezonantni ofset nije isti za obe antene.

Na slici 4.10 se može uočiti da u poređenju sa vrednošću rezonantne frekvencije praznog kućišta, prva rezonantna frekvencija je pomerena za 16 MHz u slučaju monopola u kućištu, dok je u slučaju dipola pomerena za 2 MHz. Štaviše, može se primetiti da u poređenju sa praznim kućištem rezultati dobijeni za dipol imaju nešto lošije slaganje sve do 1 GHz, za razliku od monopol antene. Ipak, rezultati dipol antene bolje prate oblik SE krive praznog kućišta na višim frekvencijama.

Međutim, kada se pogleda druga rezonantna frekvencija praznog kućišta, frekvencijski pomeraji obeju antena su svega nekoliko MHz. U tabeli 4.5 date su prve tri frekvencije rezonancija i vrednosti SE nivoa na tim frekvencijama. Na trećoj rezonantnoj frekvenciji javlja se izraženiji pomeraj, naročito za slučaj monopola. Upravo zbog same rezonancije monopola (1.25 GHz), dolazi do intenzivne sprege monopola sa EM poljem i modovima koji se uspostavljaju u kućištu. Na višim frekvencijama, SE kriva ima dodatne vrhove koji odgovaraju višim nivoima SE , usled niskih vrednosti EM polja unutar kućišta, što se može primetiti za oba scenarija antena, što nije slučaj za scenario praznog kućišta.

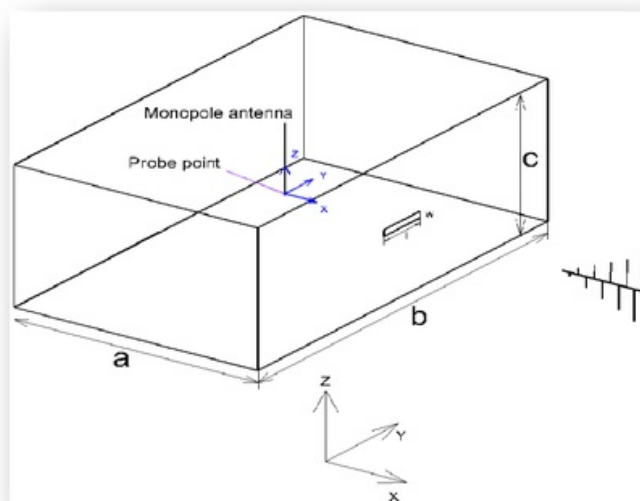
Tabela 4.5 Vrednosti nivoa *SE* za prve tri rezonantne frekvencije praznog kućišta u poređenju sa slučajevima različitih prijemnih antena

	Metalno kućište (300 x 300 x 120) mm	Frekvencija rezonancije [MHz]	<i>SE</i>(fres) [dB]
<i>fres₁</i>	Prazno	703.059	-36.732
	Sa dipol antenom	701.168	-26.806
	Sa monopole antenom	688.035	-13.269
<i>fres₂</i>	Prazno	1101.000	9.404
	Sa dipol antenom	1099.000	-5.303
	Sa monopol antenom	1099.000	-2.966
<i>fres₃</i>	Prazno	1608.000	-12.281
	Sa dipol antenom	1572.000	-25.972
	Sa monopol antenom	1444.000	-7.273

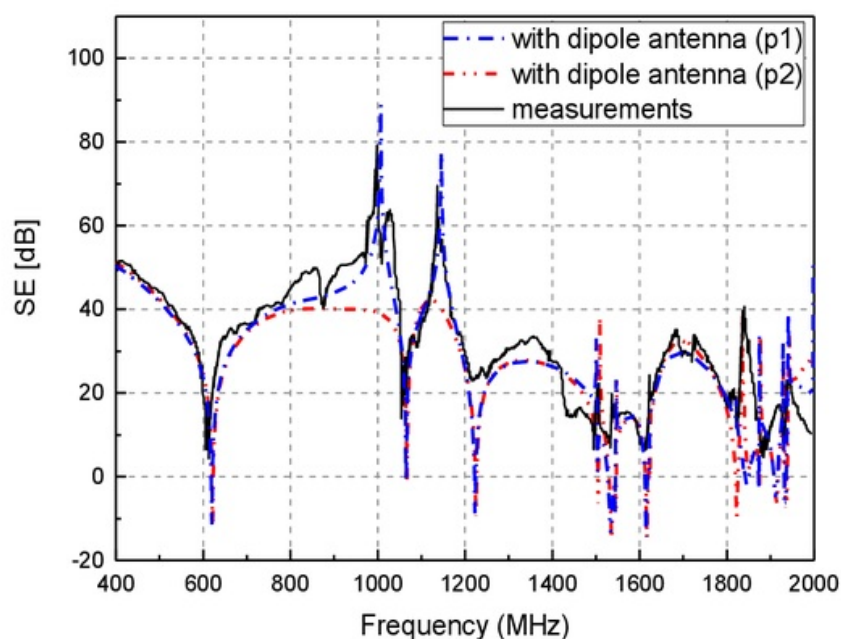
4.4 Analiza drugog kućišta

U ovom poglavlju, prizazuje se analiza metaln²⁹ kućišta pravougaonog oblika, kakvo je prikazano na slici 4.11. Dimenzije kućišta su 300 mm x 400 mm x 200 mm sa jednim pravougaonim otvorom 50 mm x 10 mm koji je postavljen simetrično oko centra prednjeg zida. Debljina svih zidova kućišta je $t = 2$ mm. Frekvencijski opseg od interesa za analizu je od 400 MHz do 2 GHz. Karakteristike kućišta, kao što su njegova geometrija, dimenzije, oblik aperture, izvor pobude, kao i izlazna tačka u kojoj se računa SE kućišta, preuzete su iz literature [23].

Monopol i dipol antene su modelovane kao u prethodnoj poglavlju sa tom razlikom što je sada dužina svake antene $l = 100$ mm, zbog dimenzija kućišta duž z -ose. Ove antene su postavljane bilo levo bilo desno u odnosu na sredini kućišta duž x -ose, u zavisnosti od koordinata tačaka u kojima se vrši analiza.



Slika 4.11 Pravougaono zaštitno metalno kućište sa jednim pravougaonim otvorom pobuđeno direktnim incidentnim ravanskim talasom vertikalno polarizovanim.

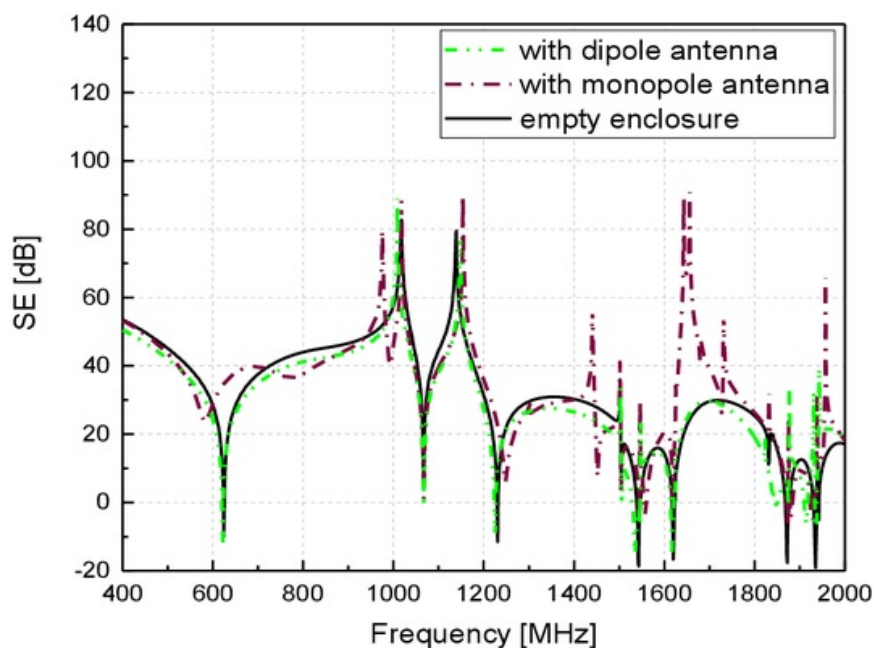


Slika 4.12 Uporedne *SE* krive metalnog kućišta sa dipol antenom određene u tačkama p_1 i p_2 , i merenja [23].

Analiza karakteristika oklopljavanja je sprovedena u tačkama $p_1(155,200,100)$ mm i $p_2(145,200,100)$ mm. Tačke u kojima se vrši određivanje nivoa efikasnosti oklopljavanja, p_1 i p_2 , pomaknute su 5 mm desno i levo u odnosu na centar kućišta, respektivno. Tačka p_1 je bliža zidu sa otvorom, dok se tačka p_2 nalazi nasuprot zida sa otvorom. Na slici 4.12 upoređeni su rezultati dobijeni TLM metodom sa merenjima iz literature [23]. Može se primetiti da postoji zadovoljavajuće slaganje između izmerenih rezultata i onih dobijenih TLM metodom u tačkama p_1 i p_2 . Posebno treba istaći da su slaganja još bolja između merenja i rezultata dobijenih u tački p_1 .

Analiza rezultata za sva tri scenarija kućišta određena u tački p_1 data je na slici 4.13. Sa perspektive nivoa *SE*, uočava se veoma dobro slaganje između svih triju scenarija sve do frekvencije 1.4 GHz. Prva rezonantna frekvencija kućišta koja odgovara modu prostiranja TE_{110} , a koja se može izračunati analitički [18], je $f_{110} = 625$ MHz. Prva frekvencija na kojoj rezonira prazno kućište, dobijena numerički, iznosi 624 MHz. Izuzev prve rezonance, može se primetiti da se ostale rezonantne frekvencije veoma dobro slažu. Takođe, na prvoj rezonanciji može se videti da rezultati kućišta bez antene i sa dipol antenom odgovaraju jedan drugome, za razliku od slučaja sa monopol antenom gde je pomeraj u levo za 41 MHz, dok je za dipol pomerena svega 2 MHz.

Može se primetiti da je zato *SE* nivo koji je dobijen za monopol antenu na prvoj rezonanciji 33.664 dB viši u odnosu na nivo u praznom kućištu. Vrednosti *SE* nivoa za prve tri rezonancije kao i same vrednosti rezonancija za sva tri scenarija kućišta date su u tabeli 4.6. Karakteristike *SE* krivih, bilo za kućište sa dipol ili monopol antenom, uglavnom prate oblik *SE* krive praznog kućišta, ali se mogu uočiti dodatni vrhovi sa znatno visokim vrednostima *SE* i to na višim frekvencijama posmatranog frekvencijskog opsega.

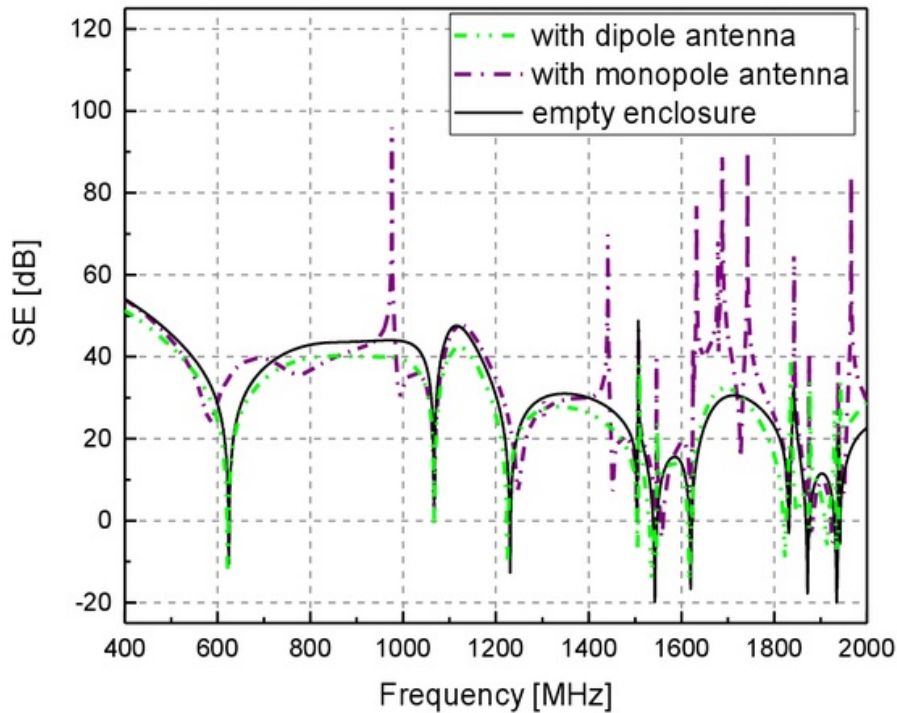


Slika 4.13 Nivo *SE* praznog kućišta u poređenju sa slučajevima kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 100 mm, izračunatim u tački p_1 .

Dalje, sprovedena je analiza za scenarije bez i sa antenama istih karakteristika kao u prethodnom primeru, s tom razlikom da je pozicija monitoringa u tački p_2 . Uporedene su *SE* krive ovih scenarija i prikazane su na slici 4.14.

Može se primetiti da postoji veoma dobro slaganje na svim frekvencijama između praznog i kućišta sa dipolom. U slučaju monopol antene javlja se značajno visok nivo efikasnosti kućišta na posmatranom frekvencijskom opsegu, naročito na prvoj frekvenciji rezonancije. Na svim ostalim frekvencijama rezonancija, sva tri analizirana

slučaja pokazuju slično ponašanje u smislu SE vrednosti i vrednosti frekvencija rezonancija, kao što je već zaključeno za sliku 4.13.



Slika 4.14 Nivo SE praznog kućišta u poređenju sa slučajevima kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 100 mm, izračunatim u tački p_2 .

U tabeli 4.6, za tačku p_2 , druga i treća rezonantna frekvencija na 1068 MHz i 1231.107 MHz odgovara TE_{210} i TE_{130} modovima kućišta, respektivno. Slično prethodnim primerima, još jedan scenario je analiziran, samo je sada monitoring tačka p_3 (105, 200, 100) mm. Tačka p_3 se nalazi 45 mm levo od centra kućišta duž x -ose, nasuprot zidu koji je perforiran. Ova tačka je izabrana da se razmotri kako vrsta antene utiče na varijaciju raspodele EM polja prilikom pomeranja monitoring tačke u kojoj se računa SE karakteristika oklopljavanja.

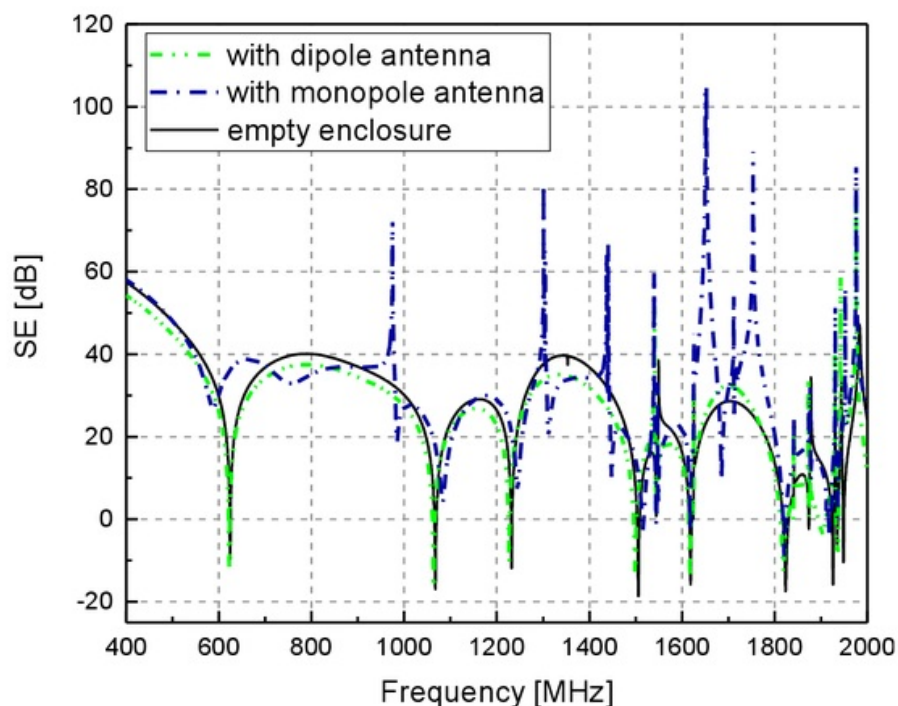
Rezultati analize su ilustrovani na slici 4.15. SE karakteristike praznog i kućišta sa dipolom se podudaraju. Sa jedne strane, na frekvencijama rezonancija rezultati za sva tri scenarija kućišta se prilično slični, osim na prvoj frekvenciji rezonancije na kojoj monopol ima najveću SE vrednost i pomerena je prema nižim frekvencijama. Sa druge strane, za frekvencije koje su daleko od frekvencija rezonancija, oblici SE karakteristika

monopola i dipola se u dobroj meri razlikuju. Zato se javljaju veoma visoki pikovi u slučaju monopol antene.

Interesantno je primetiti da se u svim monitoring tačkama u kojima se određivala *SE* karakteristika primećuje da se nivoi *SE* obeju antena dosta lepo slažu u opsegu od 1 GHz do 1.2 GHz, što se jasno može videti na slikama 4.13 - 4.15.

Tabela 4.6 Vrednosti *SE* nivoa za prve tri rezonantne frekvencije u različitim tačkama za scenarije sa monopol i dipol antenom upoređene sa praznim kućištem

Tačka	Frekvencija rezonancije [MHz]	Metalno kućište (300 x 400 x 200) mm	Frekvencija [MHz]	SE (<i>fres</i>) [dB]
P ₁	<i>fres</i> ₁	Dipol	622	-11.887
		Monopol	583	23.599
		prazno	624	-10.065
	<i>fres</i> ₂	Dipol	1067	-1.145
		Monopol	1067	1.1012
		prazno	1067	5.081
	<i>fres</i> ₃	Dipol	1225	-9.370
		Monopol	1248	6.082
		prazno	1231	-11.519
P ₂	<i>fres</i> ₁	Dipol	622	-11.858
		Monopol	583.5	23.884
		prazno	624.3	-10.629
	<i>fres</i> ₂	Dipol	1067	-1.406
		Monopol	1067	1.422
		prazno	1066.7	4.364
	<i>fres</i> ₃	Dipol	1225	-9.548
		Monopol	1248.3	6.528
		prazno	1230.6	-12.727
P ₃	<i>fres</i> ₁	Dipol	622.3	-11.716
		Monopol	587.8	26.986
		prazno	624.4	-9.643
	<i>fres</i> ₂	Dipol	1063.9	-16.526
		Monopol	1083.4	4.225
		prazno	1067.5	-16.925
	<i>fres</i> ₃	Dipol	1226.6	-10.425
		Monopol	1245	6.297
		prazno	1232.1	-11.903



Slika 4.15 Nivo *SE* praznog kućišta u poređenju sa slučajevima kućišta sa različitim antenama poluprečnika 0.1 mm i dužine 100 mm, izračunatim u tački p_3 .

4.5 Zaključak

Prikazani su rezultati numeričkih analiza na primerima dvaju zaštitnih metalnih kućišta različitih dimenzija korišćenjem TLM metode. U prvom kućištu, razmatran je uticaj različitih dimenzija monopol antene kao i njen uticaj na karakteristiku efikasnosti oklapljavanja u funkciji od frekvencije. Analiziran je uticaj dimenzija monopol antene, dužine i veličine poluprečnika na promenu frekvencije prve rezonance kućišta. Upoređene su *SE* krive praznog kućišta i kućišta sa prijemnom monopol odnosno prijemnom dipol antenom.

U drugom kućištu, razmatran je uticaj prijemne monopol antene unutar kućišta u različitim pozicijama u odnosu na otvor na kućištu i njen uticaj na promenu frekvencije prve rezonance. Zatim su rezultati upoređeni sa analizom prijemne dipol antene u istim pozicijama unutar kućišta. Posebno je analiziran uticaj monopol i dipol antene istih dimenzija na promenu frekvencija prve tri rezonancije kućišta.

Rezultati numeričke analize su upoređeni sa rezultatima dobijenim merenjima, dostupnim u literaturi, i pokazali su dobro slaganje.

Zaključuje se da, prisustvo mernih monopol i dipol antena utiču na *SE* karakteristiku kućišta. Pomeraj rezonantnih frekvencija koji se vidi na *SE* grafikonima je u skladu sa perturbacionom teorijom. Pri čemu efekti mogu biti veći ili manji, što zavisi, ne samo od dimenzija antena već i od njihovog položaja, kao i samih dimenzija i karakteristika kućišta u kojima se vrše merenja.

5. EKSPERIMENTALNA ANALIZA GRUPE OTVORA NA KARAKTERISTIKE OKLOPLJAVANJA METALNIM KUĆIŠTEM

5.1 Uvod

Merenja u oblasti EMC se u principu izvode iz dva razloga. Prvi je da se za potrebe razvoja novog uređaja merenjima utvrdilo da li projektovani uređaj ima zahtevane karakteristike. To su praktično merenja u funkciji razvoja i istraživanja. Pored toga EMC merenja se vrše u fazi ispitivanja ispunjenosti karakteristika, koje su propisane zakonskim aktima i preporukama i ta merenja obično sprovode akreditovane specijalizovane laboratorije. Za takva merenja, gde se utvrđuje ispunjenost i usaglašenost sa zakonskim normativima i propisima, i koja se vrše u specijalizovanim laboratorijama, koristi se i specijalizovana merna aparatura, etalonirani merni senzori, tj. merne antene i specijalizovani merni prostori, kao što su posebne merne sobe, [1], [54].

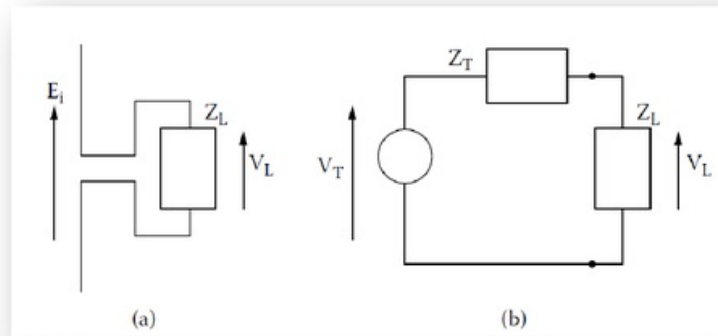
U ovom poglavlju su dati samo najvažniji elementi i naznačeni neki osnovni parametri merenja za potrebe zakonske ispunjenosti kriterijuma za EMC. Poglavlje se bavi rezultatima razvojnih merenja za potrebe validacije projektovanih uređaja, uz pomoć numeričkih simulacionih metoda, odnosno valjanosti samih tih numeričkih metoda, u konkretnom slučaju TLM metoda.

5.1.1 Merna antena

Pri EMC merenjima primarni zračeći elemenat je antena. Zato je važno da se pored poznavanja osnovnih teorijskih karakteristika antene, kao što su: pojačanje, otpornost zračenja, efektivni otvor, razmotre i neki praktični aspekti a najvažniji parametar je faktor antene, [54], [55] koji se definiše kao:

$$AF = \frac{\text{incidentno električno polje } E_i (\mu V/m)}{\text{Napon izmeren na prijemniku } V_L (\mu V)} \quad (5.1)$$

Na slici 5.1 prikazani su definisani parametri prijemne antene i odgovarajuće ekvivalentno kolo.



Slika 5.1 Prijemna antena (a) i odgovarajuće Tevenenovo ekvivalentno kolo [1]

Faktor antene izražen u dB je:

$$AF = E_i (dB \mu V/m) - V_L (dB \mu V) \quad (5.2)$$

Poznavanje faktora antene i merenjem napona na mernom prijemniku omogućava izračunavanje električnog polja pomoću formule (5.2). Sličan izraz se primenjuje za antenski faktor osetljivosti za magnetsko polje, [54].

Faktor antene se izračunava, polazeći od efektivnog otvora antene koji je dat sledećim izrazom:

$$A_e = G\lambda^2/(4\pi).$$

Antena može da se zameni svojim ekvivalentnim Tevenenovim kolom, kao što je prikazano na slici 5.1.b. Maksimalna raspoloživa snaga je omogućena ako se dovede na konjugovano opterećenje ($Z_L = Z_T^*$), te je:

$$P_{max} = |\overline{V_T}|^2 / 4R_T.$$

U skladu sa definicijom faktor antene, AF , za linearni dipol u slobodnom prostoru može da se napiše, [1].

$$AF = \frac{1}{l_e} \frac{|50+Z_{in}|}{50} = \frac{\pi}{\lambda} \cot\left(\frac{kh}{2}\right) \frac{|50+Z_{in}|}{50} \quad \text{m}^{-1}$$

gde je,

λ – radna talasna dužina u metrima,

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$, talasni broj,

h – polovina fizičke dužine dipola u metrima,

l_e , – efektivna dužina u metrima,

Z_{in} – ulazna impedansa dipola u omima.

Za praktični rezonantni dipol, aproksimativno važi sledeća formula, [28], [15]:

$$AF = 0.02762 * f \quad \text{m}^{-1}, \quad (5.3)$$

ili

$$AF = 20 \log(f) - 31.18 \quad \text{dB}, \quad (5.4)$$

a radna frekvencija je u MHz. Kako se dipol nalazi iznad idealno provodne ravni, a ne u slobodnom prostoru, to se menja i njegova impedansa, u zavisnosti od visine antene. Za merni horizontalni polu-talasni dipol koji se nalazi na visini 0.25λ iznad zemlje dobija se sledeća relacija, [56]:

$$AF = 20 \log(f) - 29.84 \quad \text{dB} \quad (5.5)$$

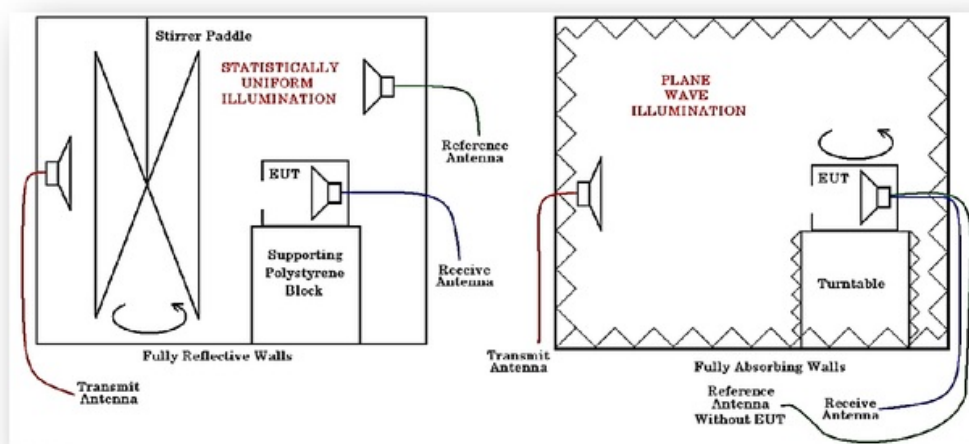
Uočava se razlika viša od 1 dB, u odnosu na slobodni prostor.

5.1.2 Anehoične i semianehoične sobe

Anehoična ili gluva EM soba je zatvorena prostorija u kojoj su unutrašnje refleksije unutrašnjih izvora EM talasa minimizirane, primenom RF apsorbujućeg materijala na unutrašnjim zidovima prostorije. Anehoične sobe se prave kao EM oklopljeni i zatvoreni prostori, kao takozvani EM ili Faradejevi kavezi. To znači da se unutrašnjost sobe odvaja od spoljašnjih EM uticaja pa se na taj način dobija prostor koga karakteriše visoka ponovljivost merenja i testiranja.

Anehoične sobe se koriste za merenje EM zračenja elektronske opreme, kao i za testiranje imunosti tj. otpornosti na spoljno zračenje tako što se oprema ili EUT

(*equipment under test*) ozračuje kontrolisanim ravanskim talasom. Kako je prostor obložen RF apsorpcionim materijalom, minimiziraju se unutrašnje refleksije i uređaj koji se testira je izložen tačno određenom elektromagnetskom polju. Zidovi anehoične sobe su obloženi feritnim pločicama za korišćenje do 1 GHz ili piramidalnim pločama od specijalnog sušastog materijala koji je ispunjen ugljenikom. Na frekvencijama višim od 1 GHz, apsorpcione karakteristike materijala umnogome zavise i od konstrukcije apsorbera, gustine ugljenične ispune i veličine piramidalnih elemenata. Zbog toga anehoične sobe imaju svoju frekventijsku granicu upotrebljivosti, zato što je apsorber najefikasniji na frekvenciji gde visina piramide odgovara $\frac{\lambda}{4}$ [57]. Potpuna anehoična soba ima na svim zidovima, plafonu i podu apsorbujući materijal, dok semianehoična ili poluanehoična soba ima reflektivan pod, pošto se na njemu ne postavlja apsorbujući materijal. To je po ugledu na *OATS* (*Open Area Test Site*), odnosno na „otvorena merna mesta“. Polu i potpune anehoične merne sobe imaju značajne prednosti pri merenju imunosti, odnosno otpornosti na spoljna zračenja jer su tada strogo kontrolisani uslovi rada za razliku od *OATS* merenja gde dolazi do interferencija sa zračenjima prisutnim iz okolnog prostora.



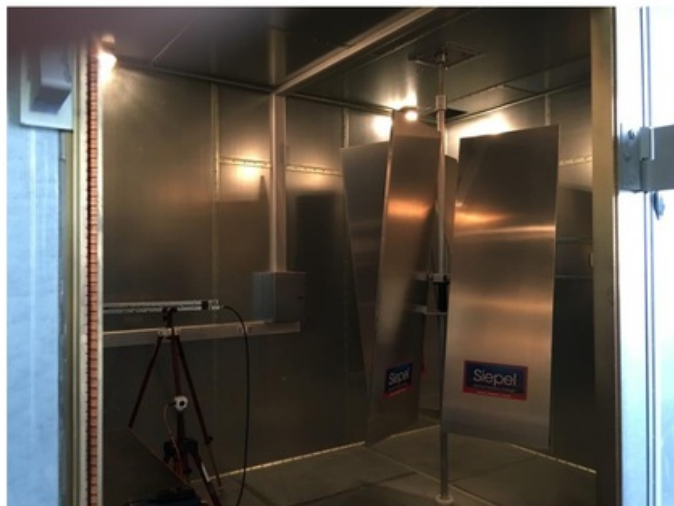
Slika 5.2 a) Reverberaciona soba

b) Potpuno anehoična soba [13]

5.1.3 Reverberaciona soba

Reverberaciona soba je poseban slučaj oklopljene prostorije koja ima visoko reflektivne unutrašnje zidove. Prostorija ima visoki faktor dobrote tj. Q-faktor i u njoj se formira statistički uniformno, izotropno i slučajno polarizovano unutrašnje električno polje. Komora je izgrađena od visoko provodnog materijala, kao što je pocinkovani čelični lim, koji je i elektromagnetski refleksivan. U komori se montira pokretni reflektor, koji se stalno vrti ili se slučajno pomera, kako bi se dobilo statistički usrednjeno uniformno polje u celoj prostoriji [57], [58], [59].

Slika 5.3 prikazuje reverberacionu sobu sa rotirajućim reflektorom (*stirrer paddle*) Instituta za elektromagnetska istraživanja Džordž Grin, Univerziteta u Notingemu (*the George Green Institute of Electromagnetic Research at University of Nottingham*).



Slika 5.3 Reverberaciona soba sa rotirajućim reflektorom

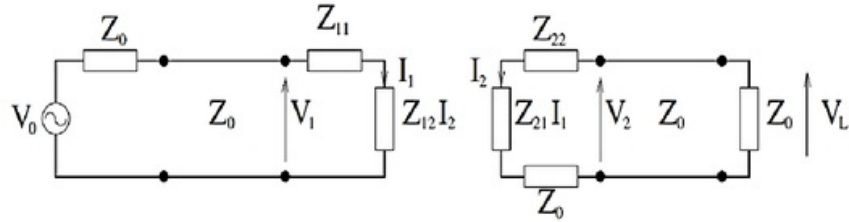
5.1.4 Metode merenja efikasnosti oklopljavanja analizatorom spektra i analizatorom mreža

Efikasnost oklopljavanja, SE se definiše kao inverzni logaritamski odnos norme električnog polja unutar kućišta E_i i norme električnog polja u istoj tački ali bez kućišta E_t , [59].

$$SE = 20 \log_{10} \frac{\|E_i\|}{\|E_t\|} \quad (5.6)$$

Slična definicija postoji i za magnetsko polje, no u ovoj disertaciji se razmatra samo električno polje. Efikasnost oklopljavanja prema izrazu (5.6) je zavisna od eksitacije. Uobičajena je pretpostavka da je polje u dalekoj zoni od izvora zračenja, te da se razmatra linearno polarizovan ravanski talas. No treba istaći, da je zavisnost od smera incidentnog talasa i polarizacije talasa vrlo važna i ne sme se zanemariti.

Za potrebe merenja *SE* mogu se koristiti analizator spektra ili skalarni mrežni analizator. To lako može da se predstavi ekvivalentnom šemom na slici 5.4 gde se monopol antena i prenosni medijum predstavljaju *Z* parametrima, kao dvoprilazna mreža. Impedansa generatora i ulazna impedansa merne opreme jednake su karakterističnoj impedansi kabla, Z_0 . Napon na mernom portu instrumenta koji je povezan sa monopol antenom označen je sa V_L [59].



Slika 5.4 Ekvivalentna šema merne konfiguracije [59].

Kada se koristi analizator spektra, meri se napon V_L na opterećenju. Veličina električnog polja može da se izračuna ako se poznaje faktor antene. Međutim, u ovom slučaju, nije neophodno znati električno polje, zato što je efikasnost oklopljavanja, *SE*, relativna vrednost koja se dobija direktno kao odnos napona V_L , koji se meri jednom sa kućištem, V_{Le} a drugi put bez njega, V_{Ln} .

$$SE = 20 \log_{10} \frac{|V_{Ln}|}{|V_{Le}|} \quad (5.7)$$

Izmereni napon V_L je u zavisnosti napona generatora V_0 dat:

$$V_L = \frac{Z_0 Z_{21}}{(Z_0 + Z_{22})(Z_0 + Z_{11}) - Z_{12} Z_{21}} V_0. \quad (5.8)$$

Matrica rasejanja S , može da se dobije iz impedansne matrice Z dvoprilazne mreže iz jednačine (5.9), gde je sa I označena jedinična matrica. Odgovarajući izraz za transmisioni parameter s_{21} , koji se meri analizatorom mreža je dat sa [59]:

$$S = (Z + Z_0 I)^{-1} (Z - Z_0 I), \quad (5.9)$$

$$S_{2l} = \frac{2Z_0 Z_{21}}{(Z_0 + Z_{22})(Z_0 + Z_{11}) - Z_{12} Z_{21}}. \quad (5.10)$$

Iz jednačina (5.8) i (5.10) evidentno je da se efikasnost oklopljavanja, SE može meriti analizatorom mreža, a sa S_{2ln} i S_{2le} su označeni transmisioni parametri merenja bez i sa kućištem, respektivno.

$$SE = 20 \log_{10} \frac{|S_{2ln}|}{|S_{2le}|}. \quad (5.11)$$

5.2 Merenje efikasnosti kućišta u laboratorijskim uslovima

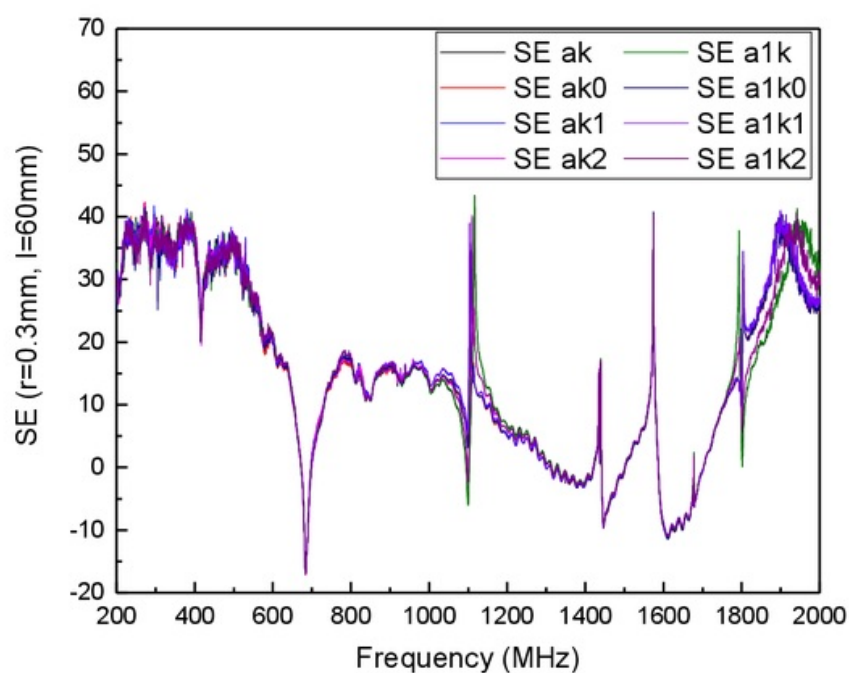
5.2.1 Merna okolina i oprema

U cilju eksperimentalne provere numeričkih rezultata dobijenih na osnovu numeričkih modela kućišta korišćenjem TLM metode, pristupilo se formiranju mernog mesta za izvođenje merenja na fizičkim modelima. Ovde opisana merenja su izvedena u „Laboratoriji za visokofrekvencijska merenja“ na „Fakultetu elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija“ u Osijeku, a za vreme studijskog boravka u okviru „EUROWEB+“ programa. Laboratorija je opremljena odgovarajućom mernom opremom. Ali ne poseduje posebnu EM anehoičnu mernu sobu za mikrotalasna merenja, te da bi se rešio ovaj problem pristupilo se formiranju mikrotalasnog mernog mesta u okviru postojeće laboratorijske prostorije. Kako bi se omogućila kvalitetna merenja, bez značajnog uticaja okoline nabavljeni su i postavljeni elektromagnetski apsorberi za frekvencijski opseg od interesa a takode je izvršena neophodna ekranizacija provodnim pločama na mestima odakle je uočena spoljna EM smetnja, uglavnom na prozorima. Kako je planirano da se rade merenja efikasnosti oklopljavanja, gde se jednom meri nivo signala EUT tj. metalnog kućišta sa prijemnom antenom a drugi put pod istim uslovima samo nivo iz prijemne antene ali bez kućišta, te nalazi njihov međusobni odnos, kao što se vidi iz jednačine (5.11), to se na taj način anuliraju mnoge nesavršenosti.

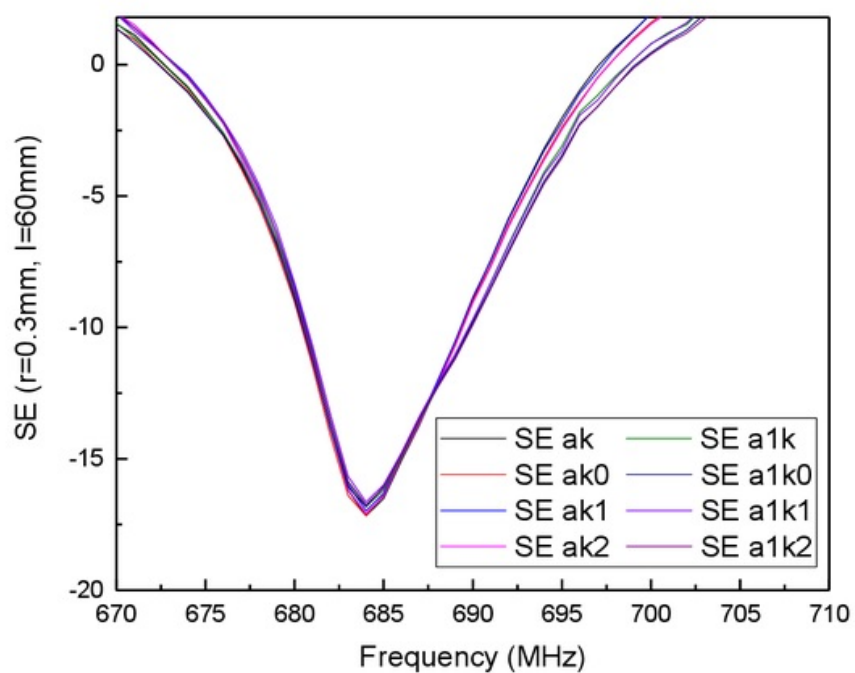
Jedan od najvažnijih pokazatelja pouzdanosti i tačnosti merenja je ponovljivost merenja. Izvrše se merenja iste konfiguracije ali u različitim vremenskim intervalima, i

međusobno se uporede da bi se uočilo da li dolazi do odstupanja u dobijenim rezultatima. U ovom slučaju, sprovedena su merenja na istom *EUT*, koristeći različite mernе metode, koje će kasnije biti opisane. Dobijeno je odlično slaganje rezultata, što se vidi na slikama 5.5 i 5.6. Na slici 5.5 je prikazan set izmerenih karakteristika *SE* kućišta sa grupom otvora i prijemnom monopol antenom poluprečnika $r = 0.3$ mm i dužine $l = 60$ mm. Na slici 5.5 uočava se izvanredno slaganje krivih svih 8 merenja, u celom frekventijskom opsegu, izuzev na početku opsega do 600 MHz. Zapravo, predajna antena tek od te frekvencije ima dobre radne karakteristike. Na slici 5.6 je pokazan uveličani detalj prve rezonancije krive sa slike 5.5 i tu se uočava izvanredno slaganje svih osam merenja.

Na osnovu ovde prikazanog primera seta merenja, a u procesu merenja je uređano više takvih, zaključeno je da je merno mesto i okruženje dovoljno dobro za kvalitetna razvojno-istraživačka merenja.



Slika 5.5 Ponovljivost merenja *SE* na osnovu osam merenja.



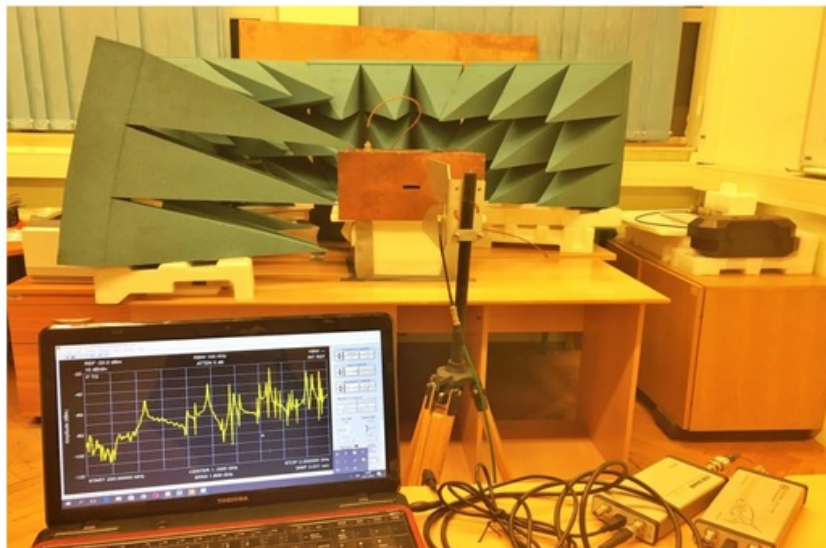
Slika 5.6 Ponovljivost merenja prve rezonantne frekvencije na bazi 8 merenja.

Na slici 5.7 je prikazano merno mesto sa postavljenim apsorberima, *EUT*, predajnom antenom i mernom opremom. Ova konfiguracija je poslužila samo radi testiranja mernog mesta.



Slika 5.7 Merno mesto sa opremom za merenje tačka po tačka i predajnom antenom bikonusni dipol

Na slici 5.8 je prikazana merna konfiguracija sa kojom je urađen najveći broj merenja a sastoji se od računarski kontrolisanog analizatora spektra sa treking generatorom i predajnom širokopojasnom slot antenom Vivaldi.



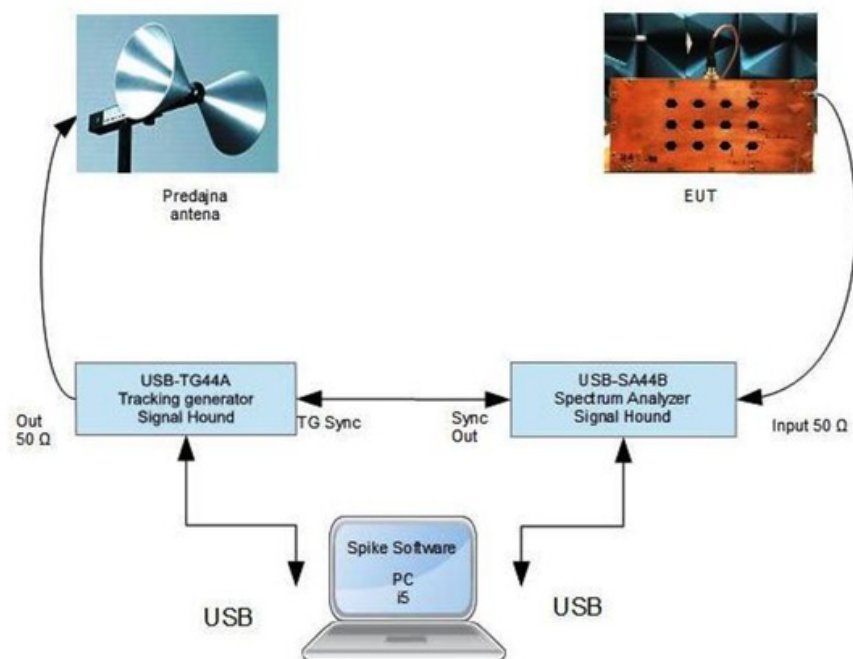
Slika 5.8 Merno mesto sa analizatorom spektra i treking generatorom, predajnom antenom Vivaldi

5.2.2 Merne konfiguracije i karakteristike merne opreme

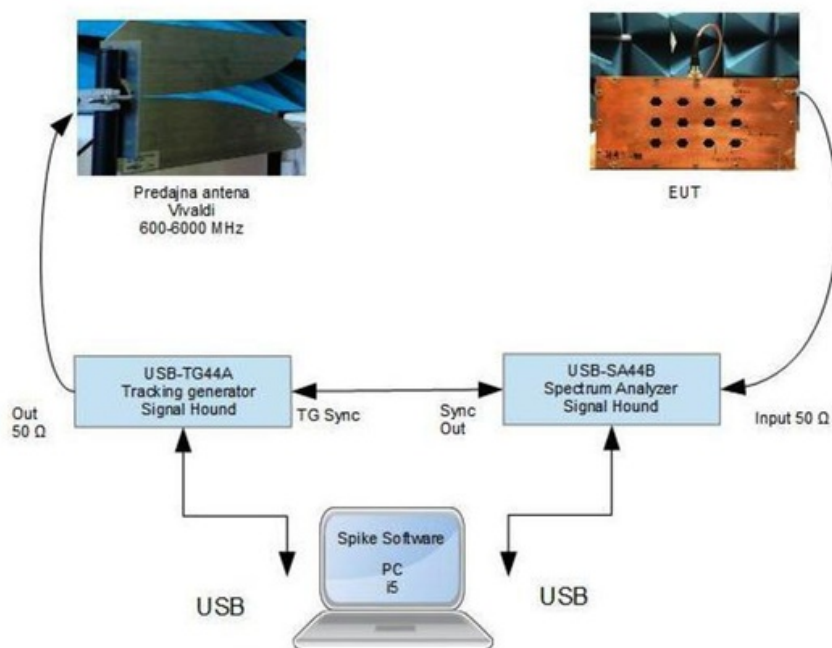
U procesu merenja korišćene su četiri konfiguracije merne opreme koje su prikazane na slikama od 5.9 do 5.12.



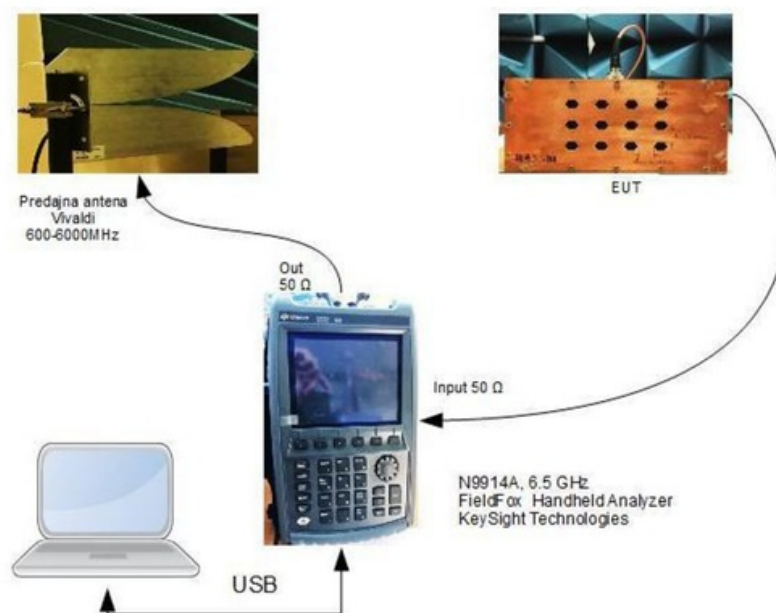
Slika 5.9 Konfiguracija za merenje tačka po tačka



Slika 5.10 Merna konfiguracija sa analizatorom spektra, treking generatorom i predajnom bikonusnom antenom



Slika 5.11 Merna konfiguracija sa analizatorom spektra, treking generatorom i predajnom slot antenom Vivaldi



Slika 5.12 Merna konfiguracija sa analizatorom mreža i predajnom antenom tipa Vivaldi

Razlika između konfiguracije na slikama 5.10 i 5.11 je samo u predajnoj anteni. Bikonusni (bikonični) dipol ima radni frekvencijski opseg od 80 do 3000 MHz te je zato korišćen za merenja gde je bilo važno da se sagleda niskofrekventni deo opsega od interesa, no kako ovakva merna konfiguracija nije obezbeđivala merenje sa velikom dinamikom u prijemnom signalu to je korišćena u početnim merenjima. Zapravo, najveći broj merenja je urađen sa konfiguracijom gde je predajna slot antena tipa Vivaldi, koja ima radni frekvencijski opseg od 600 do 6000 MHz. Kako su rezonantne pojave uglavnom u opsegu iznad nekoliko stotina MHz ova antena i ova merna konfiguracija je zato više korišćena.

Realizovana su tri zaštitna kućišta, i veći broj izmenljivih prednjih ploča kućišta, kako bi se izvršila sistematska merenja karakteristika efikasnosti oklopljavanja pod različitim uslovima, odnosno sa različitim grupama otvora. Kao prijemni senzor korišćene su monopol i dipol antene, različitih dimenzija, laboratorijske ručne izrade za potrebe ispitivanja njihovih uticaja na sama merenja.

Spisak korišćene merne opreme je:

- Predajna antena: Vivaldi UWB2, merni opseg: 600-6000 MHz, proizvođača *RFSPACE* [60].

- Predajna antena: Precizni bikonusni dipol, PCD 8250, *Seibersdorf Labor GmbH*, [61].
- Merni prijemnik: *USB-SA44B Spectrum Analyzer/Measuring Receiver*, merni opseg: od 1 Hz do 4.4 GHz, proizvođača *Signal Hound*, [62].
- Predajnik, generator: *USB-TG44A Tracking Generator*, koji radi u opsegu: od 10 Hz do 4.4 GHz, proizvođača *Signal Hound*, [63]
- Upravljački softver: *Signal Hound's SpikeTM*, instaliran je na laptop *Intel core i5*, a upravljanje oba uređaja se vrši preko usb portova, [64].
- Analizator mreža *KEYSIGHT FieldFox Handheld Analyzers*, [65].
- Signal generator *Agilent 8648B*, 9 kHz-2000 MHz, [66].
- Analizator spektra, *RS HMS-X, Rothe&Schwarz*, [67].
- Set mernih koaksijalnih kablova i adaptera.
- Pomoćni pribor i oprema, tronožac, stalci i slično.

Merna konfiguracija sa slike 5.12 je korišćena za merenje s_{21} parametra kako bi se ta vrsta merenja uporedila sa merenjem analizatorom spektra i tracking generatorom, kao i merenje drugih parametara rasejanja, odnosno S-parametara.

5.3 Merenja efikasnosti kućišta sa grupom otvora

Realizovano je kućište (*Lilo*), dimenzija (100x100x200) mm, slika 3.1a, od bakra sa dimenzijama opisanim u poglavlju 3.1 ovog rada, kome se menja prednja strana, kako bi se izvršila komparativna analiza rezultata numeričkih simulacija i eksperimenata odnosno, rezultata merenja efikasnosti *SE*. Formiran je set od prednjih izmenljivih ploča na sledeći način sa:

1. Pravougaonim otvorima:
 - 1.a.1 **Aperture** - prorez, dimenzija: (100x5) mm.
 - 1.a.2 **Aperture** - otvor dimenzija: (50x10) mm.
2. Grupom okruglih otvora:
 - 2.a.1 **O34_I** - rastojanje između otvora $d=2.38$ mm, prečnik otvora $2r=12.55$ mm, pokrivenost otvorima je $cov=0.555$.
 - 2.a.2 **O34_II** - rastojanje između otvora $d=4.4$ mm, prečnik kružnih otvor $2r=12.60$ mm, pokrivenost zida otvorima $cov=0.428$.
 - 2.a.3 **O34_III** - rastojanje između otvora $d=8.4$ mm, prečnik kružnih otvor $2r=12.45$ mm, pokrivenost zida otvorima $cov=0.2028$.
3. Grupom šestougaonih otvora:
 - 3.a.1 **H34_I** - sa stranicom širine $a=7.12$ mm, $d_1=2.33$ mm rastojanje između otvora po vertikali, $d_2=2.62$ mm rastojanje između otvora po horizontali, pokrivenost zida otvorima $cov=0.5108$.

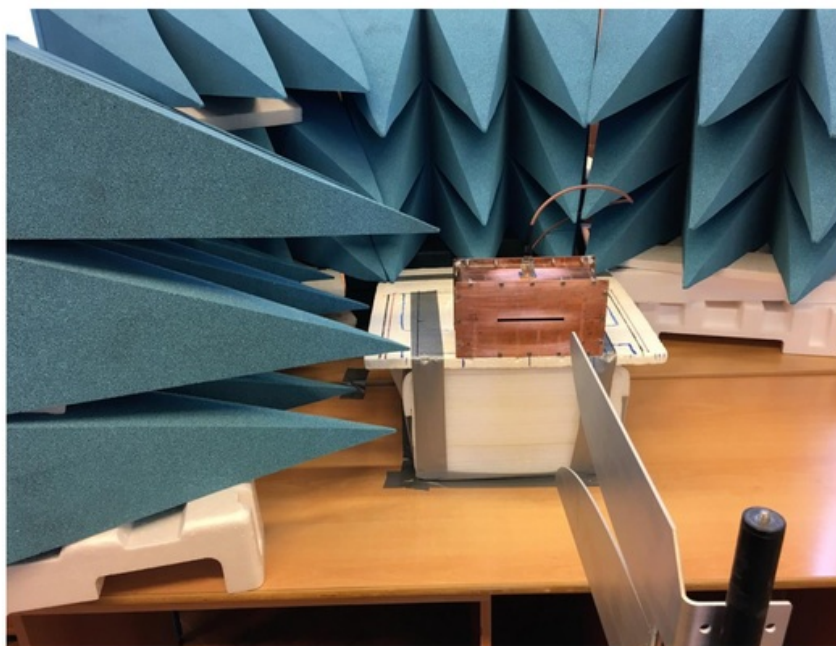
-
- 3.a.2 **H34_II** - sa stranicom širine $a = 7.15$ mm, $d_1 = 4.24$ mm rastojanje između otvora po vertikali, $d_2 = 4.5$ mm rastojanje između otvora po horizontali, pokrivenost zida otvorima $cov = 0.4250$.
- 3.a.3 **H34_III** - sa stranicom širine $a = 7.17$ mm, $d_1 = 8.33$ mm rastojanje između otvora po vertikali, $d_2 = 8.45$ mm rastojanje između otvora po horizontali, pokrivenost zida otvorima $cov = 0.2826$.
- 3.a.4 **H43_I** - sa stranicom širine $a = 7.0$ mm, $d_1 = 2.24$ mm rastojanje između otvora po vertikali, $d_2 = 2.545$ mm rastojanje između otvora po horizontali, pokrivenost zida otvorima $cov = 0.5348$.
- 3.a.5 **H43_II** - sa stranicom širine $a = 7.12$ mm, $d_1 = 8.18$ mm rastojanje između otvora po vertikali, $d_2 = 8.40$ mm rastojanje između otvora po horizontali, pokrivenost zida otvorima $cov = 0.2833$.
- 3.a.6 **H43_III** - sa stranicom širine $a = 7.04$ mm, $d_1 = 16.30$ mm rastojanje između otvora po vertikali, $d_2 = 16.32$ mm rastojanje između otvora po horizontali, pokrivenost zida otvorima $cov = 0.1487$.

Napomena: boldovanim slovima su date oznake kućišta na slikama.

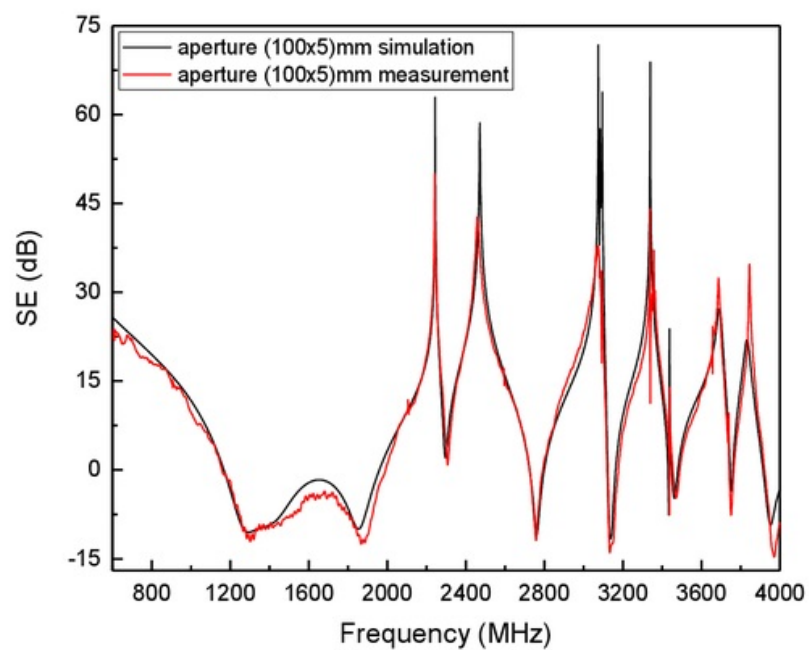
5.3.1 *Analiza uticaja pravougaonih otvora*

16

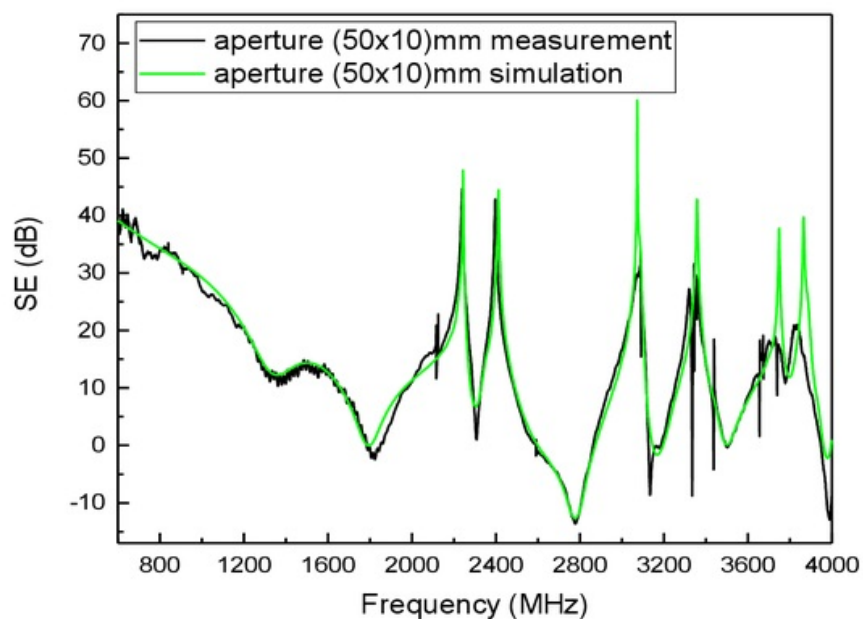
Na slici 5.13 prikazano je kućište Lilo sa pravougaonim prorezom, (**aperture**), a na slikama 5.14 i 5.15 su prikazani uporedni rezultati simulacije i merenja. Uočava se visoko slaganje rezultata merenja sa numeričkim simulacionim TLM modelom, opisanim u drugoj glavi ovog rada. Za numeričku simulaciju iskorišćena je fina mreža za opis otvora i kompaktni žičani TLM metod za opis modela prijemne monopol antene. Sa slika 5.14 i 5.15 uočava se visoko slaganje izmerenih i simuliranih rezultata *SE* datog kućišta. Uočava se vrlo dobro slaganje karakteristika sem po amplitudi nekih pikova koji imaju visoke vrednosti, a dinamički opseg mernog sistema to očigledno nije mogao da isprati.



Slika 5.13 Horizontalni položaj *Lilo* kućišta i aperture (100x5) mm - antena Vivaldi vertikalna



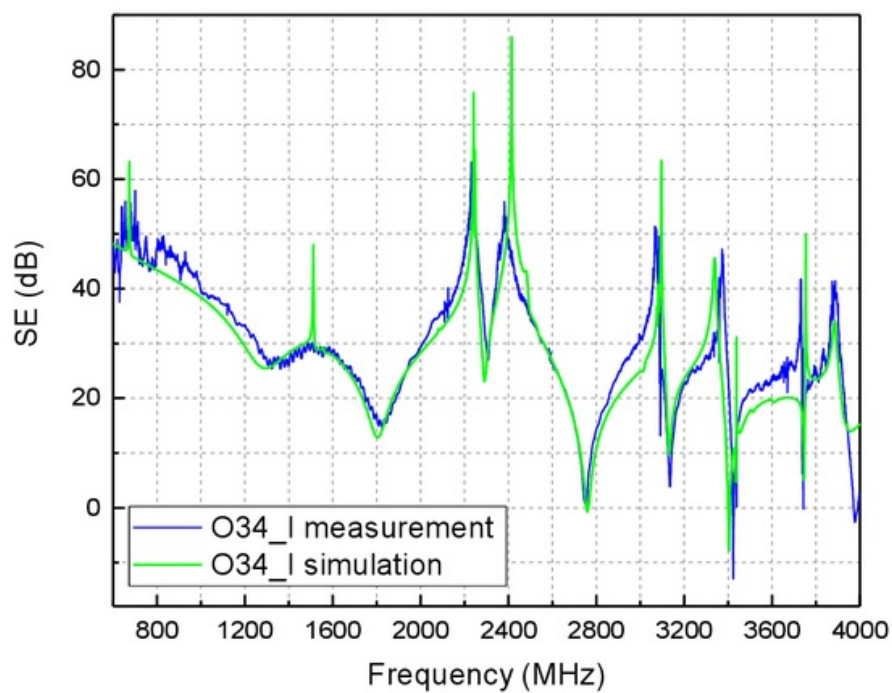
Slika 5.14 Uporedne vrednosti SE dobijene numeričkom simulacijom i izmerene, kućište *Lilo* sa prerezom (100x5) mm



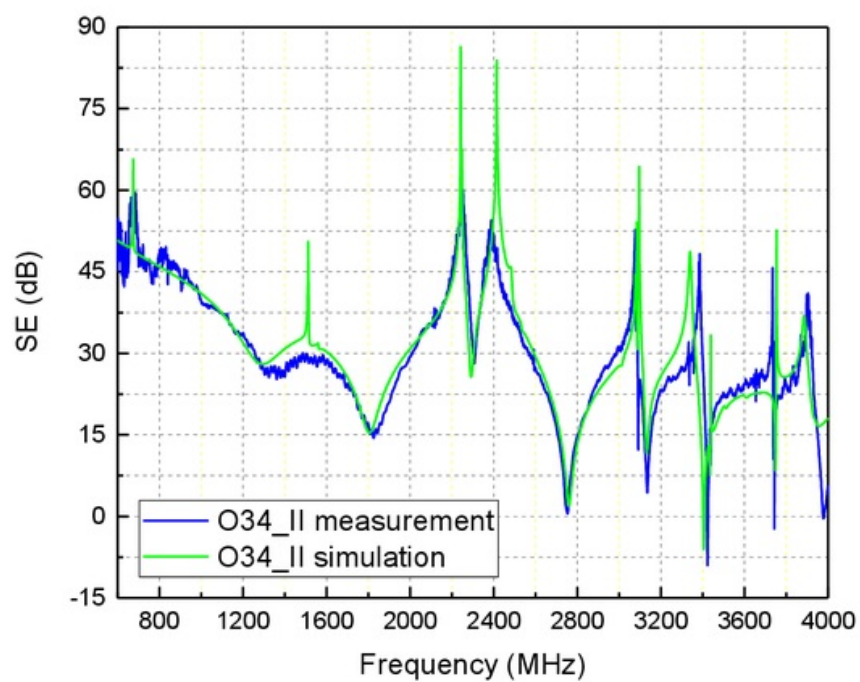
Slika 5.15 Upoređenje simulirane i izmerene *SE* za horizontalni položaj *Lilo* kućišta i aperture (50x10) mm - antena Vivaldi vertikalna

5.3.2 Analiza uticaja grupe okruglih otvora

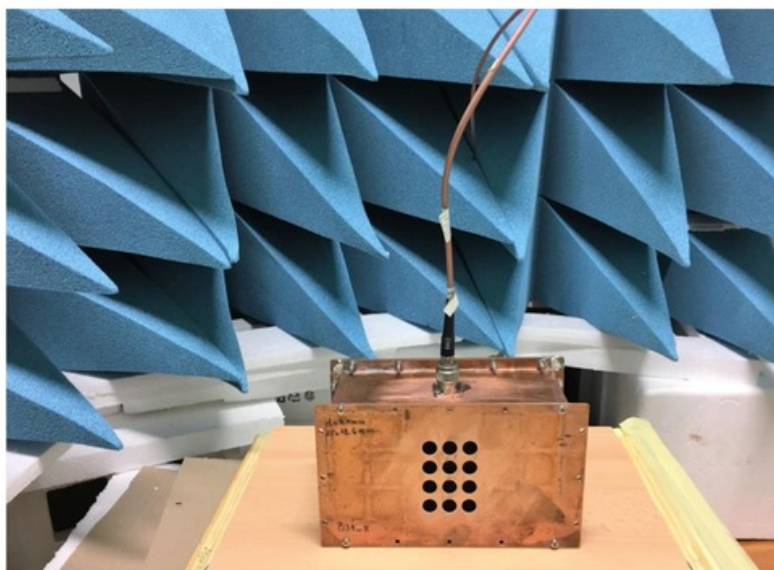
Na slikama 5.16, 5.17 i 5.19 su prikazani uporedni rezultati numeričke simulacije TLM metoda sa kompaktnim *air-vent* modelom i izmerenih rezultata *SE* kućišta, sa grupom 3x4 okruglih otvora. Uočava se visoko slaganje rezultata simulacije i merenja, sem u pikovima, tj. u veličini amplituda na frekvencijama rezonancija, jer postoji ograničenje u dinamičkom opsegu pri realnim merenjima. Na slici 5.18 je dat prikaz kućišta *Lilo* sa okruglim otvorima 3x4, postavljenih horizontalno, dok je predajna antena vertikalno polarisana.



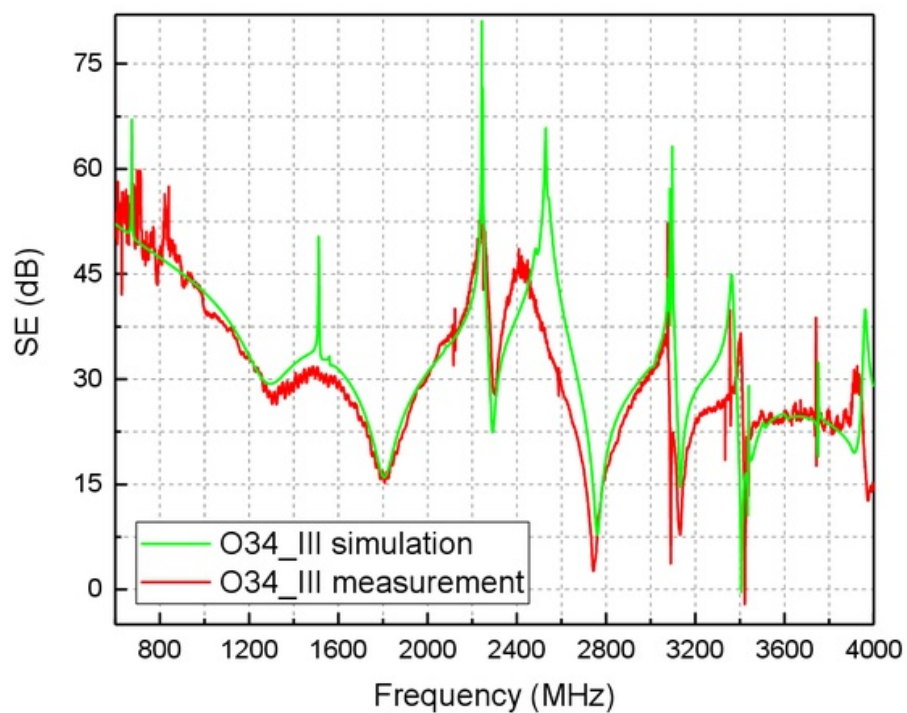
Slika 5.16 Upoređenje *SE* za simulirane i izmerene, položaj kućišta i grupe otvora 3x4 okrugli, horizontalni - antena Vivaldi vertikalna



Slika 5.17 Upoređenje *SE* simulirano i izmereno, Lilo kućišta i grupe otvora 3x4 okrugli, horizontalni- antena Vivaldi vertikalna



Slika 5.18 Kućište *Lilo*, rastojanje između otvora $d=4.4\text{mm}$, prečnik kružnih otvora $2r=12.60\text{mm}$, pokrivenost zida otvorima $\text{cov}=0.428$.



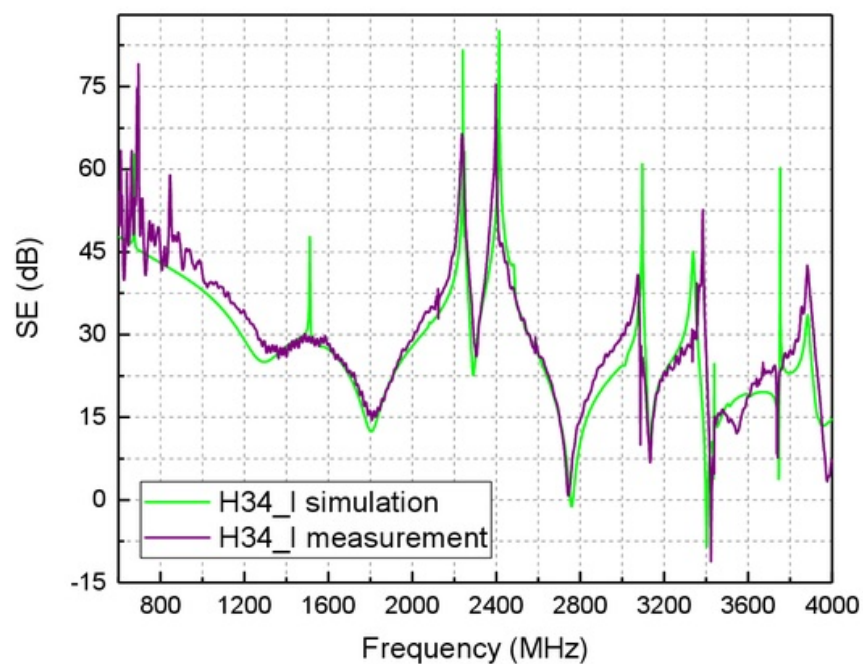
Slika 5.19 Upoređenje *SE* simulirano i izmereno, horizontalno kućište *Lilo* sa grupom okruglih otvora 3x4, Vivaldi vertikalno.

5.3.3 Analiza uticaja grupe šestougaonih otvora

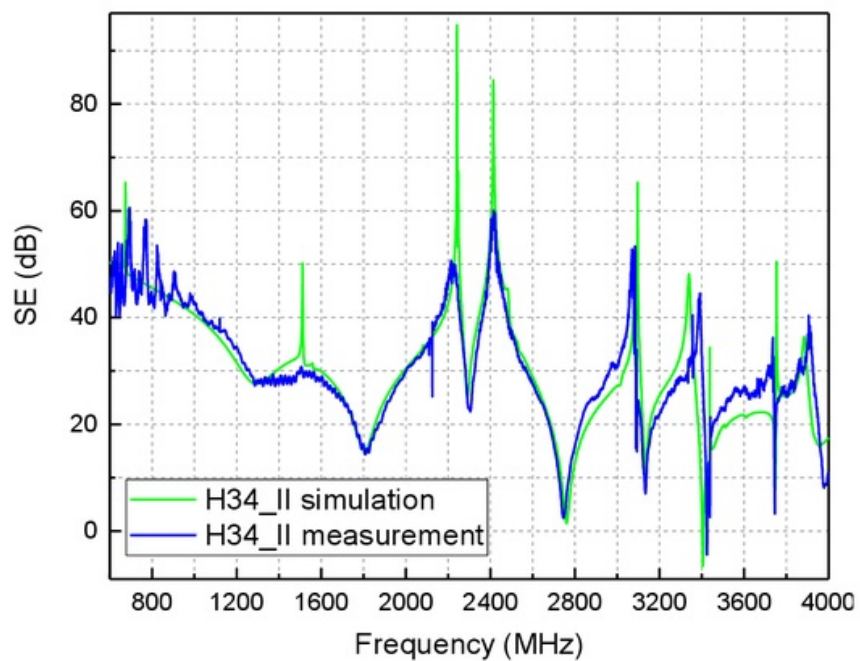
Analizira se uticaj grupe šestougaonih otvora u dve konfiguracije 3x4 i 4x3 otvora, sa po 3 različita slučaja veličine grupe otvora, slika 5.26. Analize se rade u frekvencijskom opsegu od 600 MHz do 4 GHz. Prvo se razmatra uticaj grupe šestougaonih otvora 3x4, postavljenih horizontalno, u tri različita slučaja veličine i rasporeda otvora, odnosno rastojanja između njih a zatim drugi skup sa otvorima 4x3 i to u tri različita slučaja.

Pored vrlo dobrog slaganja karakteristika *SE* dobijenih merenjem i numeričkom simulacijom korišćenjem kompaktnog TLM *air-vent* modela za šestougaone otvore uočava se, da izmerena karakteristika *SE* nema izraziti pik na frekvenciji oko 1500 MHz i to sistematično na svim slikama od 5.20 do 5.25. Odmah se primećuje izvanredno slaganje na frekvencijama rezonancija, odnosno na pobuđenim TE i TM modovima kućišta. Detaljnom analizom izmerenih rezultata dobijenih numeričkom simulacijom uočava se vrlo slična kriva karakteristike *SE* kućišta, sa zanemarljivim razlikama, čak i kad se obrne raspored otvora, jednom je 3x4 a drugi put 4x3. Detaljna teorijska analiza ovih pojava je opisana u glavi 2 ovoga rada.

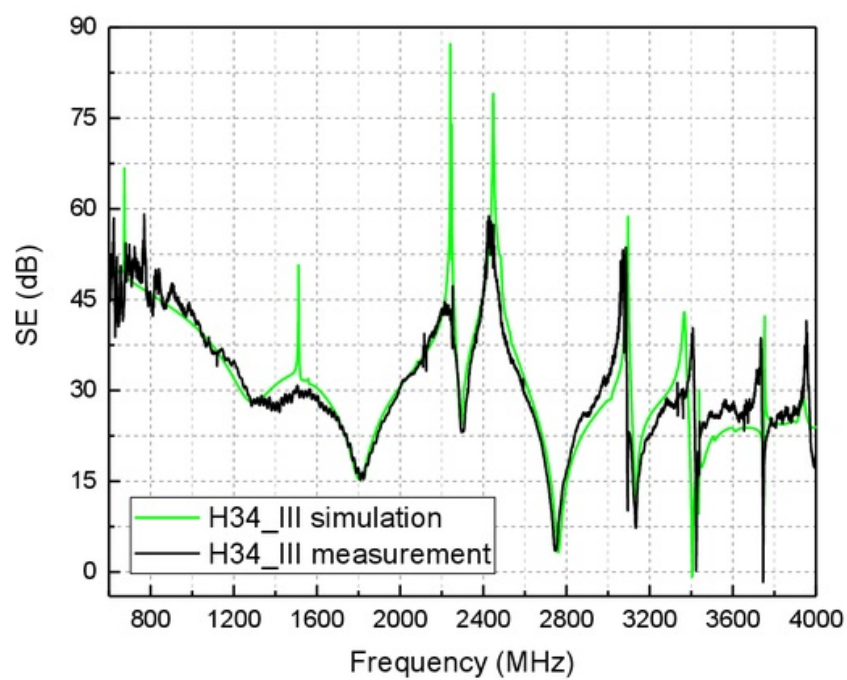
Iz svega navedenog zaključuje se da je numerička simulacija kompaktnim TLM *air-vent* modelom vrlo dobro i efikasno računarsko oruđe za efikasnu numeričku karakterizaciju EM problema u oblasti EMC.



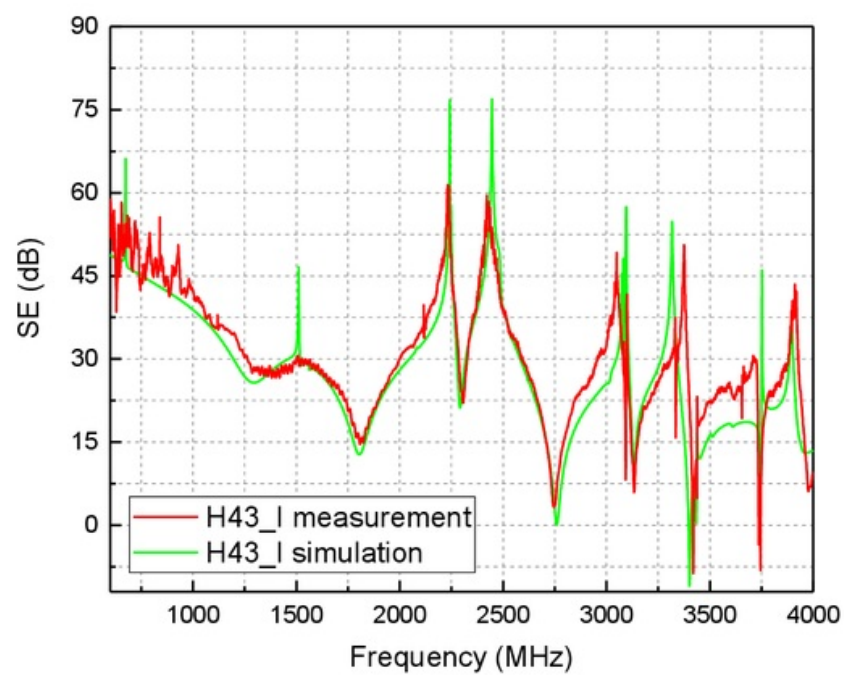
Slika 5.20 Uporedni prikaz *SE* kućišta *Lilo H34_I* sa grupom šestougaonih otvora 3x4 horizontalno, vertikalne incidencije



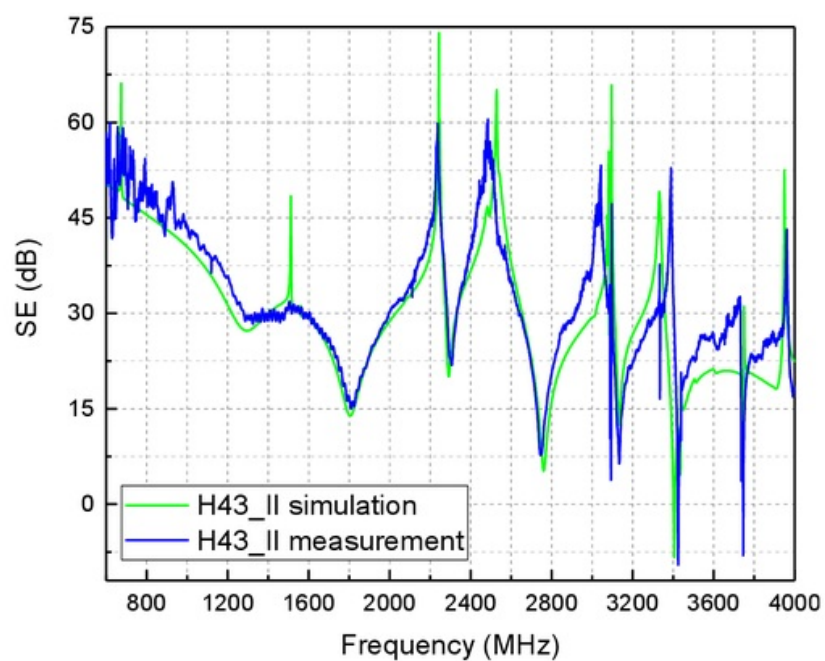
Slika 5.21 Uporedni prikaz *SE Lilo H34_II* sa grupom šestougaonih otvora 3x4 horizontalno, incidencija vertikalna



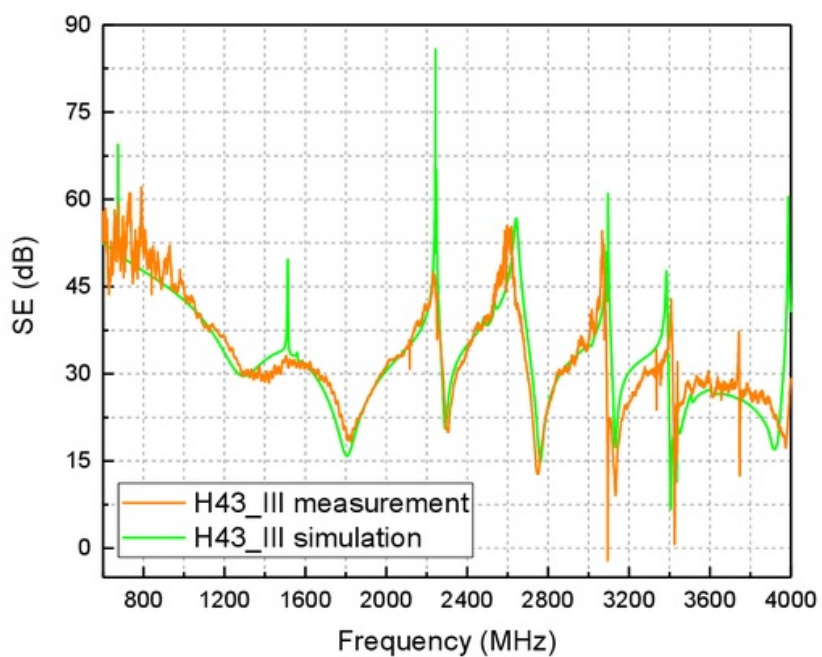
Slika 5.22 Uporedni prikaz *SE Lilo H34_III* sa grupom šestougaonih otvora 3x4 horizontalno, incidencija vertikalna



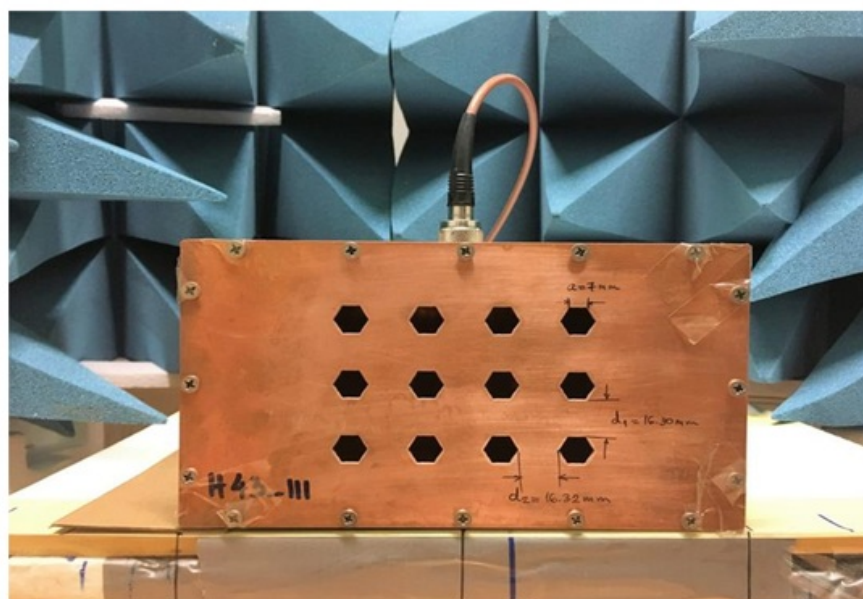
Slika 5.23 Uporedni prikaz *SE Lilo H43_I* sa grupom šestougaonih otvora 4x3 horizontalno, incidencija vertikalna



Slika 5.24 Uporedni prikaz *SE Lilo* H43_II sa grupom šestougaonih otvora 4x3 horizontalno, incidencija vertikalna



Slika 5.25 Uporedni prikaz *SE Lilo* H43_III sa grupom šestougaonih otvora 4x3 horizontalno, incidencija vertikalna.



5.26 Prikaz horizontalnog kućišta *Lilo* i grupe šestougaonih otvora 4x3 – antena Vivaldi vertikalana

5.4 Eksperimentalna analiza uticaja monopol i dipol antene na efikasnost oklopljavanja metalnim kućištem sa otvorima

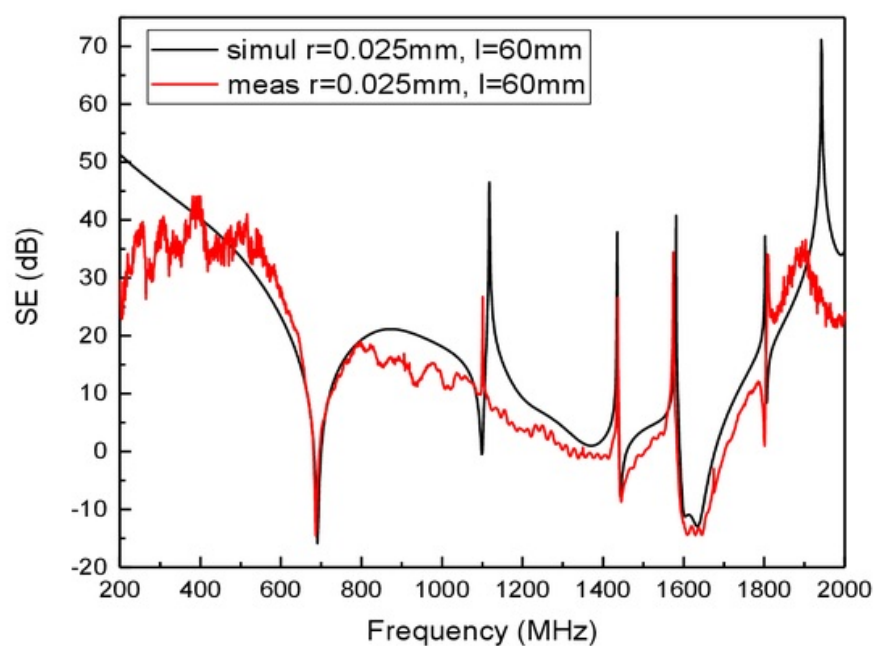
5.4.1 Analiza uticaja veličine poluprečnika monopol prijemne antene na SE i prvu frekvenciju rezonance

Realizovano je zaštitno metalno kućište unutrašnjih dimenzija (300 x 300 x 120) mm, od bakra, debljine $t = 1.5$ mm. Na prednjoj strani ima pravougaoni otvor dimenzija (100 x 5) mm koji je simetrično postavljen u odnosu na centar prednjeg zida kućišta, što je prikazano na slici 4.1. U poglavlju 4 gde su vršene numeričke simulacije ovo kućište je označeno kao prvo kućište a njegova fizička realizacija je prikazana na slici 5.27, označeno je kao D . U poglavlju 4.2, ovim kućištem je izvršena analiza uticaja fizičkih dimenzija monopol antene na karakteristiku oklopljavanja, tako je po uzoru na njega napravljen fizički model na kome su mereni uticaji prijemne antene na efikasnost oklopljavanja. U tom smislu, izvršena su sistematska merenja uticaja merne monopol antene različitih poluprečnika i dužina. Svi izmereni rezultati su upoređeni sa rezultatima dobijenih numeričkom simulacijom TLM metodom, korišćenjem kompaktnog žičanog modela za monopol antenu, koji su prikazani u poglavlju 4.3. Merenja su izvedena korišćenjem merne konfiguracije date na slici 5.11.

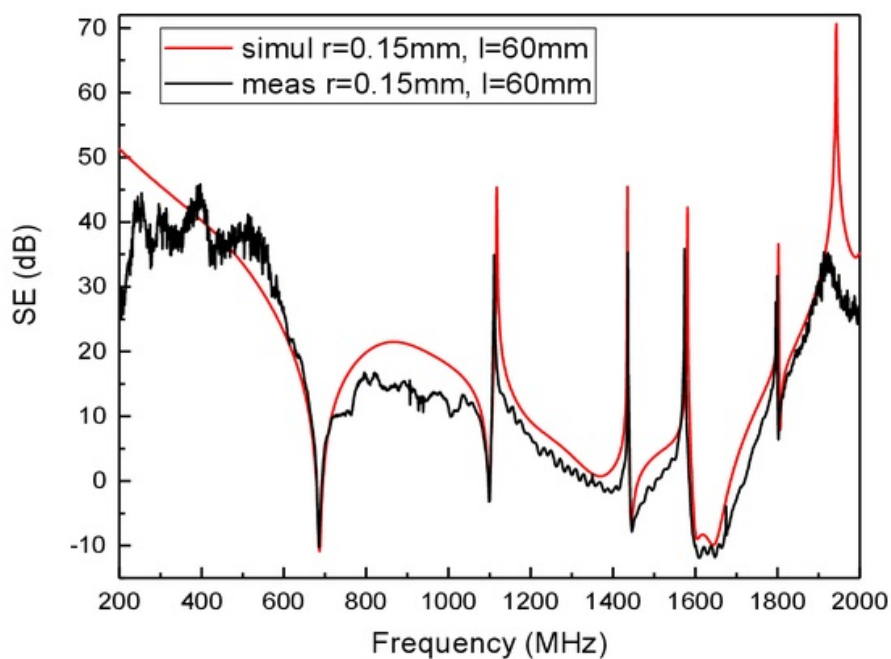
Prvo, izvedena su merenja uticaja veličine poluprečnika monopol antene, korišćenjem seta laboratorijski realizovanih monopol antena sledećih dimenzija: dužine $l = 60$ mm i poluprečnika $r = 0.025, 0.1, 0.15, 0.2, 0.3, 0.45, 0.5, 0.65$ mm.



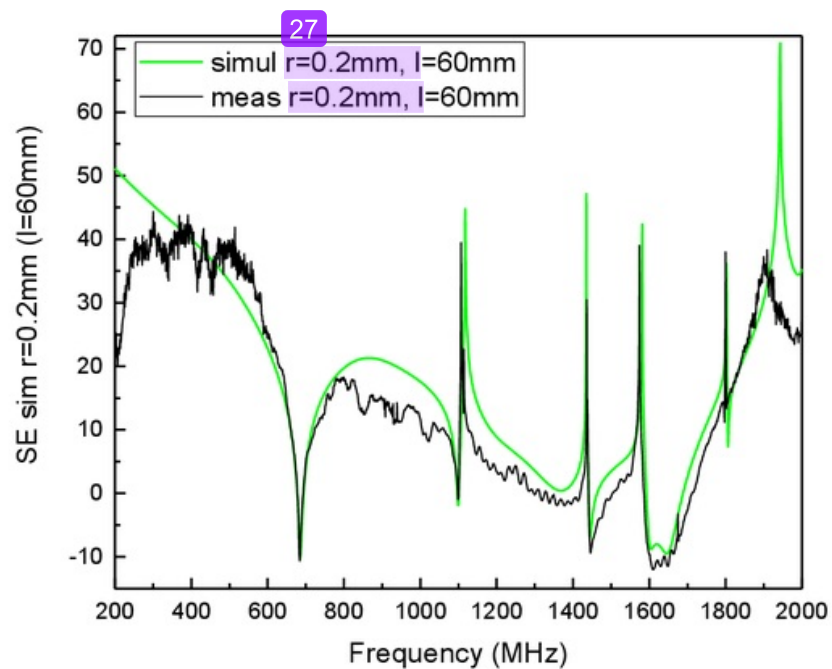
Slika 5.27 Fizička realizacija metalnog zaštitnog kućišta tipa D



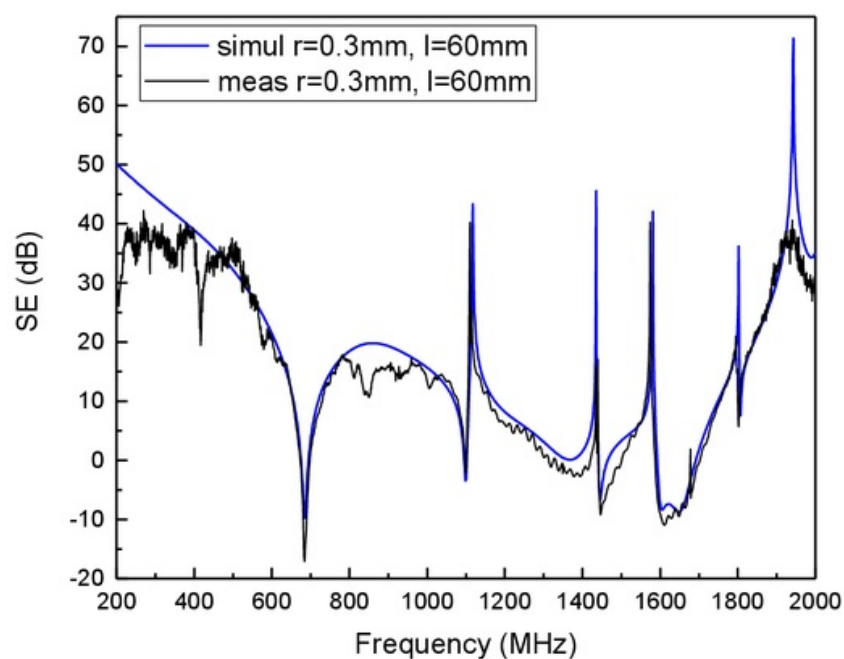
Slika 5.28 Uporedne *SE* krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta *D* sa monopolom poluprečnika $r=0.025$ mm i dužine $l=60$ mm.



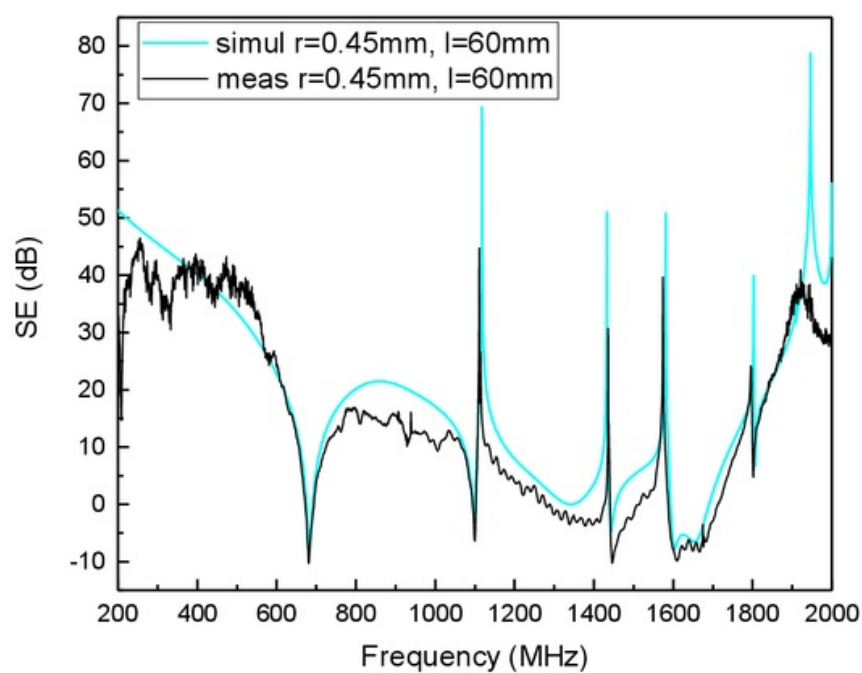
Slika 5.29 Uporedne *SE* krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta *D* sa monopolom poluprečnika $r=0.15$ mm i dužine $l=60$ mm.



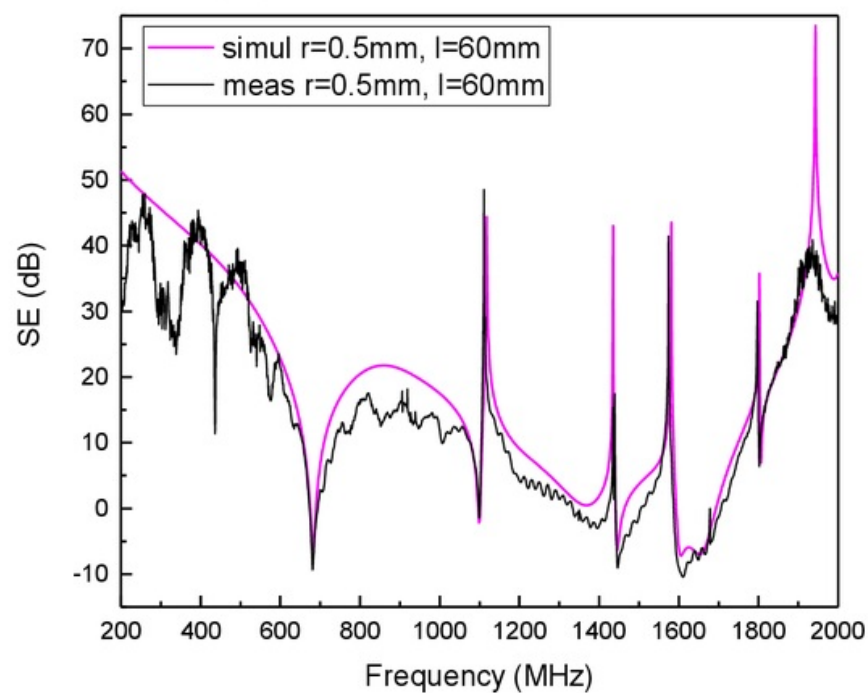
Slika 5.30 Uporedne *SE* krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta *D* sa monopolom poluprečnika $r=0.2$ mm i dužine $l=60$ mm.



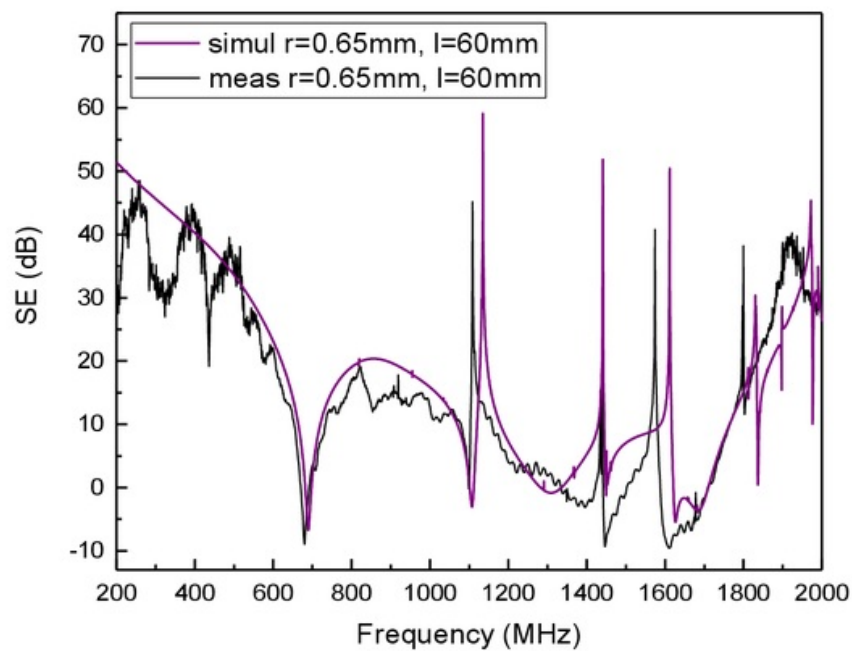
Slika 5.31 Uporedne *SE* krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta *D* sa monopolom poluprečnika $r=0.3$ mm i dužine $l=60$ mm.



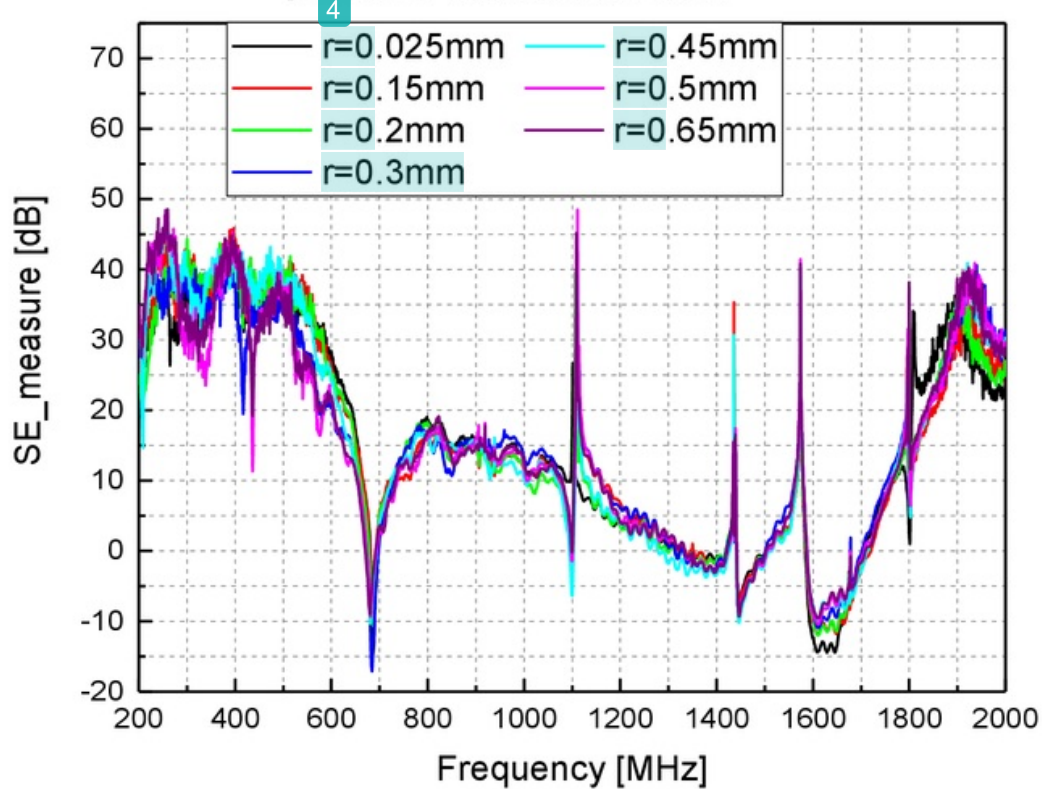
Slika 5.32 Uporedne *SE* krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta *D* sa monopolom poluprečnika $r=0.45\text{mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.



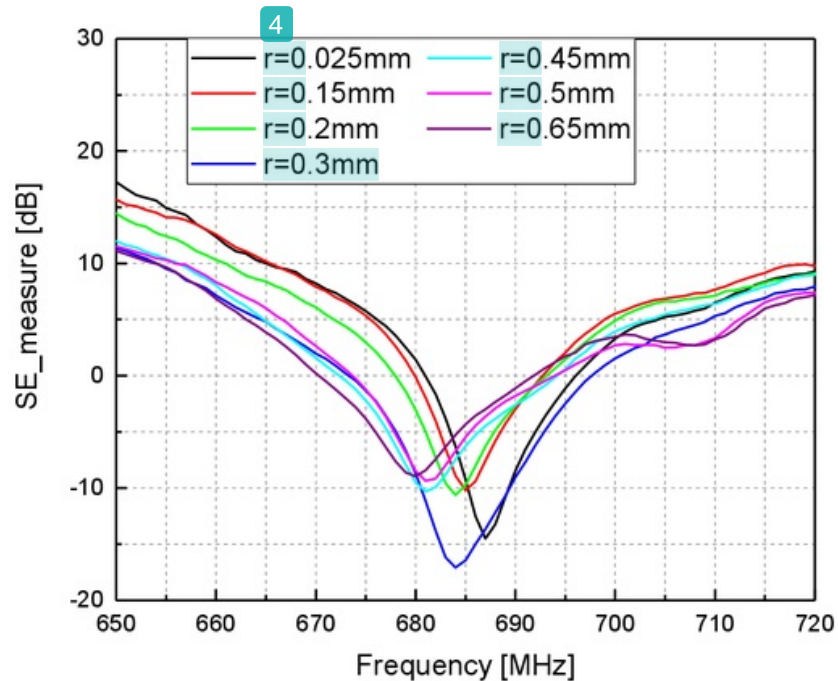
Slika 5.33 Uporedne *SE* krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta *D* sa monopolom poluprečnika $r=0.5\text{ mm}$ i dužine $l=60\text{ mm}$.



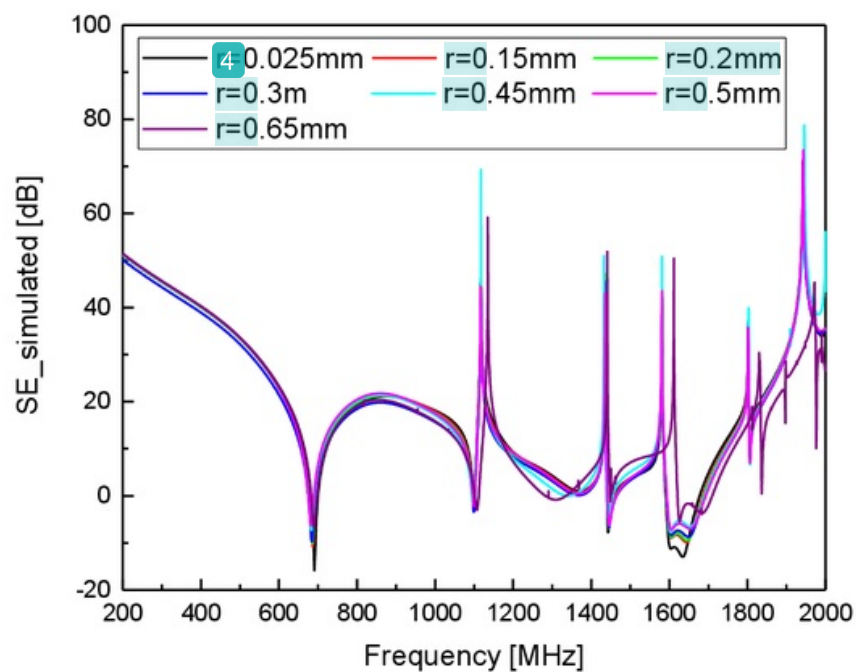
Slika 5.34 Uporedne *SE* krive numeričkog i eksperimentalnog kućišta *D* sa monopolom poluprečnika $r=0.65$ mm i dužine $l=60$ mm.



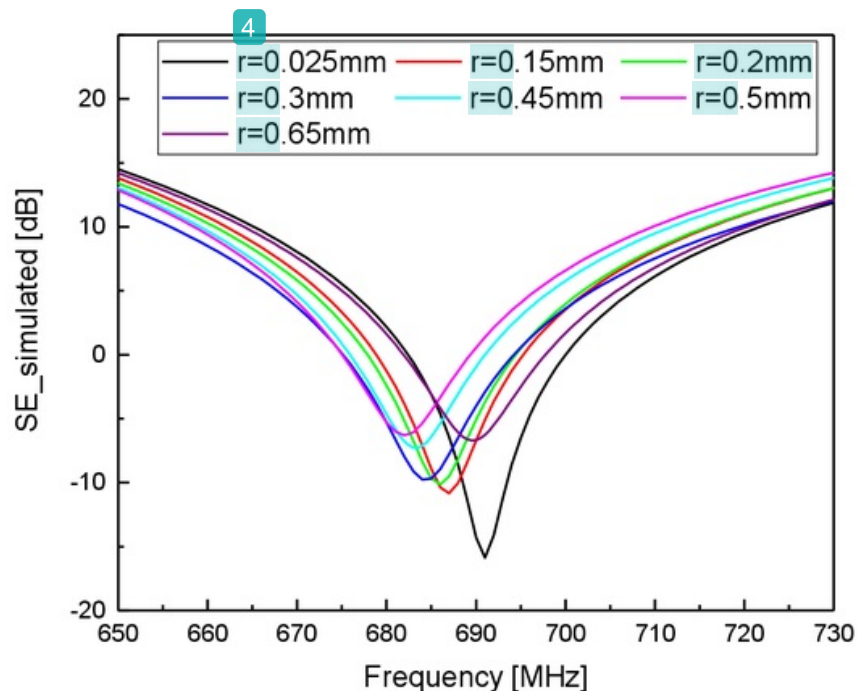
Slika 5.35 Uporedni prikaz izmerenih *SE* za poluprečnike monopola od $r = 0.025$ do 0.65 mm, dužine $l=60$ mm.



Slika 5.36 Uporedne izmerene *SE* karakteristike na prvoj frekvenciji rezonancije za poluprečnike monopola od $r = 0.025$ do 0.65 mm i dužine $l = 60$ mm.



Slika 5.37 Simulirane *SE* karakteristike kućišta *D* sa monoplom poluprečnika od $r = 0.025$ do 0.65 mm i dužine $l = 60$ mm.



Slika 5.38 Simulirani *SE* karakteristike kućišta *D* sa monoplom poluprečnika od $r = 0.025$ do 0.65 mm i dužine $l=60$ mm na prvoj rezonanciji.

Rezultati merenja su uporedo prikazani sa rezultatima numeričkih *TLM* simulacija na slikama od 5.28 do 5.34, respektivno. Merenja su izvršena u frekencijskom opsegu od 200 MHz do 2 GHz. Na svim slikama se uočava dobro slaganje simuliranih i izmerenih krivih, sem u početnom delu mernog opsega, do 600 MHz, zbog karakteristika predajne slot antene tipa Vivaldi, koja ima radnu karakteristiku tek od 600 MHz. No, kako je bila na raspolaganju i predajna antena tipa bikonusni dipol, koja radi od 60 MHz, merenja su i sa njom urađena, ali kod nje je postojao problem malog pojačanja i teškoća sa neophodnim dinamičkim opsegom merenja. Tako je odlučeno da se koristi Vivaldi predajna antena, jer je interesantno ponašanje krivih oko prve frekvencije rezonancije, a radna karakteristika Vivaldi antene se uspostavlja pre frekvencije prve rezonancije merenog i simuliranog modela kućišta.

Na slici 5.35 dat je uporedni prikaz izmerene vrednosti *SE* kućišta tipa *D* za poluprečnike prijemne monopol anten od $r = 0.025$ do 0.65 mm i dužine $l = 60$ mm. Može se zaključiti da su merenja u saglasnosti sa numerički simuliranim rezultatima datim na slici 5.37.

Najvažniji parametar za upoređivanje izmerenih i simuliranih *SE* karakteristika je prva frekvencija rezonancije koja je posebno analizirana za sve slučajeve različitih

poluprečnika monopol antene. Rezultati prve frekvencije rezonancije i SE vrednosti za sve izmerene i simulirane poluprečnike prijemnog monopola u kućištu D su prikazani u tabeli 5.1. Na slikama 5.36 i 5.38 prikazani su rezultati izmerenih i numeričkih SE krivih u okolini prve frekvencije rezonance, respektivno. Na pomenutim slikama uočava se zakonitost promene frekvencije rezonance, što se moglo očekivati na osnovu perturbacione teorije, da se za veće vrednosti poluprečnika a samim tim i većom zapreminom, unete prijemne antene u kućište, frekvencije smanjuju u odnosu na teorijski dobijenu frekvenciju rezonancije. Ta zakonitost sa sitnim odstupanjima se vidi i kod krivih dobijenih simulacijom i kod onih izmerenih. Uočava se da se za vrednost poluprečnika $r = 0.65$ mm, kriva dobijena simulacijom drugačije ponaša, ali tu odmah treba istaći da je granična vrednost za simulacioni model $r = 0.5$ mm, a za vrednost $r = 0.65$ se koristila gruba mreža sa 5 ćelija po talasnoj dužini, dok je za ostale simulacija tanjih monopol antena, korišćeno 20 ćelija po talasnoj dužini.

Tabela 5.1 Frekvencije prve rezonancije i odgovarajući SE nivoi u kućištu D sa monopol antenom dužine $l = 60$ mm različitih poluprečnika, dobijene merenjem i numeričkom simulacijom

Poluprečnik monopol antene r (mm)	Izmerene vrednosti		Numerička simulacija	
	f_{r1m} (MHz)	SE_m (dB)	f_{r1s} (MHz)	SE_s (dB)
0.025	686.975	-14.267	690.834	-15.934
0.1	685.991	-11.158	688.023	-13.240
0.15	685.000	-10.215	686.990	-10.880
0.2	683.979	-10.648	685.988	-10.139
0.3	683.713	-17.243	684.227	-9.848
0.45	681.181	-10.301	683.066	-7.255
0.5	681.023	-9.364	681.986	-6.313
0.65	680.193	-8.944	689.622	-6.648

O visokoj saglasnosti izmerenih i simuliranih rezultata može se zaključiti i iz tabele 5.2 gde je prikazana apsolutna i relativna razlika prve frekvencije rezonancije dobijene numeričkom simulacijom i merenjem. Može se videti da je relativna razlika ispod 0.6 %, izuzev za vrednost poluprečnika $r = 0.65$ mm, gde je relativna greška 1.37 %, što je za inženjerske primene u praksi apsolutno prihvatljivo, [68].

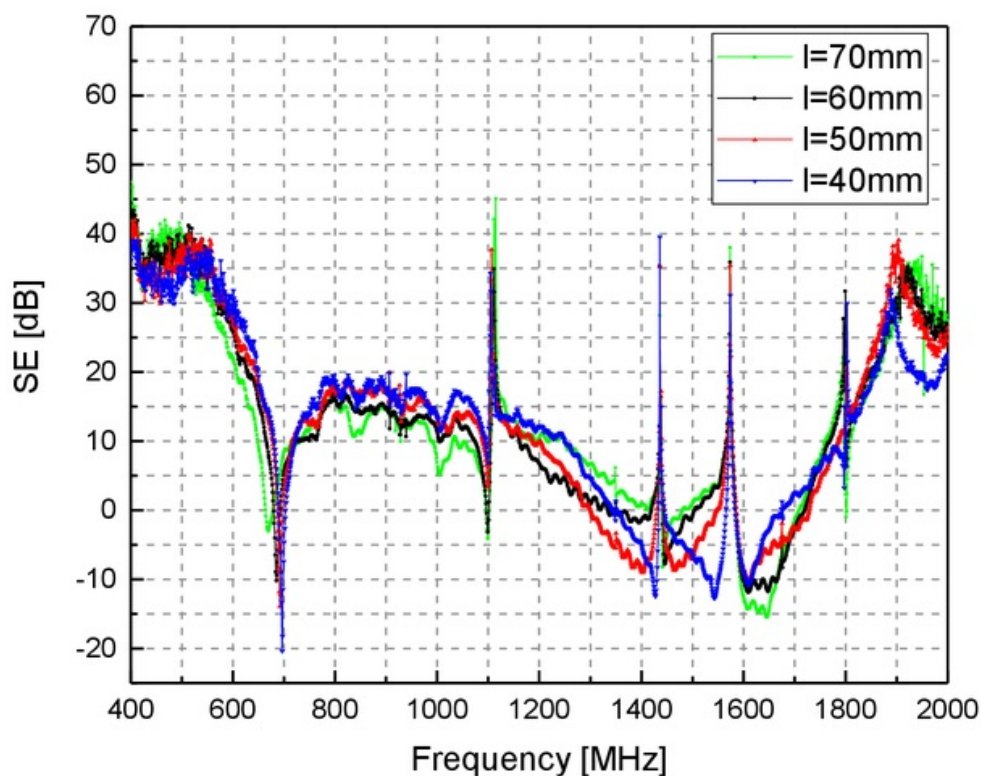
Tabela 5.2 Apsolutna i relativna razlika prve frekvencije rezonancije dobijene numeričkom simulacijom i merenjem

Poluprečnik monopol antene r (mm)	$\Delta f(\text{MHz}) = f_{r_{1s}} - f_{r_{1m}}$	$\Delta f(\text{MHz}) /$ $f_{r_{1s}}(\text{MHz})$ (%)
0.025	3.859	0.5586
0.1	2.032	0.2953
0.15	1.99	0.2896
0.2	2.009	0.2928
0.3	0.514	0.0751
0.45	1.885	0.2759
0.5	0.963	0.1412
0.65	9.429	1.3672

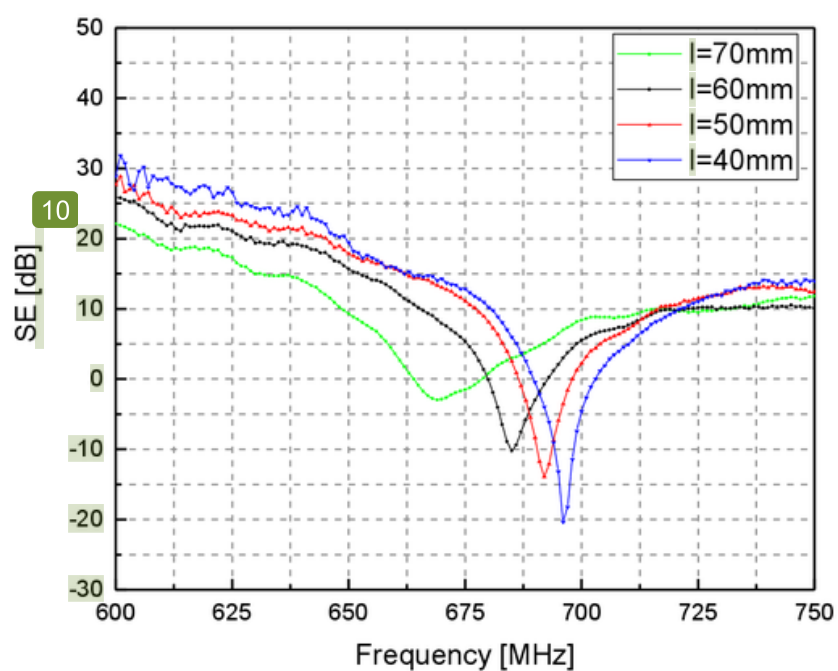
5.4.2 Analiza uticaja dužine monopol prijemne antene na SE i prvu frekvenciju rezonance

U ovom poglavlju, sproveden je niz merenja na istom kućištu D za različite dužine prijemne monopol antene. Izabrana je antena poluprečnika $r = 0.15$ mm sa sledećim dužinama $l = 70, 60, 50$ i 40 mm. Na slici 5.39 je dat uporedni prikaz izmerenih karakteristika efikasnosti kućišta D za različite dužine prijemne monopol antene, u frekvencijskom opsegu od 400 MHz do 2 GHz.

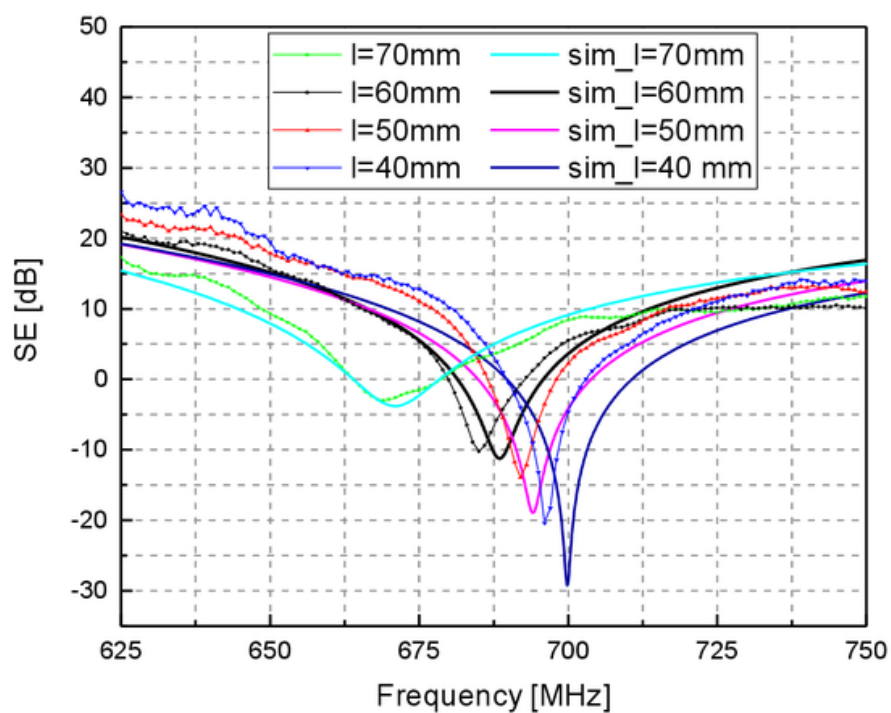
Na slici 5.40 je dat uporedni prikaz izmerenih SE krivih prve frekvencije rezonancije. Uočava se očekivano ponašanje rezultata za koji potvrđuju veoma dobro slaganje sa numeričkim rezultatima istaknutim u poglavlju 4.3.1 na slici 4.6 i tabli 4.2. Prema perturbacionoj teoriji, veće dužine prijemne antene imaju niže frekvencije rezonance u odnosu na frekveenciju rezonance praznog kućišta, odnosno onog bez merene antene. Ovim putem eksperimentalno je potvrđen zaključak iz glave 4.3 ove disertacije i rada [68].



Slika 5.39 Uporedni prikaz izmerenih SE karakteristika kućišta sa različitim dužinama prijemne monopol antene.



Slika 5.40 Uporedni prikaz izmerenog *SE* kućišta na prvoj frekvenciji rezonancije za različite dužine prijemne monopol antene.



Slika 5.41 Uporedni prikaz izmerenih i simuliranih *SE* krivih kućišta na prvoj frekvenciji rezonancije za različite dužine prijemne monopol antene.

Tabela 5.3 Izmerene i numerički dobijene vrednosti prve frekvencije rezonancije i SE nivoa kućišta za različite dužine prijemne monopol antene

$r=0.15\text{mm}, l(\text{mm})$	Mereni		Simulirano	
	fr_{1m} (MHz)	SE_m (dB)	fr_{1s} (MHz)	SE_s (dB)
40	695.851	-20.280	699.648	-29.179
50	692.070	-13.961	694.052	-18.762
60	685.000	-10.215	688.389	-11.254
70	668.870	-2.986	670.586	-3.799

Mereni i simulirani rezultati kućišta sa monopolom na prvoj frekvenciji rezonance su prikazani na slici 5.41. Uočava se izvanredno slaganje izmerenih rezultata sa onim dobijenim numeričkom simulacijom a to je posebno uočljivo ako se pogleda tabela 5.3 gde su date numeričke vrednosti prve frekvencije rezonancije sa SE amplitudama, za sve četiri dužine prijemnih monopol antena. U tabeli 5.4 prikazane su apsolutne i relativne razlike izmerenih i simuliranih vrednosti prve rezonancije za sve četiri monopol antene.

Odmah se uočava da je relativna razlika ispod 0.6%, što je zaista izvanredan podatak koji govori o velikoj primenljivosti simulacionog modela opisanog u glavi 2, poglavlju 2.4.2 i glavi 4.3 ovog rada, [68].

Tabela 5.4 Apsolutne i relativne razlike izmerenih i simuliranih vrednosti prve rezonancije za različite dužine prijemne monopol antene

$r = 0.15 \text{ mm},$ $l (\text{mm})$	$\Delta f (\text{MHz}) = fr_{1s} - fr_{1m}$	$\Delta f (\text{MHz}) / fr_{1s} (\%)$
40	3.797	0.543
50	1.982	0.285
60	3.389	0.492
70	1.716	0.256

5.4.3 Analiza uticaja pozicije monopol prijemne antene na SE

U ovom odeljku obrađuju se eksperimentalni rezultati i daje se upoređenje sa numeričkom analizom uticaja pozicije monopol prijemne antene na primeru kućišta *BM*. Dimenzije analiziranog numeričkog modela kućišta su (300 x 400 x 200) mm, slika 4.11, a njegova fizička realizacija je prikazana na slici 5.42. Kućište je realizovano od bakarnih ploča, debljine $t = 1.5$ mm. Na gornjoj površini kućišta uočavaju se metalne zakrpe, tj. pozicije gde su postavljane prijemne monopol antene, u procesu merenja zarad ispitivanja karakteristika efikasnosti oklopljavanja. Izvršena su merenja na sledećim pozicijama:

$p_0(0,0,100)$ mm, centar kućišta

$p_1(0,-125,100)$ mm

$p_2(75,-125,100)$ mm

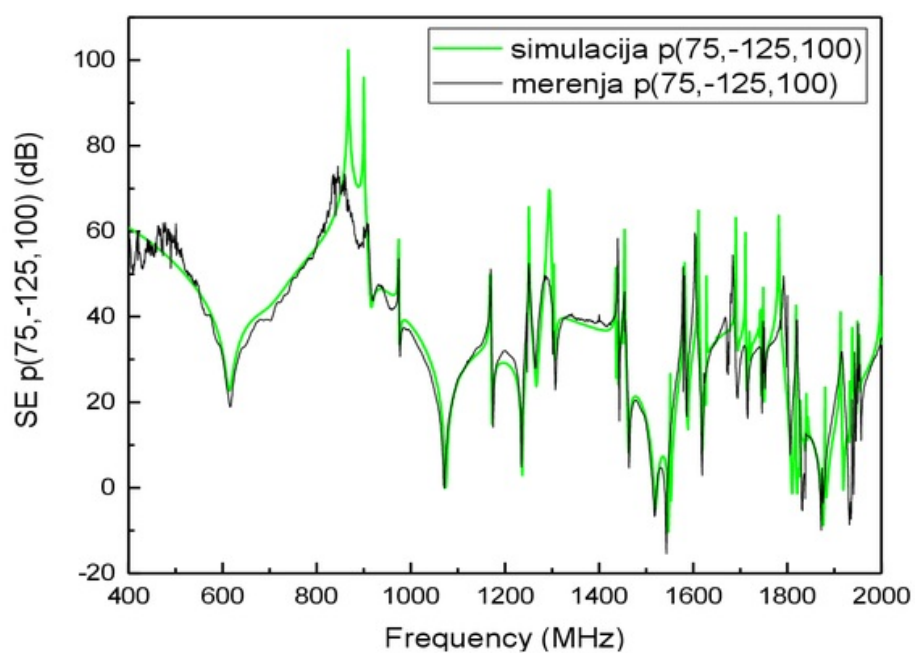
$p_3(-75,-125,100)$ mm

$p_4(-75,125,100)$ mm

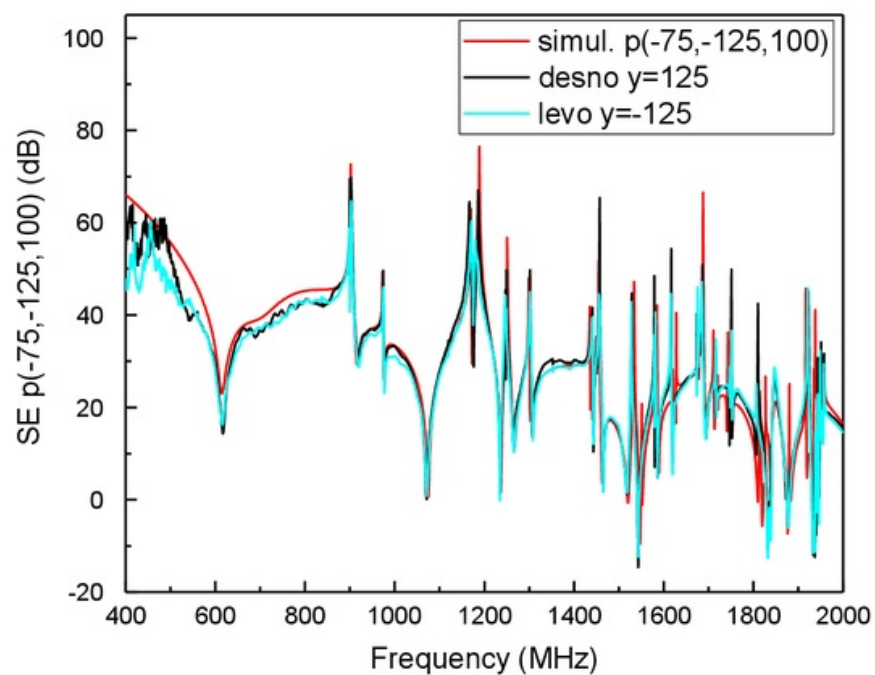
Numerička analiza u glavi 4.4 je sprovedena za isto kućište ali za različite pozicije monopol antene, 5 mm levo i desno od centra kućišta i 45 mm u levo od centra kućišta za monopol dužine $l = 100$ mm i poluprečnika $r = 0.1$ mm. U eksperimentalnim merenjima pozicije u kojima se nalazila merna antena su promenjene iz praktičnih razloga, ali ideja simetrije je zadržana. Fizička realizacija i merenja su prvo izvršena sa prijemnom monopol antenom, istog poluprečnika r i dužine l kao glavi 4.4, u centru kućišta a samim tim je za isti slučaj urađena numerička simulacija TLM metodom, radi upoređivanja dobijenih rezultata sa rezultatima eksperimenata.



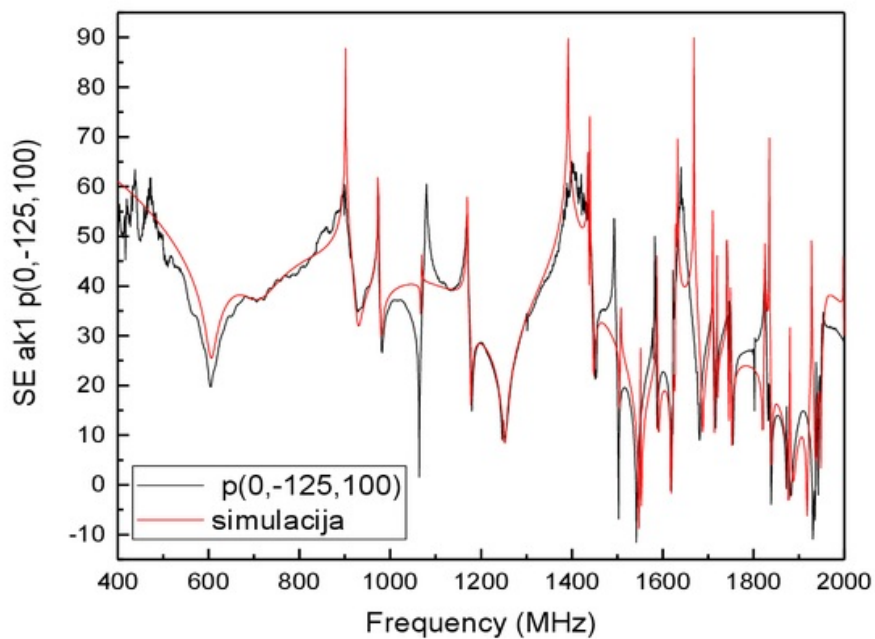
Slika 5.42 Fizička realizacija kućišta *BM* sa pravougaonim otvorom.



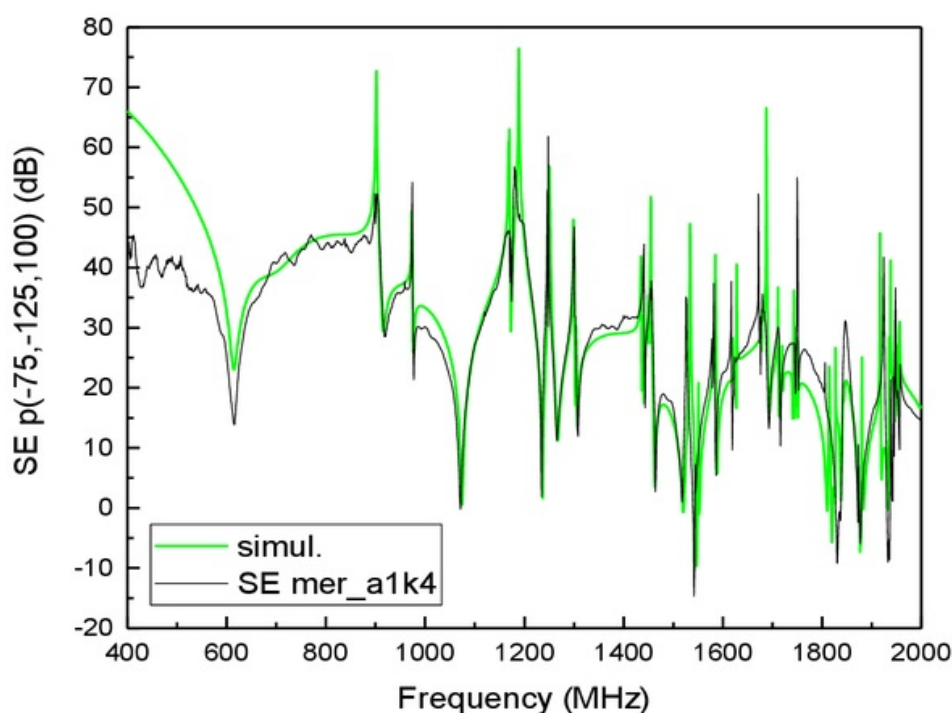
Slika 5.43 Uporedne *SE* krive izmernih i simuliranih modela za poziciju monopol antene $p(75,-125,100)$.



Slika 5.44 Uporedne *SE* krive izmernih i simuliranih modela za poziciju monopol antene p(75,-125,100).



Slika 5.45 Uporedni rezultati *SE* izmernih i simuliranih modela za poziciju monopol antene p(0,-125,100).



Slika 5.46 Uporedni *SE* rezultati izmernog i simuliranog modela za poziciju monopol antene p(-75,-125,100).

Na sledećim slikama počev od 5.43 do 5.46 dat je uporedni prikaz izmerene i numeričkom simulacijom dobijene karakteristike efikasnosti oklopljavanja za različite pozicije prijemne monopol antene u kućištu. Uočava se vrlo dobra saglasnost između merenja i simulacija, i pored svih ograničenja i mogućih nepreciznosti u procesu merenja. U cilju detaljne analize rezultata u tabeli 5.5 prikazane su numeričke i izmerene vrednosti *SE* nivoa na prvoj frekvenciji rezonance. U tabeli 5.6 predstavljene su apsolutne i relativne razlike pre rezonancije. Najveća relativna razlika je manja od 0.4 %, što je sa praktičnog aspekta vrlo mala razlika i apsolutno prihvatljiva.

Na osnovu ovoga može da se donese zaključak, da su iznešeni zaključci o uticaju pozicije prijemne monopol antene na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja date u poglavlju 4.4 tačni i da su eksperimentalno potvrđeni.

Tabela 5.5 *SE* vrednosti na prvoj frekvenciji rezonancije izmerenih i simuliranih modela za različite pozicije prijemne monopol antene $r=0.1\text{mm}$ i $l=100\text{mm}$ u kućištu.

Pozicija	Merenja		Simulacije	
	fr_{1m} (MHz)	SE_m (dB)	fr_{1s} (MHz)	SE_s (dB)
$p_0(0,0,100)$	582.307	21.51	583.120	24.66
$p_1(0,-125,100)$	604.138	19.64	605.701	25.39
$p_2(75,-125,100)$	616.200	18.79	614.476	22.55
$p_3(-75,-125,100)$	615.995	16.21	614.650	22.88
$p_4(-75,125,100)$	617.019	14.25	614.550	22.65

Tabela 5.6 Apsolutne i relativne razlike izmerenih i simuliranih vrednosti prve rezonancije za različite pozicije prijemne monopol antene $r=0.1\text{mm}$ i $l=100\text{mm}$

Pozicija	Δf (MHz) = $fr_{1s} - fr_{1m}$	$ \Delta f /fr_{1s}$ (%)
$p_0(0,0,100)$	0.813	0.14
$p_1(0,-125,100)$	1.563	0.26
$p_2(75,-125,100)$	-1.724	0.28
$p_3(-75,-125,100)$	-1.345	0.22
$p_4(-75,125,100)$	-2.469	0.40

5.4.4 Uporedna analiza uticaja prijemne monopol i dipol antene na *SE* karakteristiku

U kućištu *BM* pored merenja sa prijemnom monopol antenom izvršena su merenja i sa prijemnom dipol antenom, ručne izrade, istih dimenzija kao i monopol, $l = 100\text{ mm}$ i $r = 0.1\text{ mm}$. Napon je određen u centru kućišta, u tački p_0 . Opis i ponašanje dipol antene u kućištu *BM* primenom TLM žičanog modela je opisano u glavi 4.4. Na slici 5.47 prikazane su izmerene i simulirane *SE* karakteristike za slučaj kućišta sa prijemnom dipol antenom i kućišta sa prijemnom monopolom. U tabelama redom od

5.7 do 5.9 date su numeričke vrednosti prve, druge i treće rezonance izmerenog kućišta i simuliranog TLM modela. Primećuje se da je relativna razlika za monopol antenu za sve tri rezonancije manja od 0.2 %, dok je za dipol to 1.82% za treću rezonancu. Može se primetiti i to da su rezultati merenja sa dipol antenom u velikoj saglasnosti sa odgovarajućim numeričkim modelom.

Uočene razlike u smislu oblika i nivoa SE karakteristika kućišta sa monopolom i dipolom, uočene su i pri teorijskoj analizi u 4 poglavlju, ovde su eksperimentalno potvrđene odnosno, verifikovane.

Tabela 5.7 Numeričke vrednosti prve rezonance za monopol i dipol

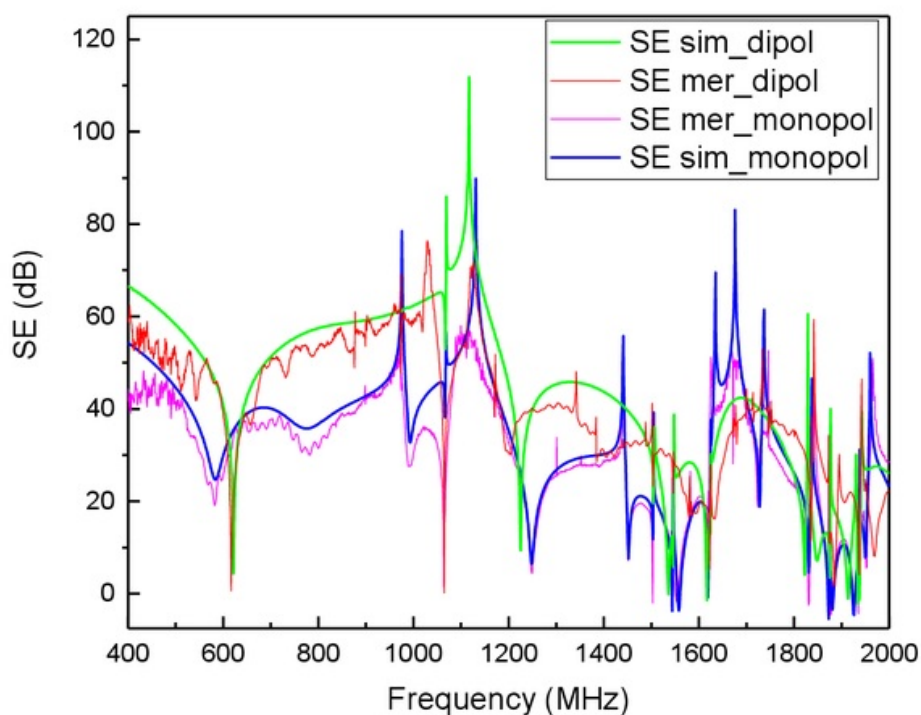
$r = 0.1 \text{ mm},$ $l = 100 \text{ mm}$	mereno		simulirano		$ \Delta f /fr_{1s}$ (%)
	$fr_{1m} \text{ (MHz)}$	$SE_m \text{ (dB)}$	$fr_{1s} \text{ (MHz)}$	$SE_s \text{ (dB)}$	
dipol	617.054	0.86	621.705	4.21	0.75
monopol	582.125	18.75	583.310	24.54	0.20

Tabela 5.8 Numeričke vrednosti druge rezonance za monopol i dipol

$r = 0.1 \text{ mm},$ $l = 100 \text{ mm}$	merenja		simulicije		$ \Delta f /fr_{2s}$ (%)
	$fr_{2m} \text{ (MHz)}$	$SE_m \text{ (dB)}$	$fr_{2s} \text{ (MHz)}$	$SE_s \text{ (dB)}$	
dipol	1064.979	-0.05	1066.211	52.97	0.11
monopol	1063.967	1.52	1065.997	37.96	0.09

Tabela 5.9 Numeričke vrednosti treće rezonance za monopol i dipol

$r = 0.1 \text{ mm},$ $l = 100 \text{ mm}$	mereno		simulirano		$ \Delta f /f_{r_{3s}} (\%)$
	$f_{r_{3m}} (\text{MHz})$	$SE_m (\text{dB})$	$f_{r_{3s}} (\text{MHz})$	$SE_s (\text{dB})$	
dipol	1202.643	29.99	1224.970	9.40	1.82
monopol	1249.000	4.37	1248.000	6.46	0.08

Slika 5.47 Izmereni i simulirani rezultati SE karakteristika monopol i dipol antene u kućištu.

5.5 Zaključak

Rezultati eksperimentalne analize, prikazani u ovoj glavi, upoređeni su sa numeričkim analizama više modela metalnih zaštitnih kućišta sa otvorima. Razmatrana su tri tipa zaštitnih metalnih kućišta, kojima su za potrebe merenja menjane prednje stranice sa različitim otvorima. Izmerene su karakteristike efikasnosti oklopljavanja kada su prednje strane kutija imale grupe okruglih i šestougaonih otvora, za koje se u

numeričkoj analizi koristi tzv. kompaktni *TLM air-vent* model, kada je u kućištu *Lilo* merna monopol antena. Izmereni i simulirani rezultati su pokazali izvanredno slaganje u posmatranom mikrotalasnom frekvencijskom opsegu.

U nastavku je izvršen set merenja efikasnosti oklopljavanja metalne kutije *D* sa malim pravougaonim otvorom tipa prorez, pri mernoj monopol anteni. Analizirani su uticaji merne monopol antene na rezultate u zavisnosti od njenih dimenzija, odnosno dužine i veličine poluprečnika, na promenu frekvencije prve rezonancije. Dobijeni eksperimentalni rezultati su potvrdili rezultate i zaključke numeričkih simulacija *TLM* metodom.

Sproveden je niz merenja na metalnom kućištu *BM* sa pravougaonim otvorom u prisustvu merne monopol ili dipol antene. Analiziran je uticaj položaja merne monopol antene realnih dimenzija, na promenu frekvencije prve tri rezonance. Zatim je za isto kućište analiziran uticaj prijemne dipol antene istih dimenzija kao što je monopol.

Dobijeni eksperimentalni rezultati svih triju kućišta su u visokoj saglasnosti sa rezultatima i zaključcima dobijenim numeričkim simulacijama istih, korišćenjem *TLM* metode. Na ovaj način je na velikom broju merenja i različitim primerima izvršena verifikacija numeričkih rezultata dobijenih simulacijom, korišćenjem *TLM* metode, modela za grupu otvora tzv. kompaktnog *air-vent* modela, *TLM* žičanog modela i drugih kompaktnih modela.

6. ISTRAŽIVANJE UTICAJA GRUPE OTVORA NA RASPODELU EM POLJA UNUTAR KUĆIŠTA I IZRAČENOG EM POLJA IZVAN KUĆIŠTA

U ovom poglavlju razmatraju se karakteristike EM sprege u metalnom zaštitnom kućištu sa dvema monopol antenama u dva slučaja, prvi kada je zid kućišta na kome se nalaze antene, sa grupom okruglih otvora i drugi sa jednim kvadratnim otvorom. Numerička analiza je sprovedena korišćenjem TLM metode sa finom mrežom u slučaju jednog pravougaonog otvora i korišćenjem TLM metode sa kompaktnim *air-vent* modelom za modelovanje grupe okruglih otvora. Obe varijante kućišta su fizički realizovane od mesinganog lima i na njimu su urađena merenja i upoređene su dobijene *SE* karakteristike.

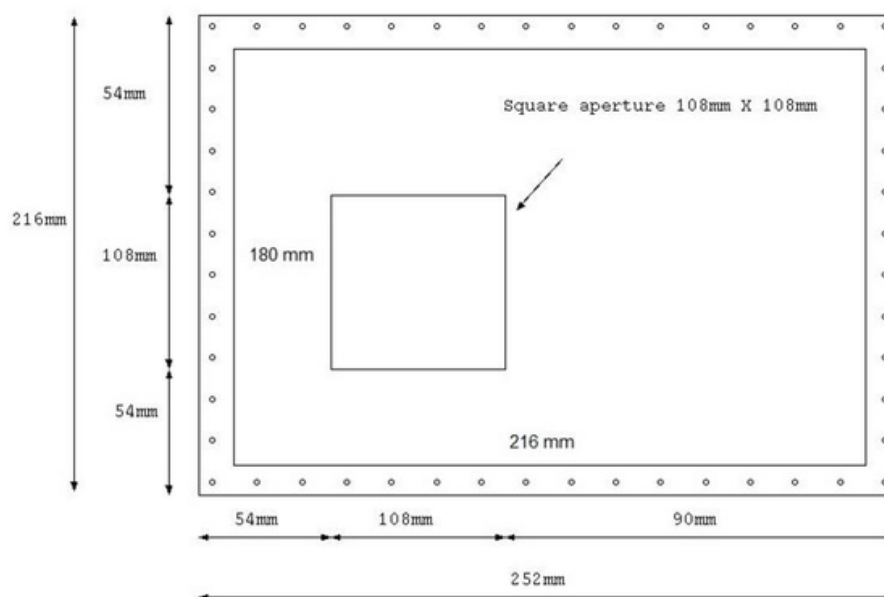
6.1 Numerička analiza zaštitnog metalnog kućišta

Za potrebe numeričke analize, formiran je model kućišta, unutrašnjih dimenzija (216 x 180 x 252) mm. Metalne stranice kućišta su od mesinga (sa udelom od 65% bakra i 35% kalaja) sa površinskom otpornošću od $10 \Omega/\square$ i debljine zidova od 1 mm. Zid kućišta sa otvorom je proširen prema spolja u odnosu na bazu kućišta, iz praktičnih razloga, tako da je dimenzija (216 x 252) mm. U odnosu na ivice samog kućišta proširen je u *y*-smeru za 18 mm sa obe strane.

Formirana su dva modela, prvi koji ima jedan kvadratni otvor, i drugi sa grupom okruglih otvora koji zauzimaju istu površinu kao kvadratni otvor. Za prvi model, otvor dimenzija (108 x 108) mm je simetrično postavljen u pravcu *y*-ose na rastojanju 54 mm od ivica, dok je asimetrično postavljen na rastojanju od 90 mm u desno i 54 mm u levo u pravcu *z*-ose, što ilustruje slika 6.1. Dve monopol antene istih dužina $l = 27$ mm i poluprečnika $r = 0.5$ mm su postavljene na zidu pored otvora. Jedan monopol bliži

otvoru je na rastojanju 9 mm u pravcu y -ose i 27 mm u smeru z -ose. Drugi monopol je pomeren 81 mm i 45 mm od otvora u pravcu y - i z -osa, respektivno, a to je prikazano na slici 6.2. Kao numeričko oruđe, primenjen je TLM metod za modelovanje kućišta sa jednim kvadratnim otvorom.

Korišćenjem TLM *air-vent* modela, realizovan je model istovetnog kućišta sa grupom okruglih otvora koji se nalaze na prednjem zidu. Na prednjem zidu, oblast dimenzija (108 x 108) mm perforirana je grupisanim nizovima od 18 x 18 okruglih otvora, ilustrovanih slikom 6.2. Takođe, na slici 6.2 prikazani su koordinatni sistem i pozicije obe monopol antene sa rastojanjima od perforirane oblasti po yz -osama. Rastojanje između bilo koja dva susedna otvora je $d = 2$ mm (odnosno od centra do centra otvora je 6 mm). Poluprečnik okruglog otvora je $r = 2$ mm. Za modelovanje korišćena je prostorna diskretizacija mreže od 10 ćelija po talasnoj dužini.

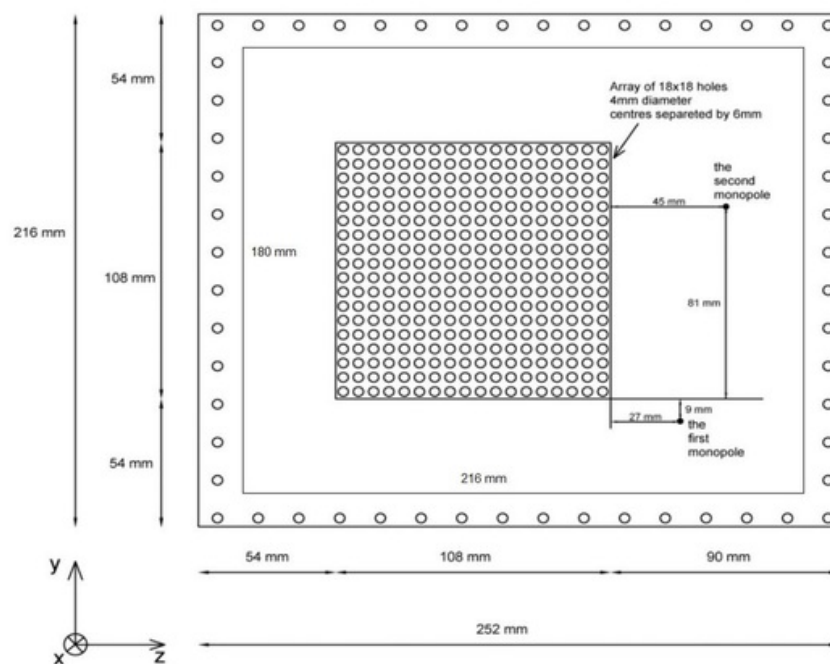


Slika 6.1 Skica gornjeg zida kućišta sa kvadratnim otvorom.

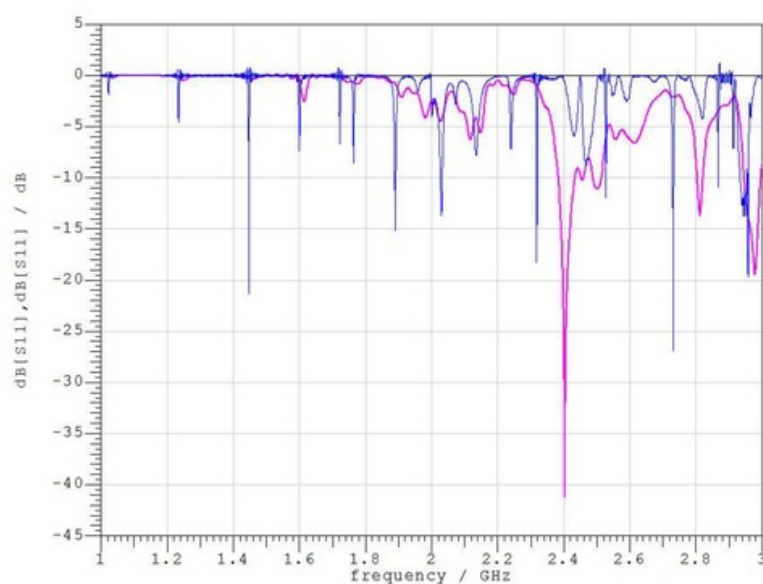
Pokrivenost se određuje kao količnik sume svih površina okruglih otvora i površine zida koja je obuhvaćena otvorima, primenom formule (3.2). Za poluprečnik otvora r , rastojanje između otvora i dužine strana perforirane oblasti, dobija se da je pokrivenost $cov = 34.88$ %. Unutrašnje dimenzije kućišta, pozicije oba monopola su iste

kao kod TLM modela sa jednim otvorom. Monopol antene su modelovane kao žice, dužine l i poluprečnika r , i vezane su na gornji zid kućišta (perforirani zid). Svaka monopol antena povezana je na TLM žičani port koji ima izvor napajanja od 1V. Impedansa svakog žičanog porta je 50Ω . Struje koje se generišu kroz oba porta i naponi koji se stvaraju od izvora napajanja pobuđuju EM polje unutar kućišta i na taj način se mogu odrediti S - parametri.

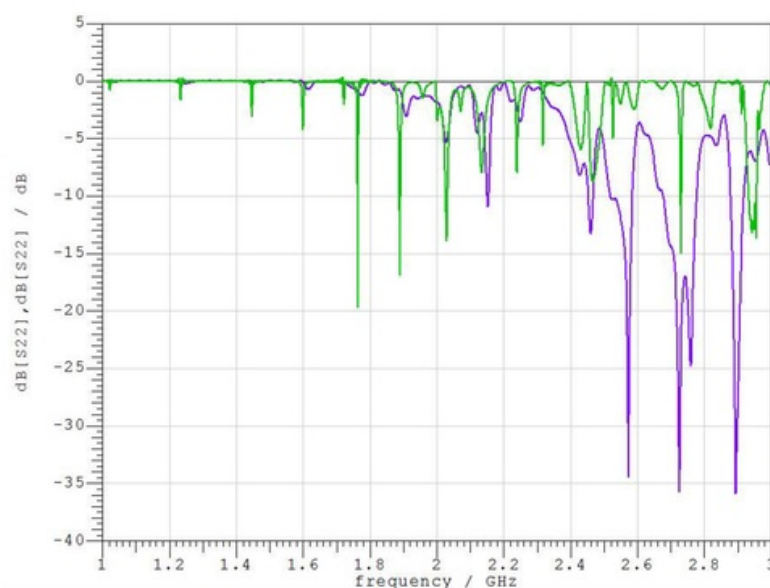
Izvršene su numeričke analize kućišta sa jednim kvadratnim otvorom, i istog kućišta sa grupom okruglih otvora, kada je pobuđeno kućište iznutra. Da bi pobuda bila unutar kućišta, obe monopol antene treba da rade u predajnom režimu, ili da samo jedna antena radi u predajnom režimu. Distribucija EM polja izaziva spregu između monopola i otvora, koja se određuje kao nivo prihvaćene snage u nekoj tački posmatranja. Tačke u kojima se određuju nivoi snaga postavljeni su na sredini kvadratnog otvora, odnosno centru površine sa grupom okruglih otvora, na pozicijama 90 mm i 108 mm duž y - i z -osa, respektivno. Postavljene su u sledećim pozicijama, $h_1 = (-10, 90, 108)$ i $h_2 = (-50, 90, 108)$. Monitori se nalaze na visinama $p_1 = 10$ mm i $p_2 = 50$ mm, za blisko i daleko polje.



Slika 6.2 Skica gornjeg zida kućišta sa grupom 18x18 okruglih otvora pokrivenosti 34.88% i pozicijama monopol antena.



6.3 Parametar s_{11} kućišta sa jednim kvadratnim otvorom (crna) i sa grupom okruglih otvora (pink).



Slika 6.4 Parametar s_{22} kućišta sa jednim kvadratnim otvorom (ljubičasta) i sa grupom okruglih otvora (zelena)

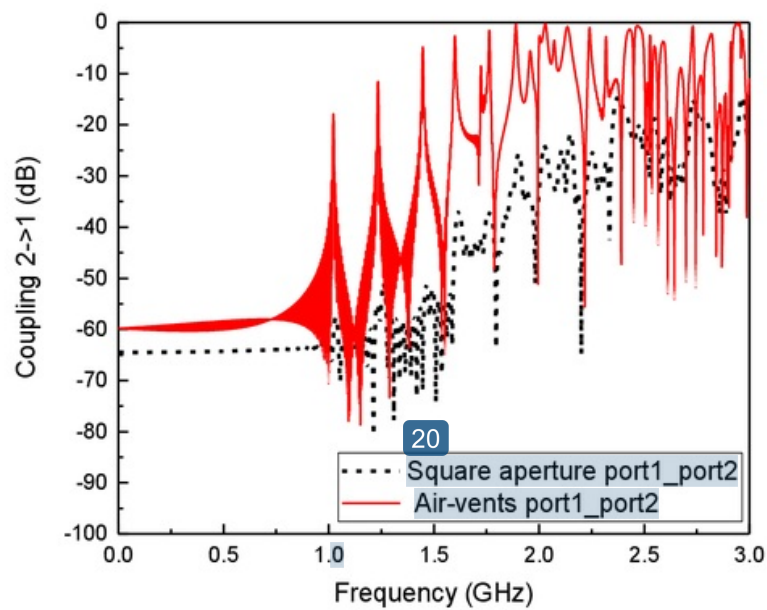
Na slici 6.3 upoređeni su rezultati s_{11} parametara koji su dobijeni analizom TLM modela kućišta sa kvadratnim otvorom i TLM modela kućišta sa kompaktnim *air-vent* modelom za grupu okruglih otvora. Može se videti da model kućišta sa grupom okruglih

otvora ima više pikova na visokim frekvencijama u odnosu na kućište sa jednim velikim otvorom, koji ima dominantni pik oko 2.4 GHz.

Parametari s_{22} dobijeni su kada su pobuđene obe antene u kućištu. Predstavljeni su na slici 6.4 za oba modela kućišta.

U nastavku, efekti sprege između dve monopol antene, kućišta sa jednim kvadratnim otvorom i kućišta sa grupom okruglih otvora, dati su na slici 6.5. Krive s_{21} parametara se razlikuju ne samo po obliku već i po nivoima. Obe krive imaju dobro slaganje do 1 GHz, nakon čega efekti sprege postaju izraženiji. Štaviše, u slučaju kućišta sa grupom okruglih otvora, sprega je mnogo kompleksnija i javlja se puno rezonancija na visokim frekvencijama zato što se više energije zadržava unutar kućišta. Stoga, model sa grupom otvora ima izraženiju karakteristiku sprege, te su i nivoi izračene snage viši.

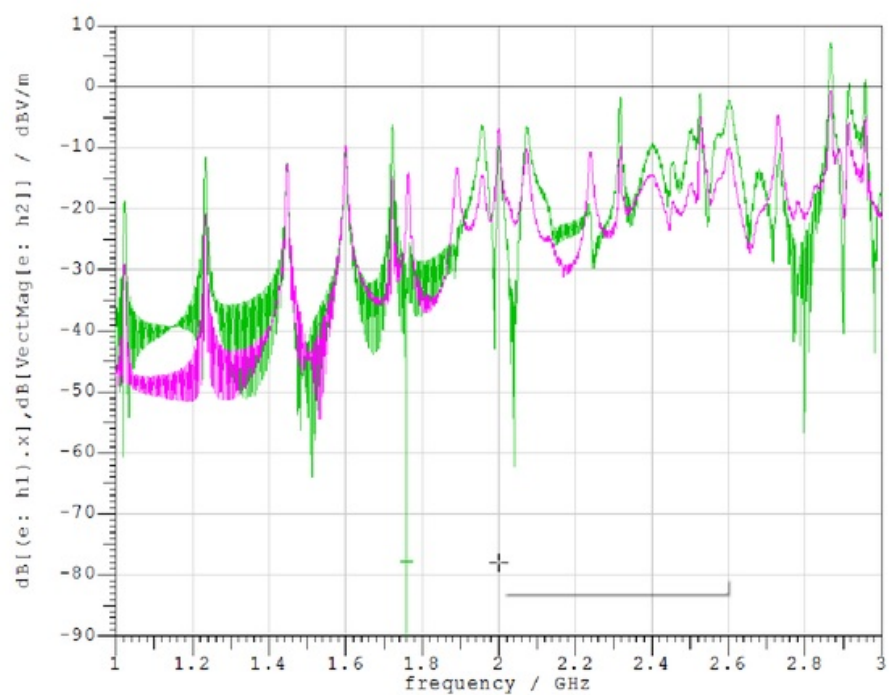
Poznato je da je kompaktni TLM *air-vent* model razvijen za savršeno provodni perforirani zid. Međutim, u ovoj analizi, korišćen je mesing kao materijal čiju površinsku otpornost TLM solver za *air-vent* model nije razmatrao prilikom modelovanja. To je jedan od razloga zbog čega scenario sa grupom otvora ima više nivoa s_{21} parametra, za razliku od scenarija koji koristi standardnu TLM finu mrežu. Standardni TLM model sa finom mrežom pri prostornoj diskretizaciji modela uzima u proračun otpornost materijala oklopa.



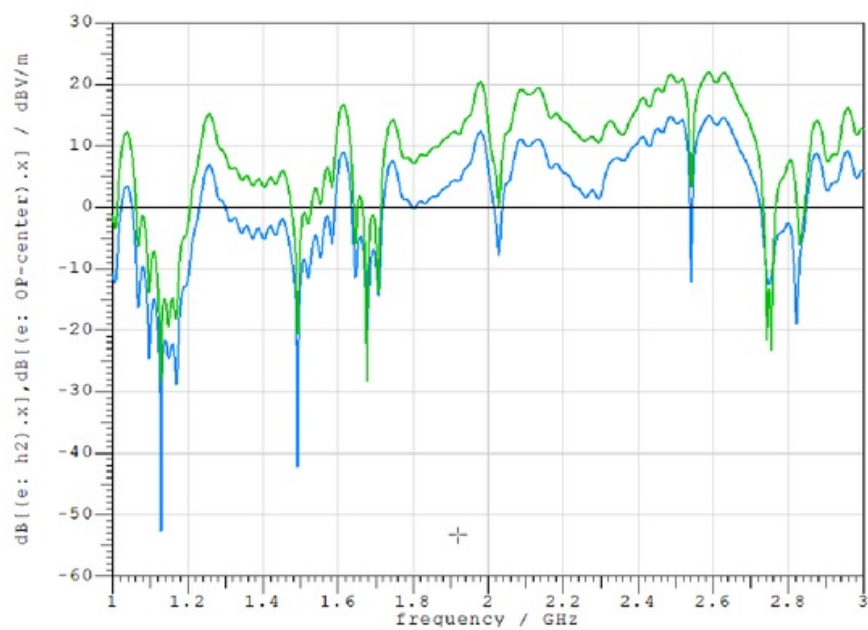
Slika 6.5 Karakteristike modula s_{21} parametara za kućište sa kvadratnim otvorom (crna) i kućišta sa grupom okruglih otvora (crvena).

Dalje, izvršena je numerička analiza procene efikasnosti kućišta prema spoljašnjoj sredini u odnosu na EM polje koje se u njemu generiše. Analiza je urađena za model kućišta sa grupom okruglih otvora kada su pobuđene obe monopol antene unutar njega. Izračunate su *SE* karakteristike za blisko polje u tački h_1 i za daleko polje u tački h_2 . Na slici 6.6 se može videti da *SE* krive imaju sličan oblik i da se rezonancije javljaju na skoro istim frekvencijama. Na frekvencijama preko 1 GHz, pojava rezonancija je učestalija zato što se pobuđuju viši modovi kućišta.

Napravljena je analiza kada su pobuđene obe monopol antene i kada se sonda za detekciju EM polja nalazi u bliskoj i dalekoj zoni od kućišta sa kvadratnim otvorom, u tačkama h_1 i h_2 . Nivoi električnog polja se mogu videti na slici 6.7.



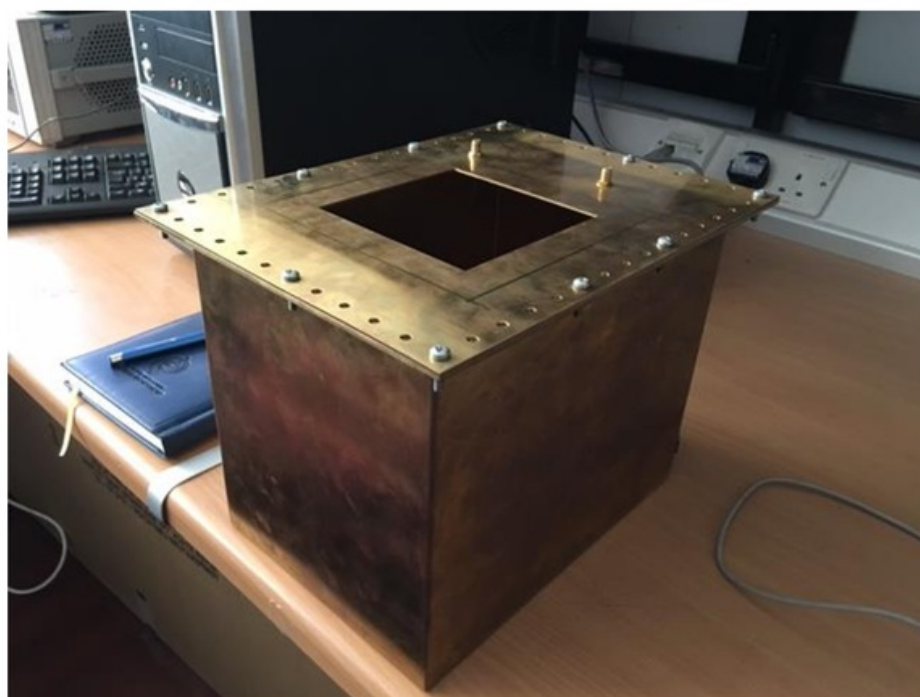
Slika 6.6 Nivo električnog polja u bliskoj (h_1 , zeleno) i dalekoj zoni (h_2 , pink) za model kućišta sa grupom okruglih otvora



Slika 6.7 Nivo električnog polja u tačkama bliskog h_1 (zeleno) i dalekog polja zračenja h_2 (plavo) za model sa kvadratnim otvorom, kada su pobuđene obe monopol antene.

6.2 Fizički model kućišta i eksperimentalna provera

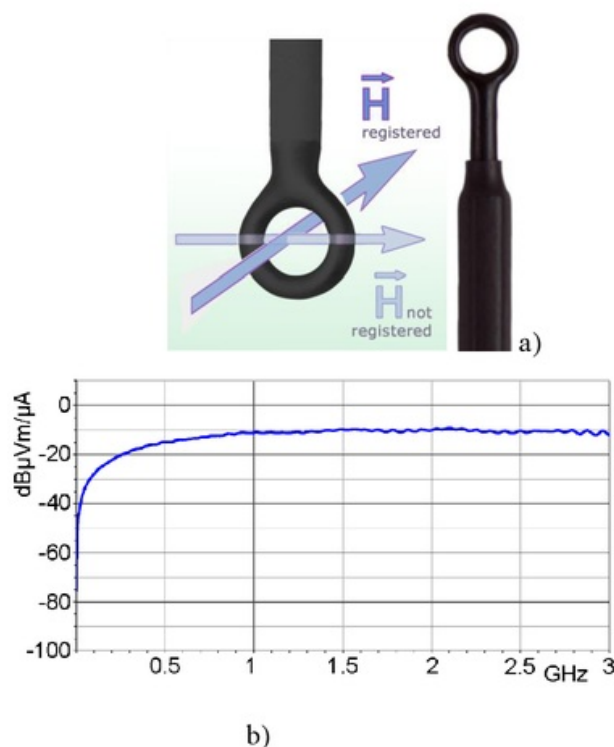
Napravljen je fizički model zaštitnog kućišta po dimenzijama i opisu kakvo se koristi u numeričkoj analizi. Kako bi se onemogućilo curenje elektromagnetskog polja i obezbedio dobar mehanički spoj, prednji zid kućišta je proširen i zašrafljen, što se može videti na slici 6.8 koja prikazuje fizički model sa kvadratnim otvorom. Monopol antene su istih dužina i debljina, postavljene na istim pozicijama prednjeg zida kao u numeričkom modelu. Uklanjanjem gornje strane sa velikim otvorom i postavljenjem nove perforirane grupom od 18x18 okruglih otvora, dobija se kućište sa grupom okruglih otvora, odnosno sa *air-vent*-ovima.



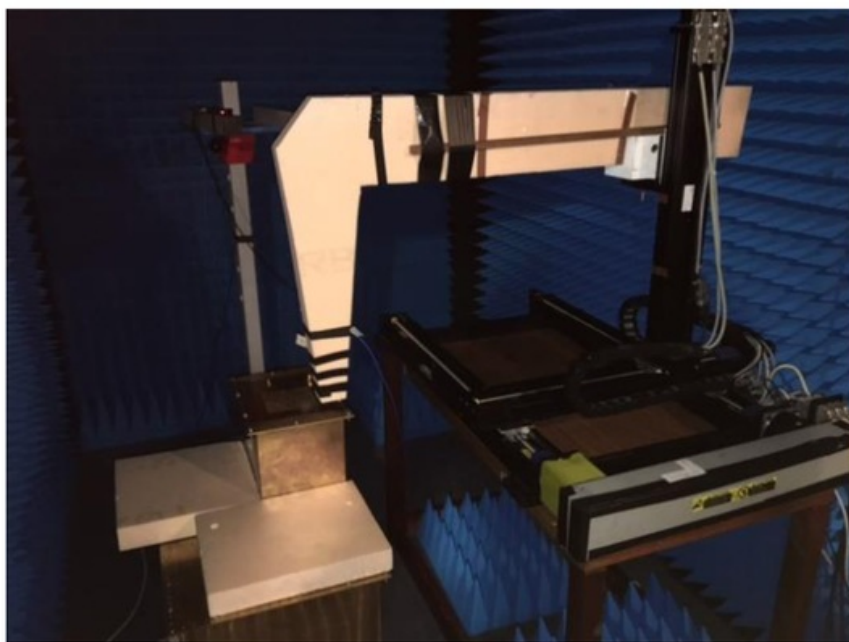
Slika 6.8 Fizički model kućišta sa monopol antenama i kvadratnim otvorom.

Elektromagnetska merenja kućišta izvedena su u anehoičnoj sobi Instituta za elektromagnetska istraživanja Džordž Grin, Univerziteta u Notingemu (¹⁴ *the George Green Institute of Electromagnetic Research at University of Nottingham*) u okviru COST akcije IC 1407 [69]. Izvođenje merenja kućišta za obe vrste otvora odvijalo se pomoću vektorskog analizatora mreža (VNA) u frekvencijskom opsegu od interesa, od 1 GHz do 3 GHz sa korakom 0.25 GHz [70]. Za detektovanje EM polja koristila se RF sonda *R 50-I*, čiji su izgled i karakteristika frekvencijskog odziva prikazane na slici 6.9

a) i b). U procesu merenja, RF sonda je postavljena na određenim visinama: $p_1 = 10$ mm i $p_2 = 50$ mm iznad zida sa otvorima, što ilustruje slika 6.10. Ravan skeniranja po kojoj se sonda kretala bila je dimenzija (150 x 150) mm i postavljena je iznad kvadratnog otvora odnosno perforiranih okruglih otvora. Granice ove ravni su obeležene crnom kvadratom linijom oko otvora na slici 6.8. Ravan skeniranja je podeleljna na (31x31) tački sa korakom od 5 mm. Pozicaja RF sonde pažljivo je postavljana pomoću LabView softvera. Jednim kanalom vektorskog analizatora mreže pobuđivana je prva monopol antena dok je druga bila pasivna (samo postoji fizički i samim tim u prostoru kućišta unosi određenu perturbaciju) ili su obe antene pobuđivane deliteljem snage. Drugi kanal vektorskog analizatora mreže povezuje se sa RF sondom, čija se pozicija postavlja iznad mernog kućišta pomoću LabVIEW programa kojim se upravlja sa računara, što je dokumentovano fotografijama na slikama 6.10, 6.11 i 6.12, respektivno.



Slika 6.9 a) Izgled RF sonde korišćene u merenom procesu, b) Frekvencijski odziv merne RF sonde.



Slika 6.10 Pokretna RF sonda za detekciju EM polja iznad kućišta u anehoičnoj sobi



Slika 6.11 Pokretna RF sonda za detekciju EM polja iznad kućišta u kome je pobuđena jedna monopol antena



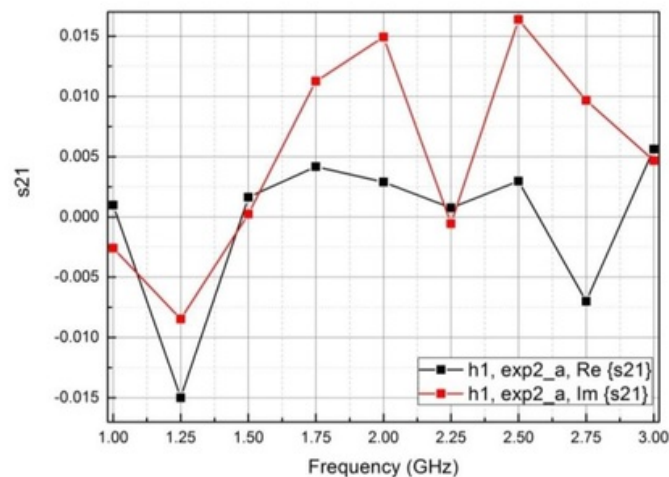
Slika 6.12 Eksperimentalna postavka (računar sa LabVIEW softverom i VNA)

6.2.1 Eksperimentalni rezultati merenja kućišta sa grupom otvora

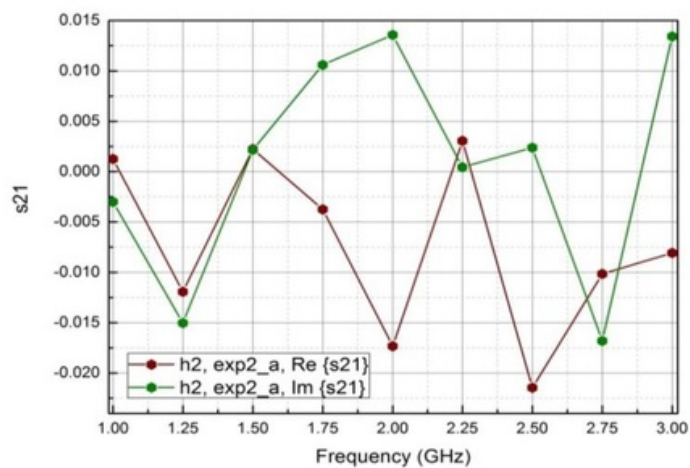
Sledi analiza izmerenih rezultata s_{21} parametara za scenario kućišta sa grupom okruglih otvora što je na grafikonima označeno kao *exp2*. Dati su rezultati merenja u tački koja se nalazi na sredini oblasti grupe otvora. U ravni skeniranja koja se nalazi iznad perforirane oblasti, to je pozicija u kojoj RF sonda ima koordinate u $z = 108$ mm i $y = 90$ mm. Ove tačke odgovaraju sredini oblasti koja je pod otvorima. Slika 6.13 predstavlja vrednosti s_{21} parametra u funkciji od frekvencije u bliskom polju, na visini p_1 od sredine grupe otvora h_1 . Prva monopol antena je u aktivnom režimu dok je druga u pasivnom režimu, dakle samo svojim prisustvom utiče na raspodelu EM polja unutar kućišta. Ovaj slučaj označen je kao *exp2_a*. Slika 6.14 ilustruje realni i imaginarni deo normalizovane vrednosti izmerenih s_{21} parametra u dalekom polju, na visini p_2 od sredine grupe otvora h_2 . Može se primetiti da sa promenom visine merne tačke s_{21} parametri se dosta razlikuju. Zapravo, rezultati potvrđuju da nisu isti u dalekoj i bliskoj zoni EM zračenja, što se i moglo očekivati. Takođe, pored različitih amplituda s_{21} parametara, uočava se različito ponašanje usled različite raspodele polja, iako su rezonancije na skoro istim frekvencijama.

U nastavku je data analiza izmerenih vrednosti s_{21} parametara u bliskom i dalekom polju kada je u kućištu sa grupom okruglih otvora, pobuđen drugi monopol

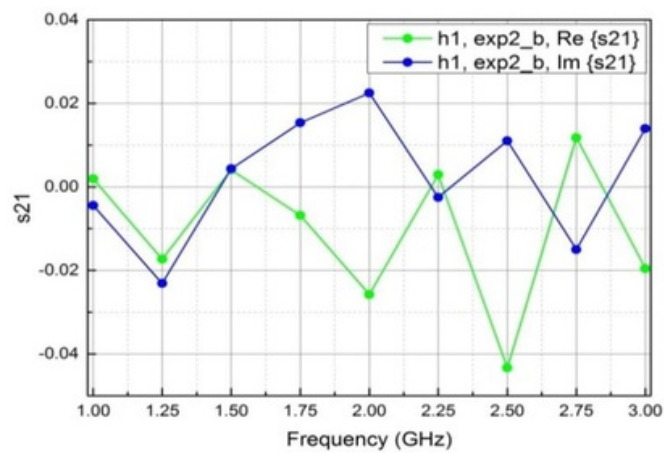
dok je prvi monopol samo statirao. Ova analiza je na grafikonima označena kao *exp2_b*. Kao u prethodnom slučaju date su realne i imaginarne vednosti. Slike 6.15 i 6.16, respektivno, ilustruju spregu između monopol antene u kućištu sa otvorima i merne RF sonde. Može se videti da pored frekvencijske zavisnosti, sama pozicija pobudene monopol antene utiče na oblik s_{21} parametara kao i to da se slučajevi *exp2_a* i *exp2_b* međusobno razlikuju.



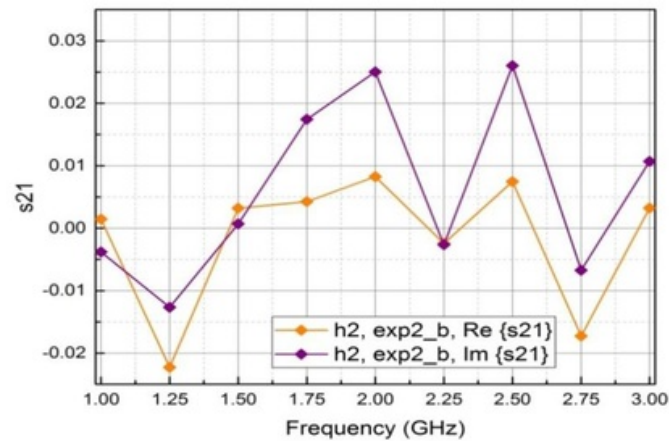
Slika 6.13 Rezultati u bliskom polju (h_1) izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobudena prva monopol antena



Slika 6.14 Rezultati u dalekom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobudena prva monopol antena

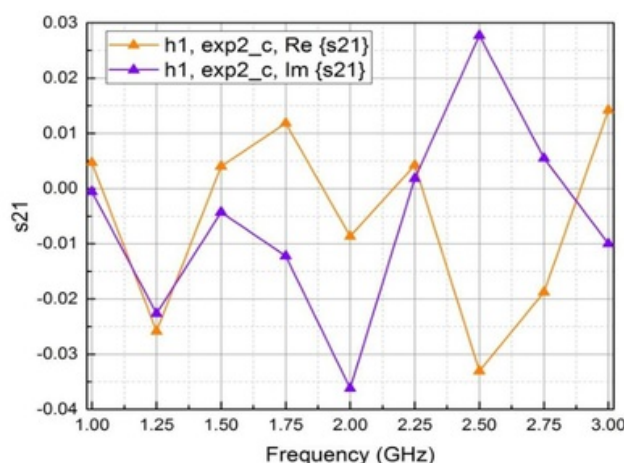


Slika 6.15 Rezultati u bliskom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobuđena druga monopol antena

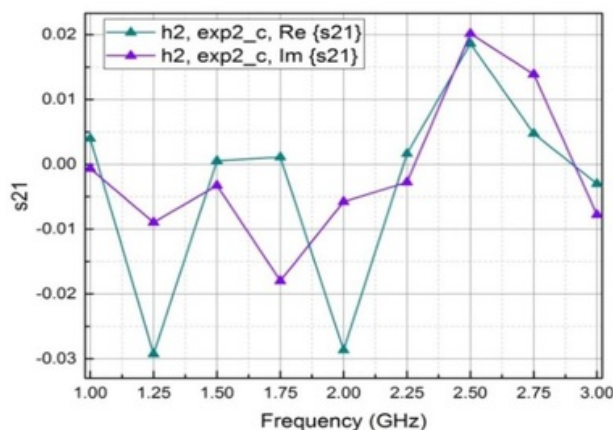


Slika 6.16 Rezultati u dalekom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada je pobuđena druga monopol antena

Sledeća analiza je urađena za slučaj kada su obe monopol antene pobuđene u kućištu sa grupom otvora, što je na grafikonima koji slede označeno sa *exp2_c*. Ponovo su merenja izvršena u bliskom i dalekom polju. Rezultati su prikazani na slikama 6.17 i 6.18, respektivno. Najviša vrednost sprege se javlja na frekvenciji 2.5 GHz, što je posebno izraženo u dalekom polju.

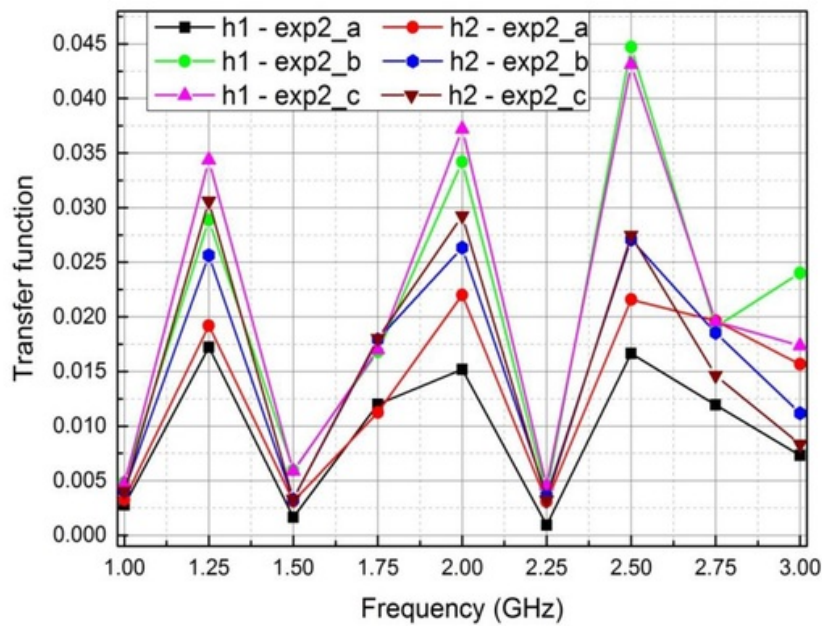


Slika 6.17 Rezultati u bliskom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada su pobudene obe monopol antene



Slika 6.18 Rezultati u dalekom polju izmerenih s_{21} parametara na sredini grupe otvora kada su pobudene obe monopol antene

U nastavku su prikazane uporedne krive transfer funkcija s_{21} parametara. Transfer funkcijom se opisuju efekti sprege koji se javljaju između polja koje stvara svaka pobudena monopol antena i izračenog polja u određenoj mernoj tački skenirajuće ravni, u kojoj je RF sonda postavljena [71]. Izračunava se kao moduo apsolutne vrednosti s_{21} parametara. Slika 6.19 ilustruje da najviše vrednosti transfer funkcija ima za slučaj kada su obe antene eksitovane. Takođe, posebno se ističu frekvencije 1.25 GHz, 2 GHz i 2.5 GHz, na kojima svi analizirani slučajevi imaju svoje maksimalne vrednosti.



Slika 6.19 Trasfer funkcije kućišta sa grupom okruglih otvora, u bliskom i dalekom polju

6.2.2 Eksperimentalni rezultati merenja kućišta sa kvadratnim otvorom

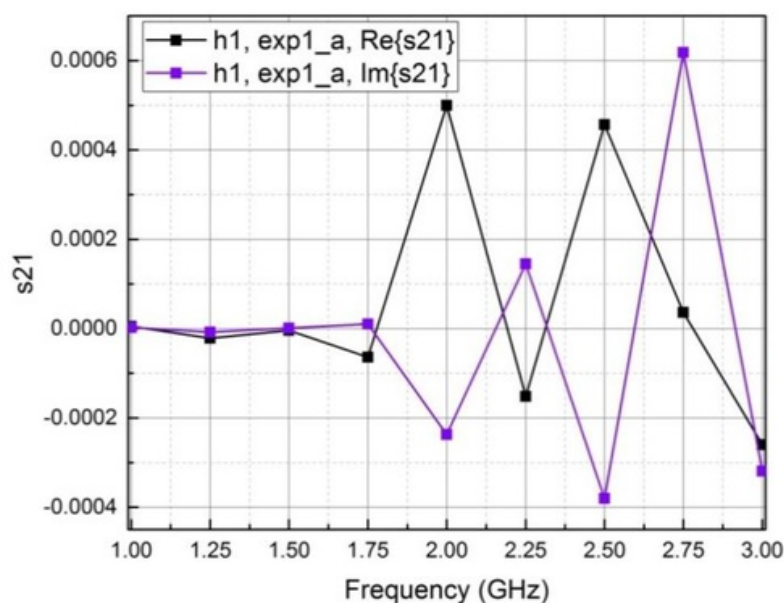
U ovom poglavlju data je analiza izmerenih rezultata sprege između pobuđenih antena unutar kućišta koje ima kvadratni otvor i spoljne merne sonde. Merenja ovog tipa kućišta su označena kao *exp1*. Pobuđivan je samo prvi monopol, zatim samo drugi monopol i konačno oba monopola. Pobudom antena na različitim pozicijama izmerene su promene EM sprege između antena u kućištu sa kvadratnim otvorom i merne RF sonde koja se nalazila u bliskom, a potom u dalekom polju.

Analiza koja sledi utvrđuje spregu između merne RF sonde i kućišta sa kvadratnim otvorom u kome je pobuđen prvi monopol, onaj bliži otvoru. Merenje je izvršeno tačno iznad sredine kvadratnog otvora kućišta. Na grafikonu koji je ilustriran slikom 6.20, predstavljene su izmerene vrednosti s_{21} parametara, u bliskom polju. Parametri s_{21} predstavljeni su u kompleksnog zapisu. Evidentno je da su vrednosti sprege oko nule na opsegu od 1 GHz do 1.75 GHz, dok efekti sprege imaju izraženije fluktuacije na frekvencijama iznad 1.75 GHz.

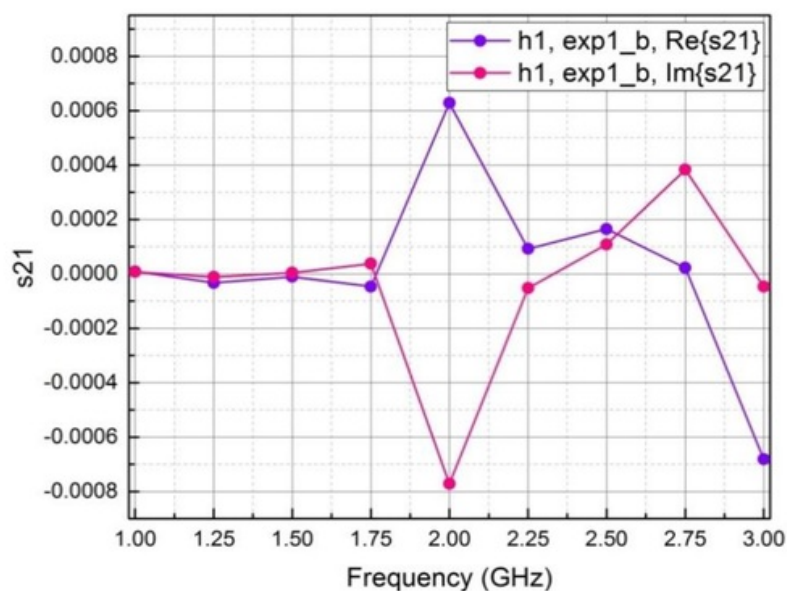
Na slici 6.21 predstavljene su kompleksne vrednosti s_{21} parametara kada je pobuđen samo drugi monopol, što je na grafiku označeno kao *exp1_b*. Može se videti da

je međusobna sprega oko nule, sve do 1.75 GHz, nakon čega vrednosti merenih frekvencija variraju tako da imaginarna osa ima kapacitivni karakter, zatim induktivni.

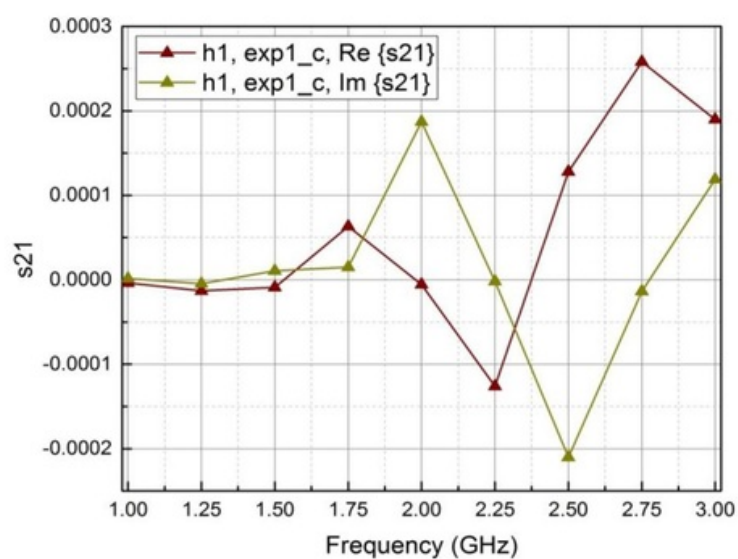
Slika 6.22 prikazuje merenja na visini h_1 od kućišta kada su pobuđene obe monopol antene unutar njega. Parametri s_{21} su oko 0 dB sve do frekvencije od 1.5 GHz, dok se na višim frekvencijama uočava variranje.



Slika 6.20 Rezultati izmerenih s_{21} parametara kada je pobuđena prva monopol antena u tački p_1

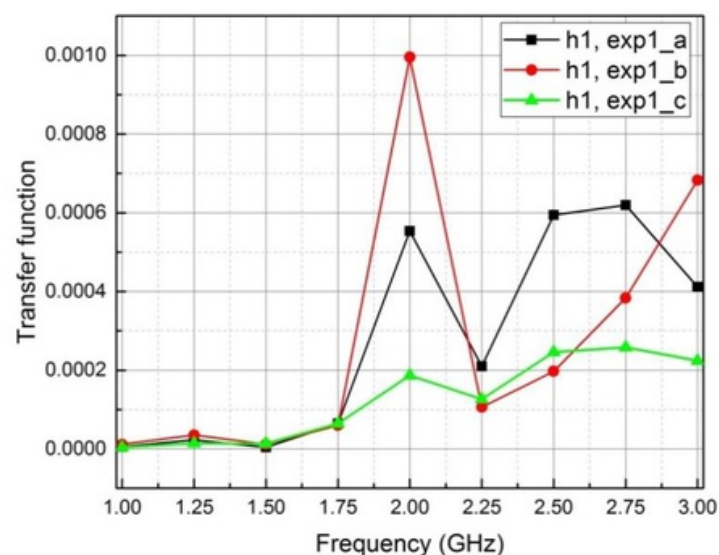


Slika 6.21 Rezultati izmerenih s_{21} parametara kada je pobuđena druga monopol antena u tački p_1



Slika 6.22 Rezultati izmerenih s_{21} parametara kada su pobuđene obe monopol antene u tački p_1

U nastavku su prikazani uporedni grafikoni koji ilustruju transfer funkcije za sva tri razmatrana slučaja, i dati su na slici 6.23. Može se primetiti da transfer funkcije imaju vrednosti oko nule, na skoro svim merenim frekvencijama, izuzev na frekvenciji od 2 GHz. Interesantno je primetiti, da na ovoj frekvenciji, najvišu transfer funkciju ima slučaj kada je pobuđena druga monopol antena.



Slika 6.23 Trasfer funkcije kućišta sa kvadratnim otvorom, u bliskom polju

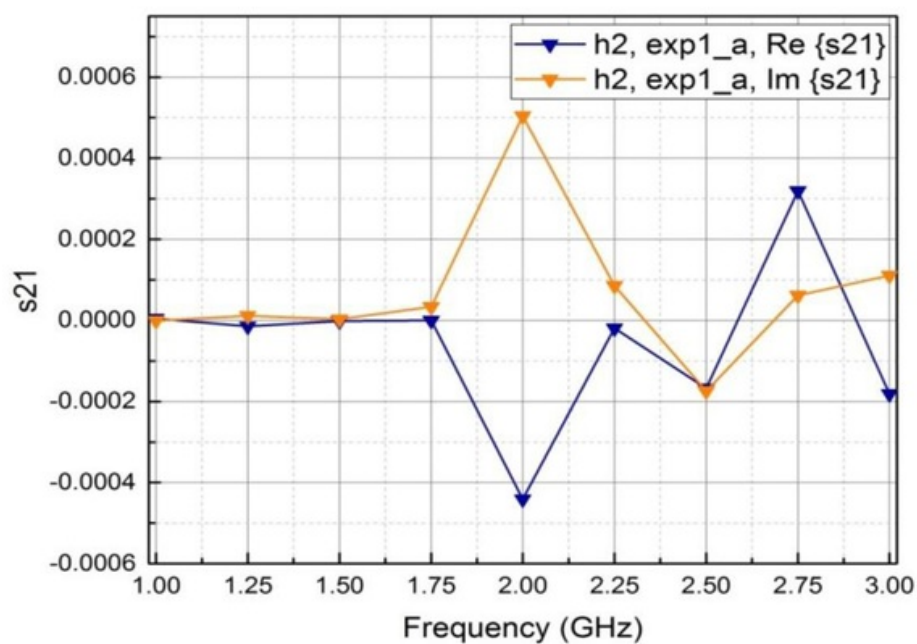
Izvršena su merenja u dalekom polju za slučaj kada je pobuđen prvi monopol što je na grafiku označeno sa $exp1_a, h2$, rezultati su prikazani na slici 6.24. Može se primetiti da je trend krivih veoma sličan sve do 2 GHz kao u slučaju merenja u bliskom polju, dok se na višim frekvencijama vrednosti efekata sprege razlikuju zato što su merenja izvršena u dalekom polju.

Naredna analiza je ilustrovana na slici 6.25 gde je pobuđena druga monopol antena. Evidentno je da je sve do 1.75 GHz međusobna sprega oko nule, nakon čega vrednosti rastu, i najviše su na frekvenciji od 2 GHz, posle koje vrednosti sprege na merenim frekvencijama variraju uglavnom oko negativnih vrednosti.

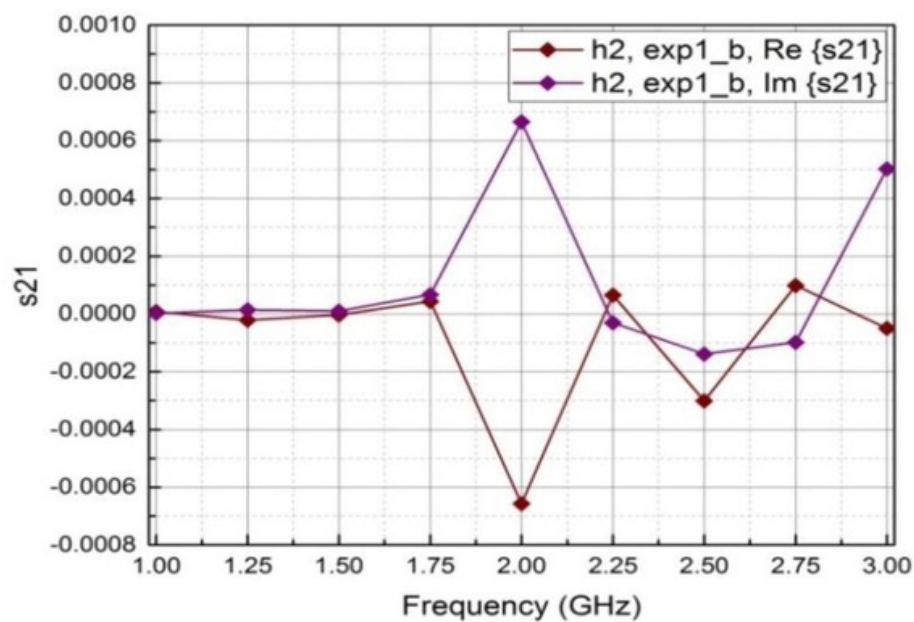
Dalje, urađena je analiza kada su obe monopol antene pobuđene u kućištu sa kvadratnim otvorom, što je na grafiku 6.26 koji sledi označeno sa $exp1_c, h2$. Primećuje se da su efekti sprege oko nule, dok na frekvenciji od 2 GHz realni deo a posebno imaginarni deo vrednosti s_{21} parametra ima minimalnu vrednost, nakon čega ima vrednosti oko nule.

U nastavku su prikazani uporedni grafikoni koji ilustruju transfer funkcije za sva tri razmatrana slučaja, u dalekom polju, koji su dati su na slici 6.27. Može se primetiti da transfer funkcije imaju vrednosti oko nule na skoro svim merenim frekvencijama, izuzev na frekvenciji oko 2 GHz. Interesantno je primetiti da na ovoj frekvenciji najvišu transfer funkciju ima slučaj kada je pobuđena druga monopol antena.

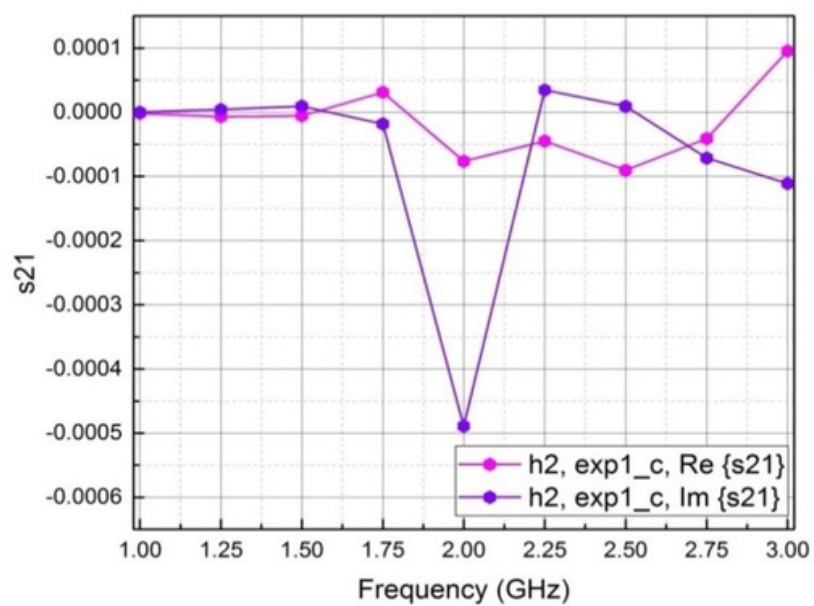
Na slici 6.28 upoređeni su grafikoni prenosnih funkcija s_{21} parametara u bliskom i dalekom polju, za slučaj kada su obe antene pobuđene. Uglavnom su vrednosti oko nule sa izvesnim fluktuacijama, s tom razlikom da na frekvenciji 2 GHz prenosna funkcija koja je dobijena za daleko polje ima najvišu vrednost.



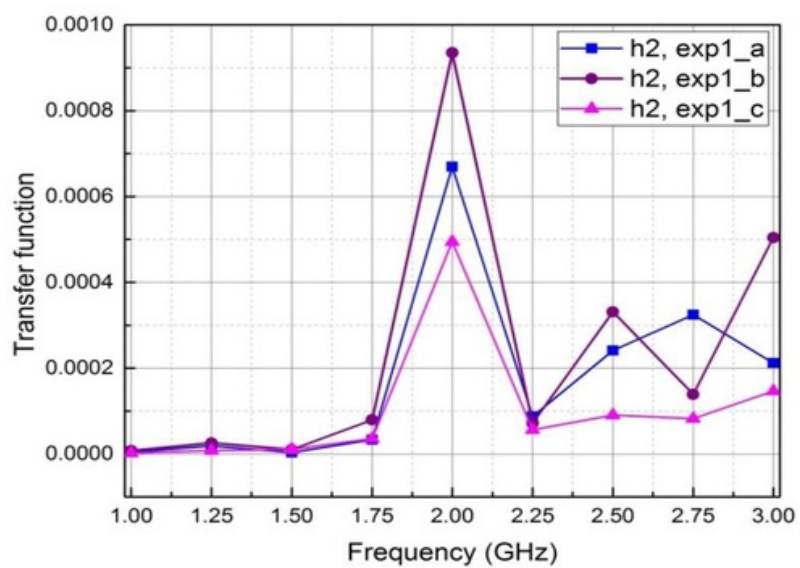
Slika 6.24 Rezultati izmerenih s_{21} parametara na sredini kvadratnog otvora kada je pobuđena prva monopol antena, za daleko polje



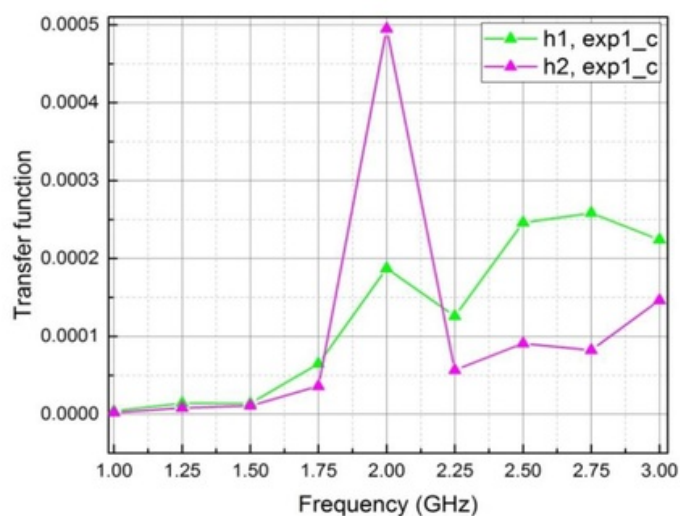
Slika 6.25 Rezultati izmerenih s_{21} parametara na sredini kvadratnog otvora kada je pobuđena druga monopol antena, za daleko polje



Slika 6.26 Rezultati izmerenih s_{21} parametara na sredini kvadratnog otvora kada su pobuđene obe monopol antene, za daleko polje



Slika 6.27 Trasfer funkcije kućišta sa kvadratnim otvorom, u dalekom polju



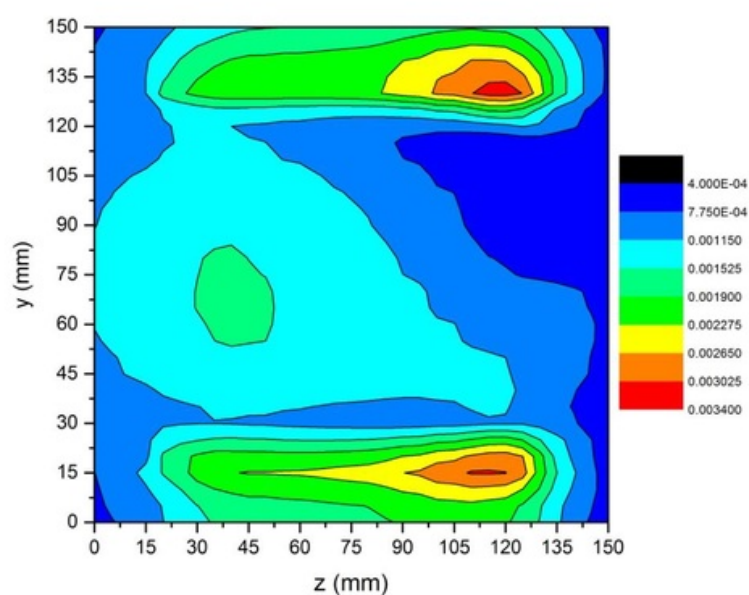
Slika 6.28 Trasfer funkcije kućišta sa kvadratnim otvorom, u bliskom i dalekom polju

U poređenju sa transfer funkcijama kućišta sa grupom otvora i transfer funkcijama kućišta sa kvadratnim otvorom, u bliskom i dalekom polju, očava se da su izmerene krive različite. Ono što je zajedničko za oba merena modela kućišta prikazanih na slikama 6.19, 6.23 i 6.27 jeste da su efekti sprege najizraženiji na frekvenciji od 2 GHz i to za sve analizirane slučajeve. Kod kućišta sa kvadratnim otvorom vrednosti amplituda ovih funkcija na frekvenciji od 2 GHz su dosta više nego kod kućišta sa grupom otvora, kod kojih su vrednosti skakovitije i pozitivne, ali nižih amplituda. Dakle, primećuje se da se vrednosti s_{21} parametara dosta razlikuju u razmatranim kućištima i pobudama. U kućištu sa kvadratnim otvorom, naročito na nižim merenim frekvencijama sprega je oko nule, dok u slučaju kućišta sa grupom otvora ima više vrednosti, što znači da su efekti sprege izraženiji.

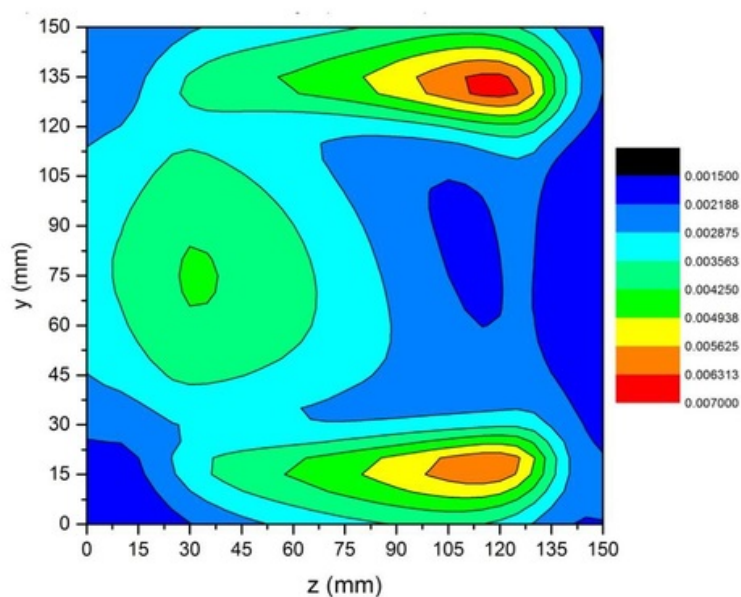
Stoga, izvodi se zaključak da su efekti sprege mnogo izraženiji kod modela sa grupom otvora (*exp2*) nego kod modela sa kvadratnim otvorom (*exp1*).

U nastavku, prikazani su uporedni numerički i eksperimentalni rezultati izračenog EM polja u bliskoj zoni zračenja izvan kućišta.

Na slici 6.29 predstavljeni su numerički rezultati za moduo H_y kada je pobudena monopol antenu 1. Data je konturna raspodela polja na frekvenciji od 1 GHz za oblast skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$. Na slici 6.30 prikazani su eksperimentalni rezultati dobijeni mernom kružnom petljom (lup sondom) pri istim uslovima pobude.

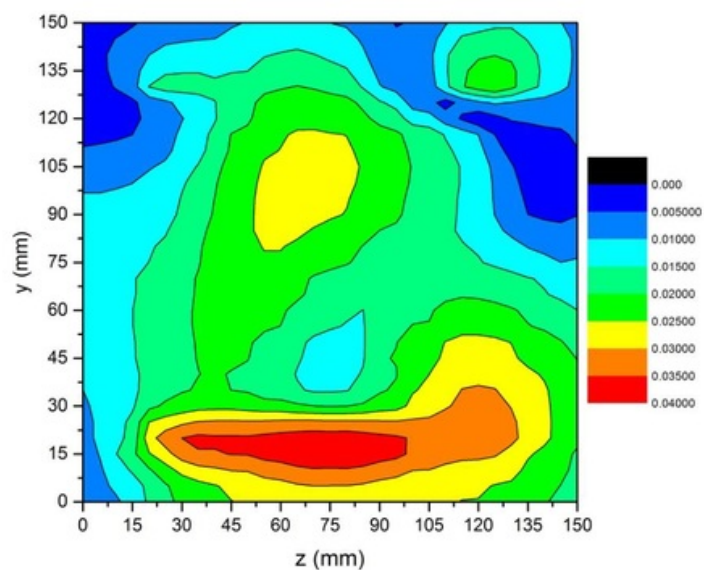


Slika 6.29 Numerički rezultati za moduo H_y za pobuđenu monopol antenu 1 na 1 GHz prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora

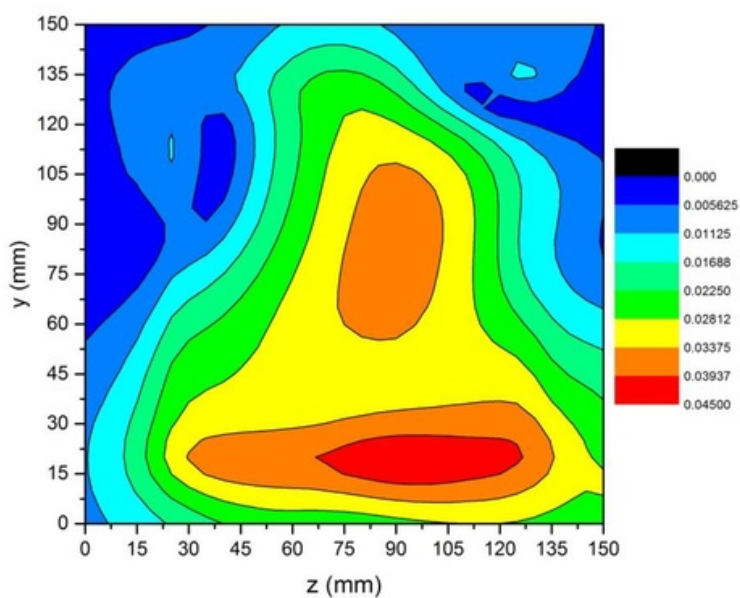


Slika 6.30 Izmereni rezultati za moduo s_{21} između monopol antene 1 i lup sonde na 1 GHz, prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora

Upoređeni su numerički i izmereni rezultati raspodele EM polja kada je pobuđena monopol antena 2. Rezultati su prikazani na slikama 6.31 i 6.32, na 2 GHz.

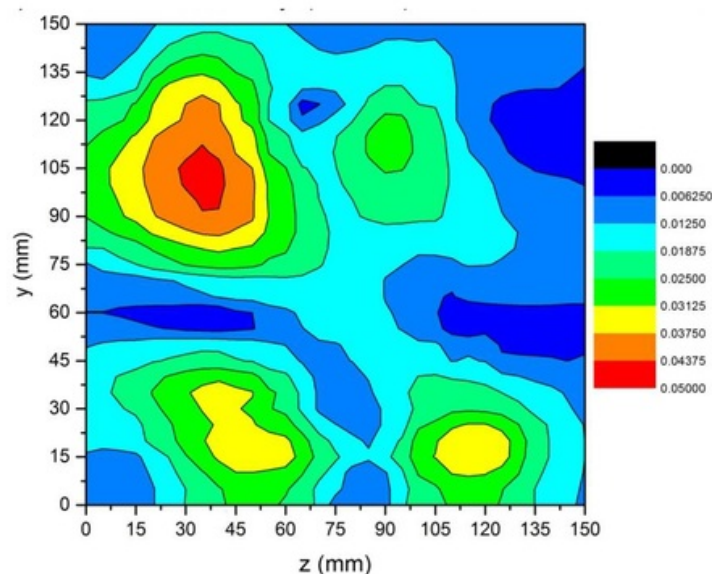


Slika 6.31 Numerički rezultati za moduo H_y za pobuđenu monopol antenu 2 na 2 GHz, prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora

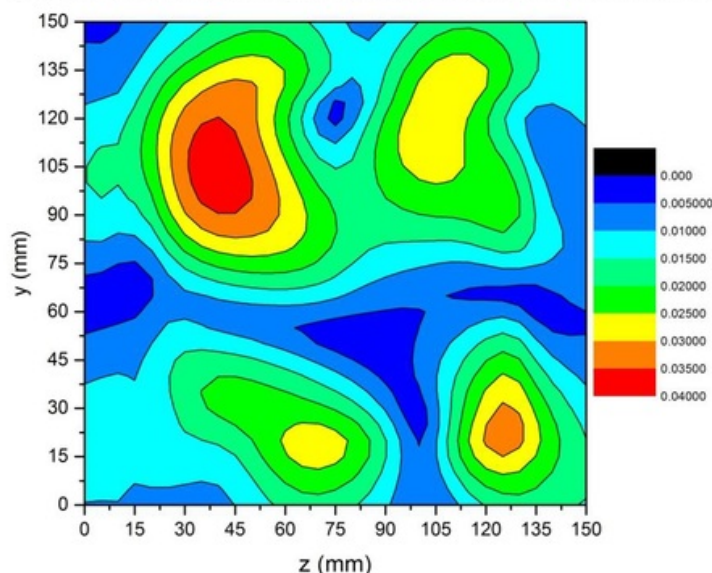


Slika 6.32 Izmereni rezultati za moduo s_{21} između monopol antene 2 i lup sonde na 2 GHz, prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora

Na slikama 6.33 i 6.34 prikazani su numerički i eksperimentalni rezultati izračenog EM polja kada su pobuđene obe monopol antene. Odgovarajući grafikoni kontura su prikazani za frekvenciju od 3 GHz.

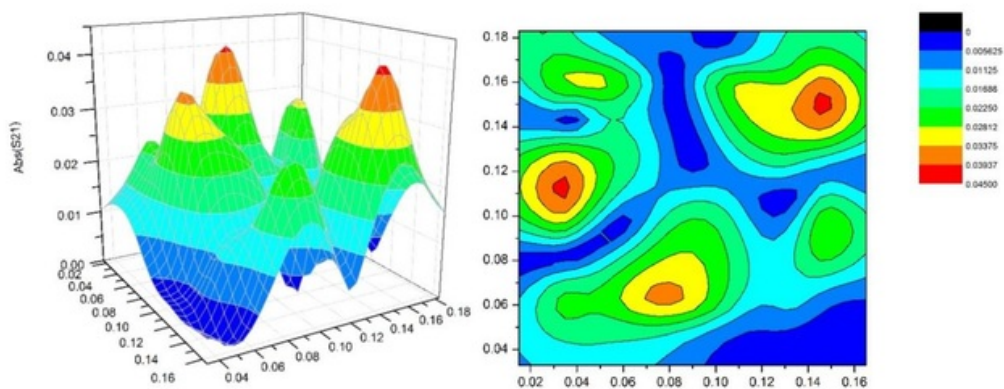


Slika 6.33 Numerički rezultati za moduo H_y za pobuđenu monopol antenu 1 i 2 na 3 GHz, prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora

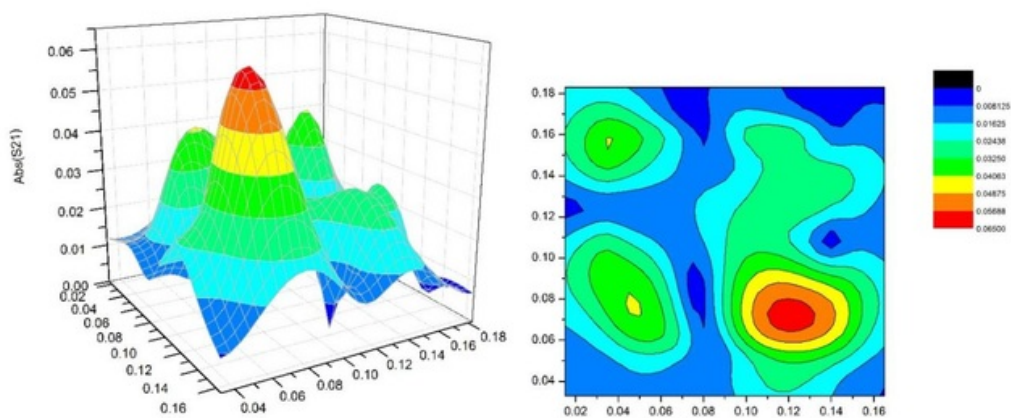


Slika 6.34 Izmereni rezultati za moduo s_{21} između monopol antene 1 i 2 i lup sonde na 3 GHz, prikazani u ravni skeniranja $(150 \times 150) \text{ mm}^2$ na 10 mm iznad otvora

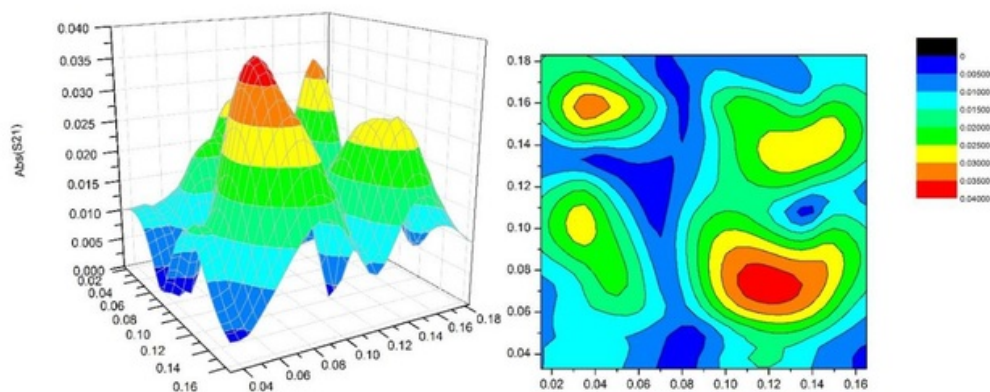
Kompleksnost i zavisnost od mesta merenja S -parametara je prikazana, na primeru amplituda izmerenih transfer funkcija u ravni merenja (h_1) u bliskom polju, iznad kućišta sa kvadratnim otvorom i to za tri slučaja: kada je pobuđen prvi monopol a drugi pasivan, kada je pobuđen drugi monopol a prvi pasivan i kada su pobuđena oba monopola, na slikama od 6.35 do 6.37, repektivvno. Pod a) su prikazane 3D izgledi a b) konturni presek.



Slika 6.35 Amplituda izmerene transfer funkcije na 3 GHz za kućište sa kvadratnim otvorom u slučaju kada je pobuđena samo prva monopol antena (*exp1_a*). 3D izgled i 2D konture.



Slika 6.36 Amplituda izmerene transfer funkcije na 3 GHz za kućište sa kvadratnim otvorom u slučaju kada je pobuđena samo druga monopol antena (*exp1_b*). 3D izgled i 2D konture.



Slika 6.37 Amplituda izmerene transfer funkcije na 3 GHz za kućište sa kvadratnim otvorom u slučaju kada su eksitovane obe monopol antene (*exp1_c*). 3D izgled i 2D konture.

6.3 Zaključak

Na primeru, metalnog zaštitnog kućišta sa dvema monopol antenama i u dva slučaja: sa jednim kvadratnim otvorom i sa grupom okruglih otvora, pokazana kompleksnost problema sprege sa spoljnim prijemnikom (prijemnom sondom). Napravljena je numerička analiza korišćenjem TLM modela. Zatim, eksperimentalnim putem izvršena su merenja u anehoičnoj sobi, uz pomoć vektorskog analizatora mreža i prateće opreme.

Pored numeričke analize gore pomenutih slučajeva, korišćenjem TLM metode, urađena je rigorozna eksperimentalna analiza, merenjem vektorskim analizatorom u dvema ravnima, jednoj koja odgovara bliskom polju i drugoj koja odgovara dalekom polju, za frekvencijski opseg od interesa. Merenja su izvedena u 31 tački po jednoj i 31 tački po drugoj osi, znači ukupno u 961 tački po ravni, u dve ravni. U svakoj mernoj tački izvršena su merenja S -parametara, u opsegu od 1 do 3 GHz, sa korakom 250 MHz.

Rezultati dobijeni numeričkom simulacijom i merenjima, u visokoj su saglasnosti. Pokazano je da je raspodela EM polja vrlo kompleksna. Raspodela EM polja zavisi od pozicije antene u kućištu, međusobnih sprega između antena unutar kućišta i vrste otvora na samom kućištu. Takođe, pokazano je da raspodela EM polja zavisi od udaljenosti od kućišta, tačnije da li je blisko ili daleko polje.

Predstoji dalji rad na numeričkom modelu prijemne sonde za numeričku simulaciju TLM metodom. Jer je u ovde prikazanom slučaju uzimana samo tačka u prostoru, bez uticaja fizičke strukture i prisustva sonde u EM polju koje se meri. To bi, u svakom slučaju, dovelo do povećanja saglasnosti između izmerenih i simuliranih rezultata, u ovako kompleksnom EM okruženju. Samim tim, projektantima bi pomoglo pri rešavanju EMC problema.

7. TEHNIKE ZA POBOLJŠANJE EFIKASNOSTI METALNOG KUĆIŠTA SA ŠTAMPANIM STRUKTURAMA

7.1 Analiza radova za poboljšanje efikasnosti kućišta

Uticaj konačne provodnosti (gubitaka) u metalnim zidovima zaštitnog kućišta na potiskivanje amplitude rezonancije i poboljšanje karakteristika efikasnosti oklopljavanja kućišta razmatran je radu [72]. Analiza je izvršena proširenjem Robinsonove formulacije ekvivalentnog kola [22]. U Robinsonovoj formulaciji kućište se modeluje kao pravougaoni talasovod kratkospojen na oba kraja. Proširenje ove formulacije je izvedeno tako što se efekat gubitaka u metalnim zidovima uzima u obzir u obema propagacionim konstantama i karakterističnoj impedansi talasovoda. Perturbacioni metod granične impedanse se koristi za određivanje propagacione konstante elektromagnetskog moda u pravouglom talasovodu sa zidovima od nesavršenog provodnika. Kako perturbacioni metod nije primenljiv u slučaju dielektričnih i magnetskih gubitaka u zidu, predstavljen postupak je primenljiv samo za gubitke u provodnom zidu.

U radu [73] je analizirano poboljšanje efikasnosti oklopljavanja pravougaonih kućišta korišćenjem optimizovanog opterećenog otvora. Uvodi se još jedan ekstra otvor u pravougaonom kratko-spojenom talasovodu. Za analizu i optimizaciju se koristi TLM metod.

U radu [74] autori analiziraju uticaj dielektričnog sloja, odnosno jedne štampane ploče u pravougaonom kućištu, na karakteristike elektromagnetske sprege, preko otvora na zidu kućišta, koristeći hibridni MoM/FEM metod.

Simulaciona tehnika zasnovana na elektromagnetskoj topologiji (EMT) je iskorišćena za analizu elektromagnetske sprege kroz otvore, na dve transmisionne linije unutar oklopljene metalne strukture [75]. Elektromagnetske interakcije između apertura kao i spoljno-unutrašnje interakcije su tretirani preko topološkog razlaganja i

višestepenim iterativnim metodom. Odziv opterećenja na dvožičnu transmisionu liniju, rešava se korišćenjem Baum-Liu-Tesche (BLT) jednačine [75].

U radu [76] autori su pokazali da se može nešto poboljšati efikasnost oklopljavanja korišćenjem dvostrukog prednjeg zida sa otvorima na metalnom pravougaonom kućištu. Primetili su da se efikasnost oklopljavanja menja sa rastojanjem između zidova. Treba dodati da tu postoje mnogi praktični problemi, zbog onemogućavanja jednostavnog protoka vazduha, a samim tim i efikasnog hlađenja.

Korišćenjem integralne formulacije zasnovane na metodu momenata (MoM) autori u radu [77] predlažu poboljšanje efikasnosti metalnog pravougaonog kućišta sa otvorima, ubacivanjem provodnih objekata u kućište, kao što su metalne ploče ili izbočine zidova unutar kućišta. Rezultate dobijene ovim postupkom verifikovali su koristeći komercijalno raspoložive softvere.

Pored navedenih, veliki broj istraživača se bavio poboljšanjem efikasnosti oklopljavanja korišćenjem provodnih sundera, odnosno apsorbera [78], [79], kompozitnih materijala baziranih na nanotehnologiji [80], kao i metamaterijalima [81] i frekvencijsko-selektivnih površina [82]. Svima je bila zajednička ideja da se tehnološkim inovacijama i nanotehnološkim prodorom poboljšaju karakteristike kompozitnih materijala. Samim tim, poboljšala bi se efikasnost oklopljavanja kućištem koje bi bilo obloženo tim materijalom ili bi od tog materijala bilo izrađeno [83].

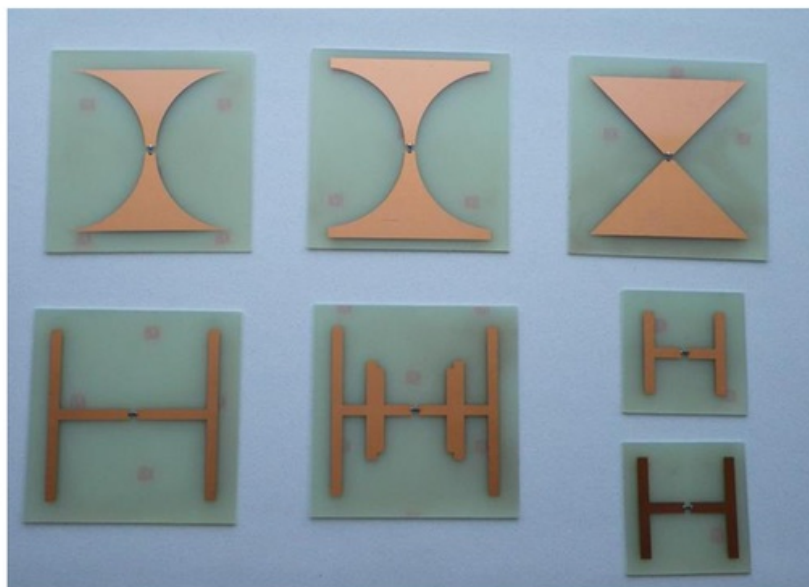
Posebno je interesantan rad [27], u kome se predlaže jednostavna strategija za potiskivanje prve rezonancije u metalnom oklopljenom kućištu, unošenjem malih antenskih elemenata, otporno opterećenih. Razmatrana je jednostavna dipol i lup (kružna, petlja) antena, a prikazani su simulirani i mereni rezultati.

Uticaj dipol antena iz rada [27] na prigušenje prve frekvencije rezonancije u metalnom kućistu je analiziran u radu [12], glava 7, modelovanjem TLM metodom. Akcenat je bio na analizi uticaja štampane dipol antene na potiskivanje prve rezonancije, sa i bez opterećenja od 50Ω , postavljanjem štampane pločice u tri različite paralelne ravni. Zaključak je da je opterećeni štampani dipol najbolje rešenje.

7.2 Eksperimentalne tehnike za poboljšanje efikasnosti metalnog kućišta sa grupom otvora

U ovoj glavi su prikazani i upoređeni rezultati numeričkih simulacija i rezultati merenja fizičkog modela kućišta sa štampanim antenskim strukturama prikazanim na slici 7.1. Fizički model kućišta je dimenzija (300 x 200 x 400) mm koji ima jedan otvor (50x10) mm (kućište *BM*). Merna monopol antena dužine $l = 100$ mm i poluprečnika $r = 0.1$ mm nalazi se na sredini gornjeg zida kućišta, kao na slici 7.2. Štampana pločica je od visoko-frekvencijskog supstrata napravljenog od epoksidne smole ojačane upletenim staklenim vlaknima, dielektrične konstante $\epsilon_r = 4$, debljine 1.6 mm i debljine bakarnog sloja 35 μm . Fotolitografskim postupkom pločica je tretirana u cilju dobijanja željenog oblika dipol antene.

Na slici 7.1 prikazane su realizovane štampane dipol antene koje su se koristile u eksperimentalnom postupku za poboljšanje efikasnosti oklopljavanja. U gornjem redu slike nalaze se širokopojasne dipol antene, dok se u donjem redu nalaze štampani dipoli koji odgovaraju prvoj rezonantnoj frekvenciji merenog kućišta. Zatim, pločica sa štampanim antenskim nizom koji odgovara prvoj, drugoj i trećoj rezonantnoj frekvenciji *BM* kućišta, i pločice čije dimenzije odgovaraju drugoj i trećoj rezonanciji merenog kućišta, respektivno.



Slika 7.1 Fotografija realizovanih štampanih antena za eksperimentalnu analizu

7.3 Analiza štampane dogbone antene

Štampana *dogbone* antena je predložena (u radu [27]) za potiskivanje prve rezonancije efikasnosti oklopljavanja metalnim kućištem. Inače, sama *dogbone* antena je analizirana u mnogim radovima i ima mnoštvo različitih realizacija [84], [85], [86]. Na slici 7.10 je prikazana realizovana štampana pločica a na slici 7.2 je data fotografija realizovane *dogbone* antene postavljene u kućište za merenje.

Dimenzije antene su utvrđene tako da njena efektivna dužina odgovara prvoj rezonantnoj frekvenciji kućišta. Ukupna dužina dipol antene je $l = 240$ mm, širina štampane bakarne trake je 5 mm. Između dva kraka dipola zalemljen je SMD otpornik otpornosti $R = 47 \Omega$.

Štampana pločica sa *dogbone* antenom je postavljana na tri rastojanja od sredine gornje stranice kućišta (gde se nalazi prijemna monopol antena). Prvo na 50 mm, onda na 100 mm i na 150 mm. Izvršena je numerička simulacija korišćenjem TLM metode za sva tri slučaja.

Na slici 7.3 su prikazani sledeći grafikoni: prazno kućište dobijeno simulacijom, *Prazno_sim*, *Monopol_sim* kao rezultat simulacije realnog modela kućišta sa dimenzijama prijemne monopol antene, zatim *Dogbone fr1_50_sim* je rezultat simulacije za štampani *dogbone* dipol u kućištu na rastojanju 50 mm od sredine kućišta prema zadnjem zidu. Sličnim oznakama samo sa *_mer* označene su vrednosti dobijene merenjem. Kao *Dogbone fr1_50_mer* je označen grafik dobijen merenjem realizovane *dogbone* antene za prvu frekvenciju rezonancije na rastojanju od 50 mm od centra, prema zadnjem zidu. Uočava se visoko slaganje karakteristika dobijenih simulacijom i merenjem i značajno bolja karakteristika *SE* na prvoj frekvenciji rezonancije.

Poboljšanje je detaljno analizirano, i prikazano je u tabelama 7.1 i 7.2. Kako bi se lakše uočile promene na *SE* karakteristikama, prikazani su grafikoni oko prve frekvencije rezonancija, što je označeno kao radni opseg na slici 7.4.

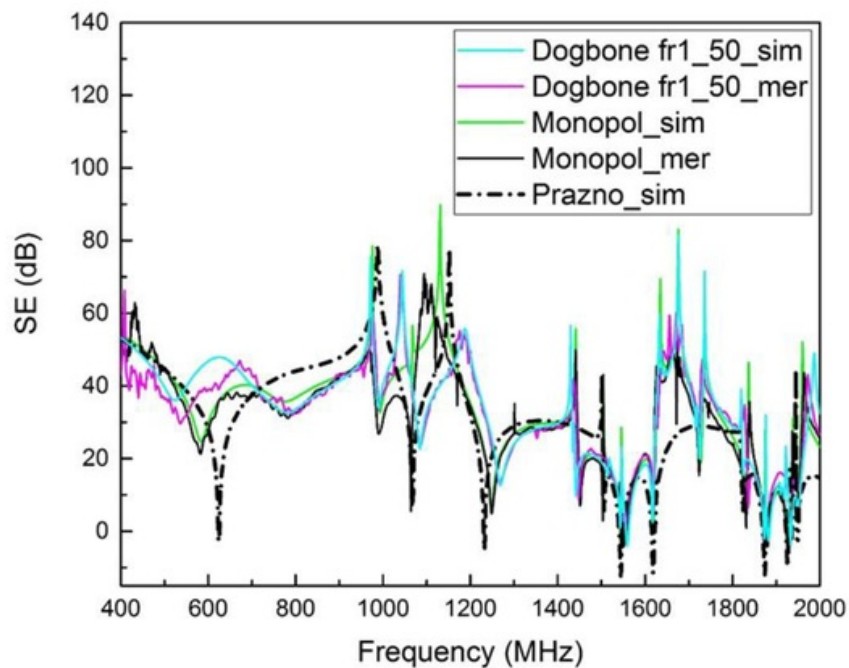


Slika 7.2 Fotografija štampane *dogbone* antene u mernom kućištu

Analiziran je uticaj štampane pločice sa *dogbone* antenom istih dimenzija, postavljene tako da se unutar kućišta nalazi na rastojanju od 100 mm gledano od centra kućišta prema zadnjem zidu. Zatim je urađeno merenje sa tim položajem štampane antene unutar kućišta, sa prijemnom monopol antenom u sredini kućišta. Rezultati izmerenih i numerički proračutatih karakteristika oklopljavanja sa prijemnom monopol antenom prikazani su na slici 7.5. Dato je uvećanje krivih u užem frekvencijskom opsegu od 400 MHz do 800 MHz kako bi se bolje videle krive na prvoj frekvenciji rezonancije. Na slici 7.6 može se videti da krive dobijene numeričkim proračunom za kućište sa štampanom i prijemnom antenom, kao i kućište sa prijemnim monopolom dosta slične, u smislu njihovih frekvencija rezonancija.

Izmereni rezultati za *Monopol_mer* i *Dogbone fr1_100_mer* imaju mala odstupanja prve frekvencije rezonancije u poređenju sa rezultatima dobijenih simulacijama.

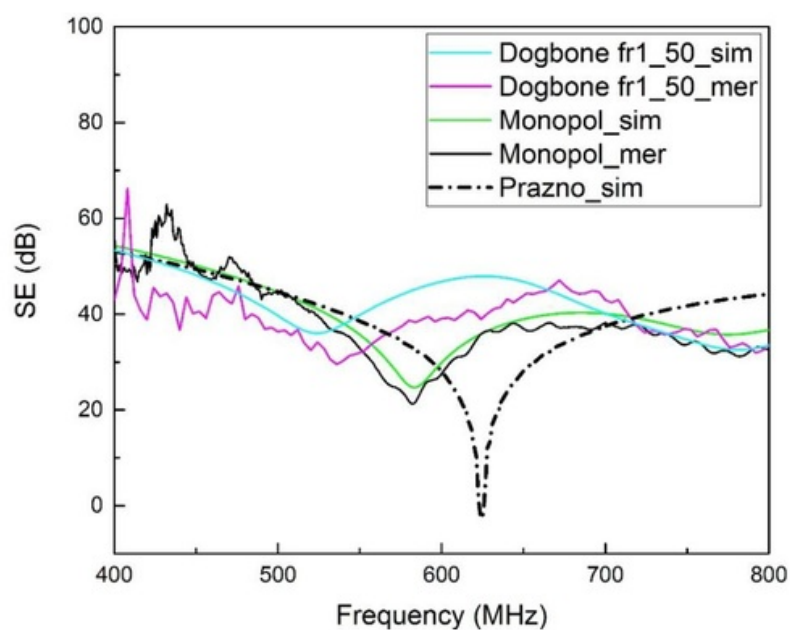
Na slikama 7.7 i 7.8 su prikazani rezultati merenja i simulacija za štampanu pločicu sa *dogbone* antenom na rastojanju od 150 mm od centra a to je najbliže zadnjem zidu kućišta. Uočava se da su rezultati za zadati kriterijum, a to je bolje potiskivanje prve rezonance, lošiji što se više pločica udaljava od centra. Na slici 7.9, zbog preglednosti, prikazan je uži frekvencijski opseg izmerenih karakteristike *SE* kućišta za tri različita položaja, 50 mm, 100 mm i 150 mm od centra kućišta.



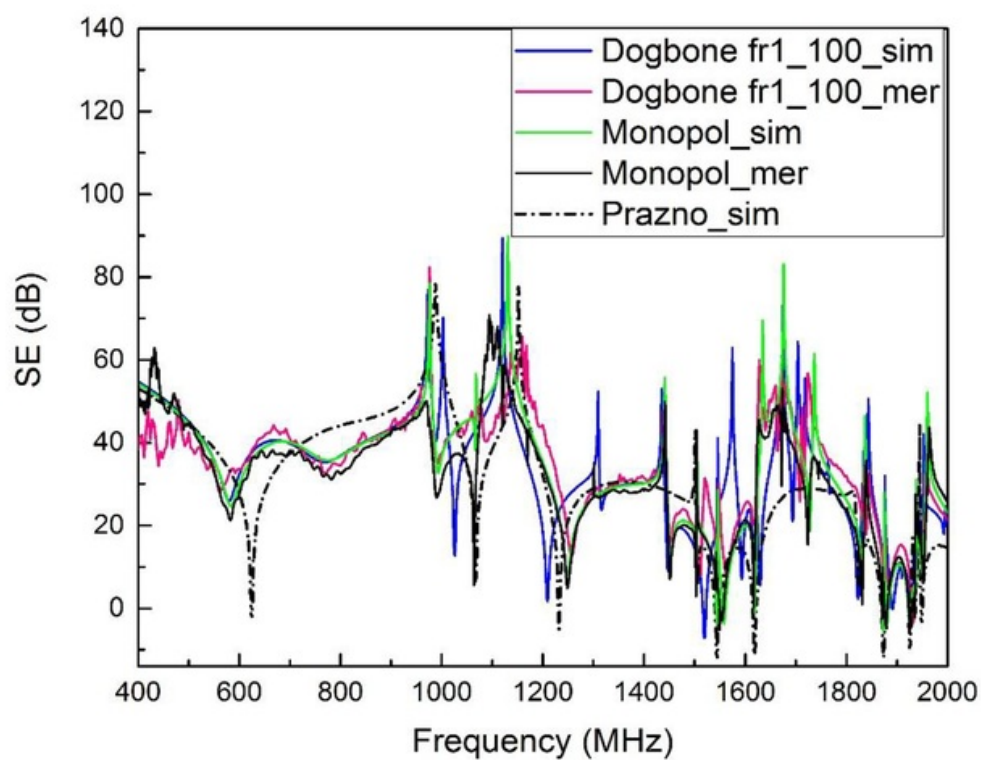
Slika 7.3 SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* na 50 mm od centra kućišta.

U tabeli 7.1 su prikazane očitane vrednosti frekvencija i amplituda prve rezonance za sva tri slučaja, gde se jasno uočava da su najbolji rezultati za rastojanje od 50 mm. U tabeli 7.2 su dati precizni podaci za prvu frekvenciju rezonancije kućišta kada je prazno. Zatim simulirani i izmereni rezultati samo sa prijemnom monopol antenom, kao i simulirani i mereni sa štampanom *dogbone* antenom. U odnosu na prazno kućište poboljšanje u potiskivanju amplitude prve rezonance je značajno, $35.92 - (-2.22) = 38.14$ dB. Treba istaći da se ovaj podatak može uzeti sa rezervom jer je izračunat u odnosu na prazno kućište dobijeno numeričkom simulacijom. Sa druge strane, uticaj merne prijemne antene i štampane *dogbone* antene je u skladu sa analizama, prikazanim u prethodnim glavama ovog rada, kao i sa perturbacionom teorijom i očekivanim uticajem tela unešenim u rezonator [87].

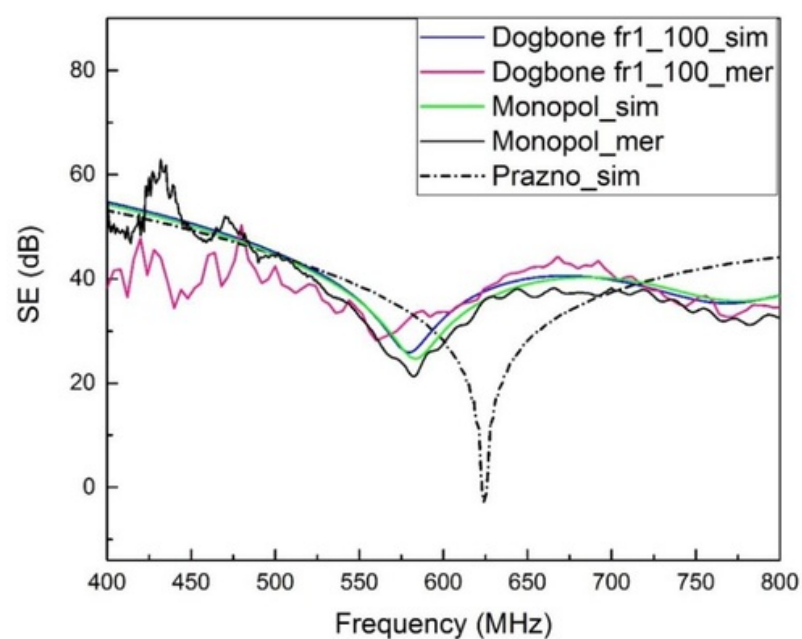
Ovde treba istaći da je to rastojanje dobijeno eksperimentalnim putem i da nije optimalno istraženo. Jedan od pravaca daljih istraživanja je određivanje optimalnog mesta unesene štampane antene kako bi potiskivanje prve rezonancije kućišta bilo što je moguće veće.



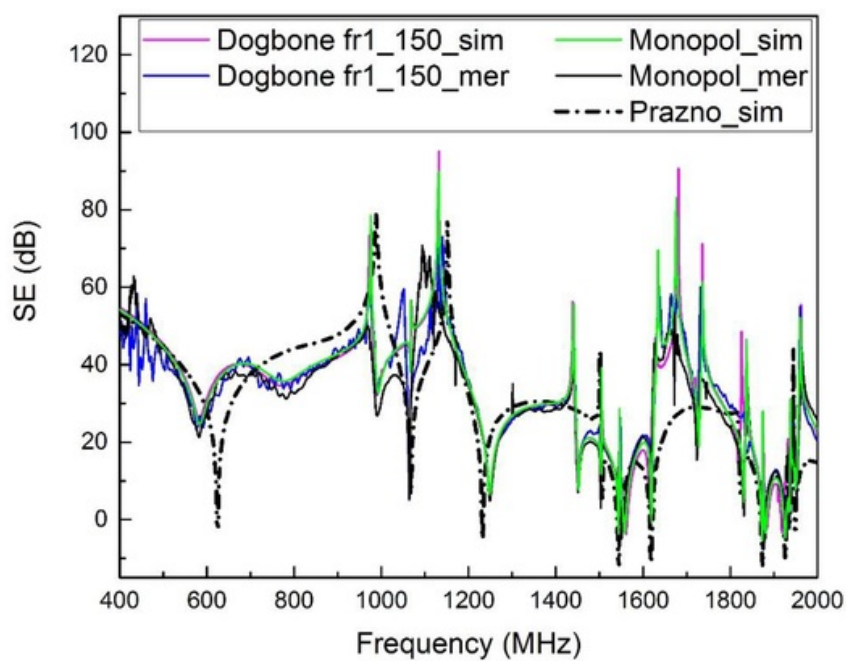
Slika 7.4 SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* na 50 mm od centra u radnom opsegu.



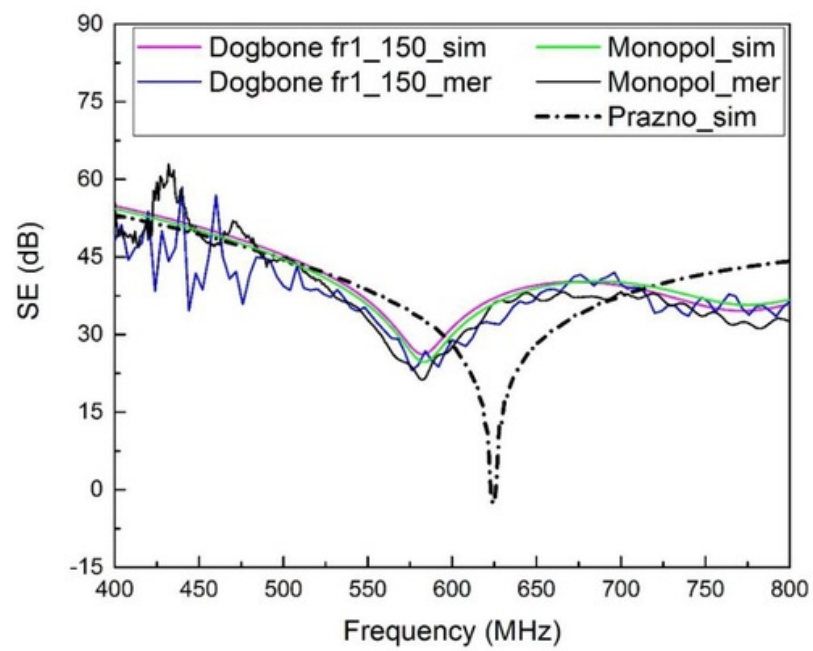
Slika 7.5 SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* na 100 mm od centra.



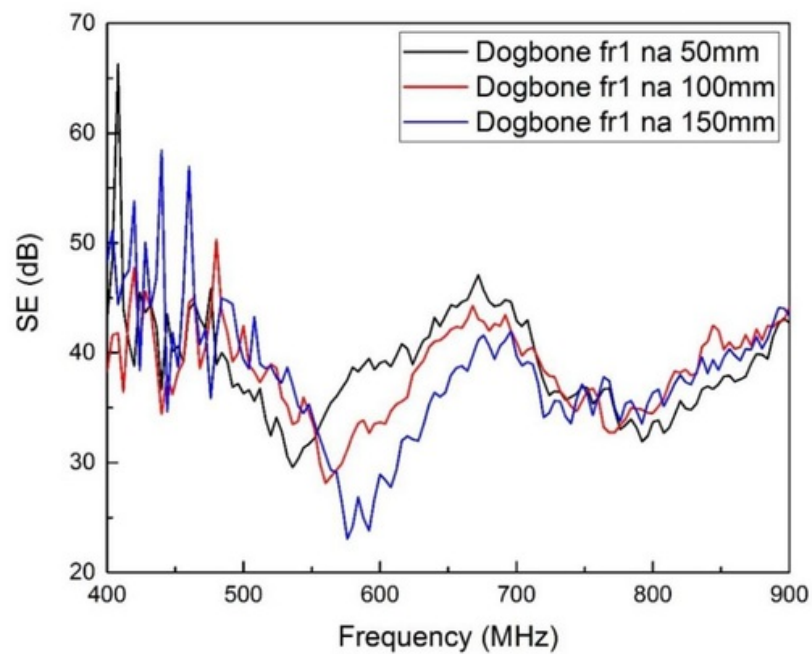
Slika 7.6 SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* na 100 mm od centra u radnom opsegu.



Slika 7.7 SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* na 150 mm od centra.



Slika 7.8 SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* na 150 mm od centra u radnom opsegu.



Slika 7.9 Izmerene SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* na 50, 100 i 150 mm od centra.

Tabela 7.1 Analiza za različita rastojanja od centra

	f_{r1s} [MHz]	f_{r1m} [MHz]	SE_s [MHz]	SE_m [dB]
Antena <i>Dogbone fr1_150mm</i>	582.025	575.923	26.11	22.99
Antena <i>Dogbone fr1_100mm</i>	578.631	559.894	25.74	27.87
Antena <i>Dogbone fr1_50mm</i>	523.286	536.091	35.92	29.35

Tabela 7.2 Analiza za rastojanje 50mm od centra

	f_{r1s} [MHz]	f_{r1m} [MHz]	SE_s [MHz]	SE_m [dB]
Prazno	624.365	-	-2.22	-
Monopol sim	583.045	582.632	24.41	20.99
Antena <i>Dogbone fr1_50mm</i>	523.286	536.091	35.92	29.35

Sledeći ideju o potiskivanju prve rezonancije kućišta i koristeći se istim postupkom proračuna dimezija, realizovane su štampane *dogbone* antene za drugu i treću rezonanciju kućišta. Fizički izgled ovih antena prikazan je na slici 7.10. U *BM* kućištu eksperimentalno je utvrđeno da je najbolje rastojanje za potiskivanje prve frekvencije rezonancije na 50 mm, odnosno na prvoj trećini od centra prema zadnjem zidu. Pošto je pločica sa antenskom strukturom postavljena, izvršena su merenja sa obema pločicama. Napravljene su numeričke analize na potiskivanje druge i treće rezonancije sa štampanom antenom na ovom razmaku. Obeležene su kao *dogbone fr2_50* i *dogbone fr3_50*.

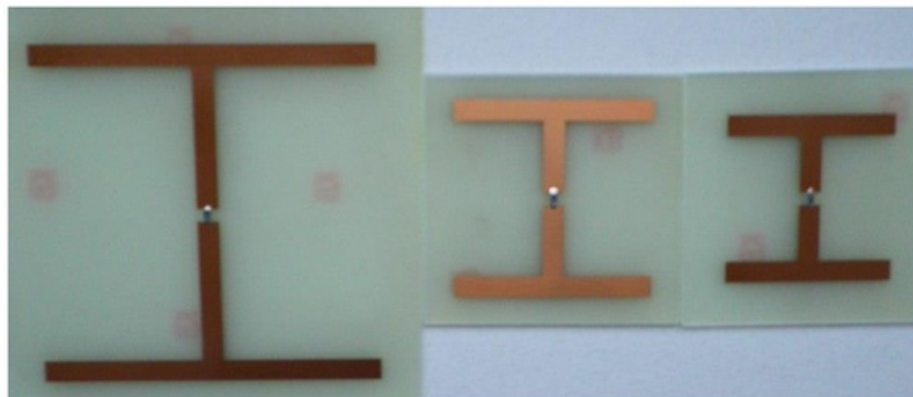
Rezultati dobijeni za efikasnost oklopljavanja na potiskivanje druge rezonancije dati su na slikama 7.11 i 7.12, za širi i uži opseg, respektivno.

Na slikama 7.13 i 7.14 su dati rezultati za potiskivanje treće rezonancije u kućištu. Prvo su prikazani grafikoni *SE* karakteristika, u celom frekvencijskom opsegu

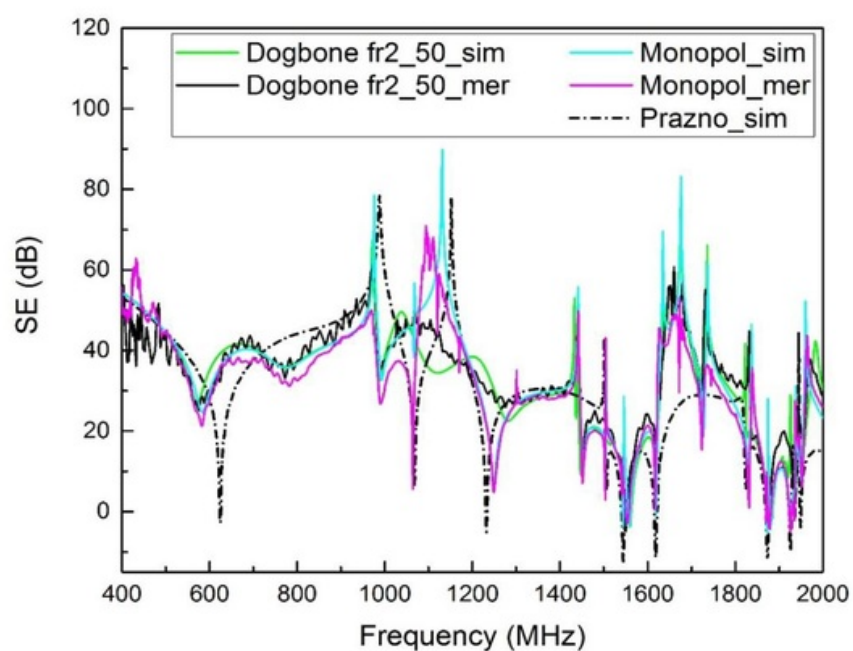
od interesa. Potom je prikazan samo radni opseg, odnosno opseg frekvencija oko rezonancija.

Na pomentim grafikonima se uočavaju značajna potiskivanja amplituda rezonancija na frekvencijama druge i treće rezonancije. Međutim, pažljivijom analizom može se videti da ove strukture vrše potiskivanje amplituda i onih rezonancija za koje nisu projektovane ali u manjoj meri.

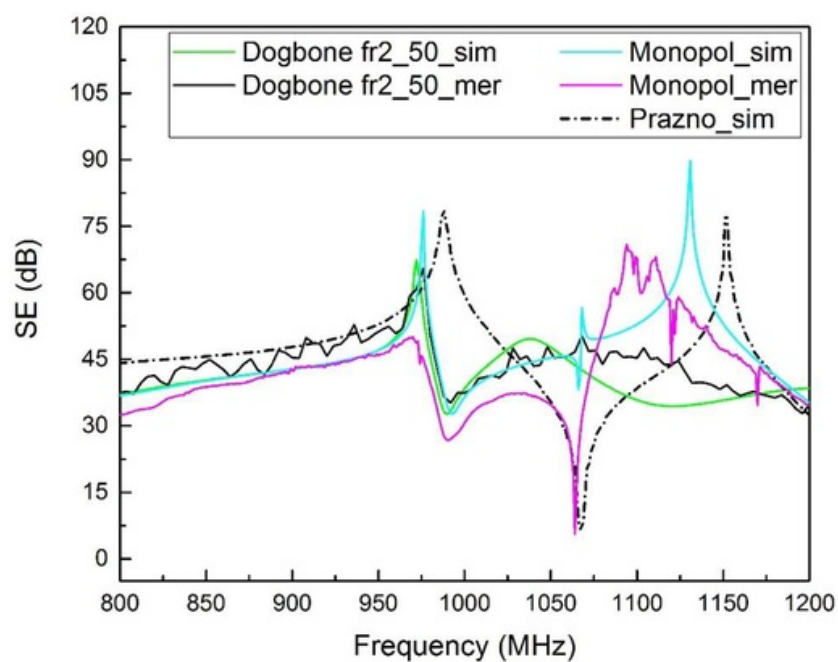
Sve to je dalo ideju da se realizuje objedinjena antenska struktura koja odgovara prvim trima rezonancijama, pa je isprojektovan antenski niz koji odgovara vrednostima prvih triju frekvencija rezonancija praznog kućišta. Fotografija realizovanog modela antenskog niza *dogbone* antena za prve tri rezonancije frekvencije je data na slici 7.15.



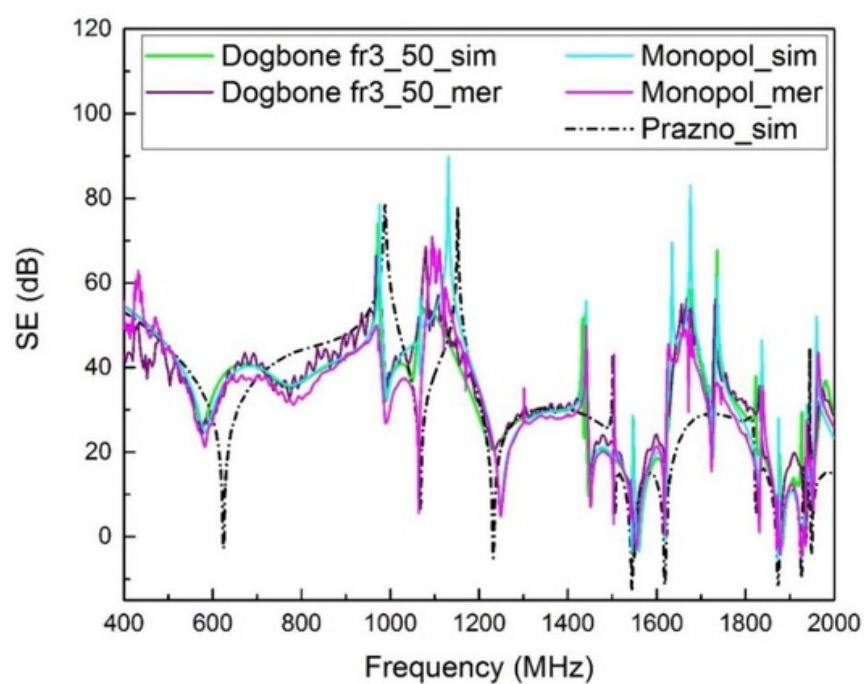
Slika 7.10 Fotografije realizovanih štampanih antena tipa dogbon za potiskivanje 1, 2 i 3 rezonancije kućista



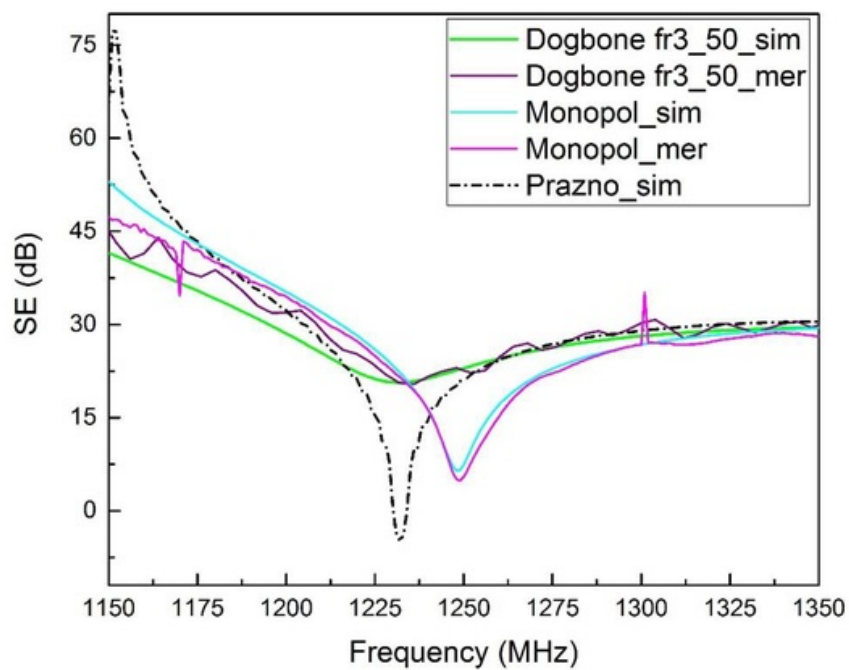
Slika 7.11 SE sa štampanom antenom *dogbone* za potiskivanje druge rezonancije



Slika 7.12 SE kućišta sa štampanom antenom *dogbone* za potiskivanje druge rezonancije u radnom opsegu.



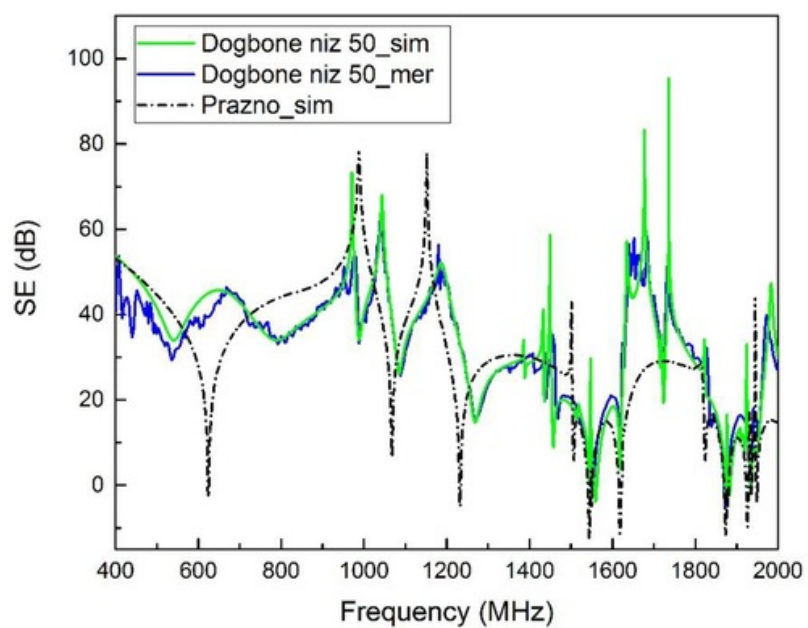
Slika 7.13 SE sa štampanom antenom *dogbone* za potiskivanje treće rezonancije.



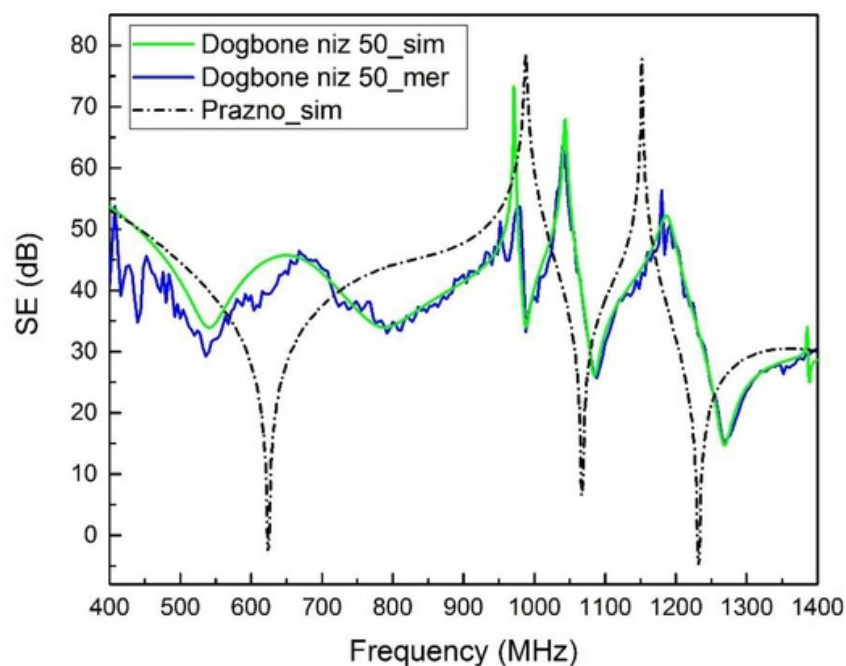
Slika 7.14 SE sa štampanom antenom *dogbone* za potiskivanje treće rezonancije u radnom opsegu.



Slika 7.15 Fotografija *dogbone* niza štampane antene za prve tri rezonancije kućišta



Slika 7.16 SE štampane antene *dogbone* niza za prve tri rezonancije kućišta



Slika 7.17 SE štampane antene dogbon niz za prve tri rezonancije kućišta u radnom opsegu frekvencija

U nastavku su na slici 7.16 prikazani rezultati numeričke analize i merenja efikasnosti oklopljavanja kada je unutra antenski niz *dogbone* antena na rastojanju od 50 mm od centra kućišta. Takođe, dati su rezultati SE u praznom kućištu radi boljeg sagledavanja efekata štampanog *dogbone* niza. Može se videti da je potiskivanje amplituda na prvoj, drugoj i trećoj frekvenciji rezonacije značajno izraženo, i za numerički model i za meranja. Još se može primetiti potiskivanje i na ostalim rezonancijama u nešto manjoj meri. Može se zaključiti da se na ovaj način značajno poboljšala karakteristika efikasnosti oklopljavanja zaštitnog kućišta. To se najbolje vidi na slici 7.17, za opseg frekvencija od interesa na trima rezonancijama tzv. radni opseg.

Ova analiza je urađena za štampani antenski niz koji je projektovan za prve tri frekvencije rezonancije bez posebne optimizacije karakteristika. U narednom periodu, zadatak će biti izvršiti projektovanje optimalnog antenskog niza koji bi zadovoljio svojom karakteristikom zahtev za potiskivanjem u nekom unapred zahtevanom opsegu frekvencija.

7.4 Analiza širokopojasnih štampanih antenskih struktura

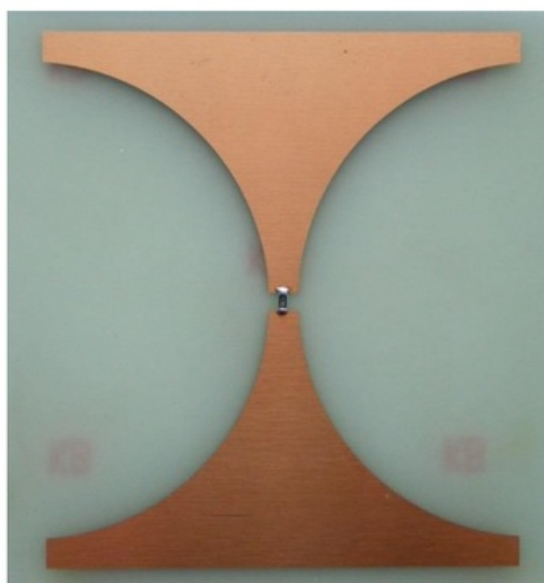
Sagledavajući dobijene rezultate kad je korišćen uskopojasni štampani dipol tipa *dogbone*, došlo se do ideje da se eksperimentalno proveriti uticaj širokopojasnih antenskih struktura, koje su poznate iz vrlo ekstenzivne literature u ovoj oblasti [88], [89], [90]. Izvršeno je projektovanje i realizacija nekoliko antenskih struktura u tehnologiji štampanih kola, pri čemu su obuhvaćene prve tri frekvencije rezonancije. Pošlo se od dobro poznate širokopojasne antenske strukture *leptir* u literaturi poznate kao *bow-tie* [91], [92], [93], [94].

7.4.1 Štampana antena - peščani sat

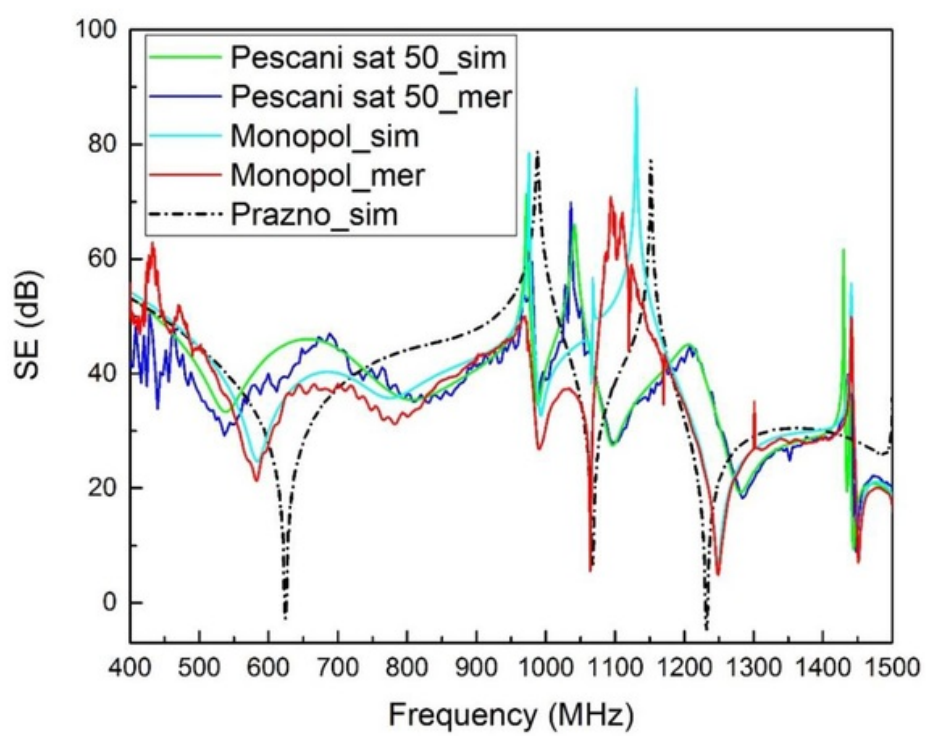
U tehnologiji štampanih kola široko je rasprostranjena, za različite primene, antena *leptir* ili *bow-tie*. Modifikovana je da bi bila projektovana za frekvenciju prve rezonance kućišta [95], [96] i prikazana je na slici 7.18. Antenska struktura je zatvorena SMD otpornikom od 47 Ω , kao što se to vidi na slici 7.18 i nazvana je *peščani sat*. Izvršena je numerička simulacija korišćenjem TLM metode i upoređeni su rezultati dobijeni merenjem fizičkog modela. Na slici 7.19 su prikazani grafikoni *SE* za prazno kućište, onda za monopol prijemnu antenu i antenu peščani sat, simulirani i izmereni u opsegu od 400 do 1500 MHz, a na slici 7.20 u opsegu od 400 do 1400 MHz. Na slici 7.20 su prikazani grafikoni praznog kućišta, izmereni i simulirani sa antenu peščani sat, kako bi se jasno uočilo ponašanje u frekvencijskom opsegu od interesa. Primećuje se značajno poboljšanje potiskivanja prve tri rezonancije kućišta. Na slici 7.21 je prikazano ponašanje istih krivih u gornjem opsegu frekvencija gde se vidi i da je tu došlo do potiskivanja rezonancija.

Dobijena karakteristika je slična karakteristici potiskivanja za antenski niz *dogbone* antene, ali nije ista. Pošto je ovo širokopjasni dipol čije su dimenzije projektovane da obuhvate prvu frekvenciju rezonance kućišta, tu je potiskivanje i najveće, ali je vrlo dobro i na višim frekvencijama.

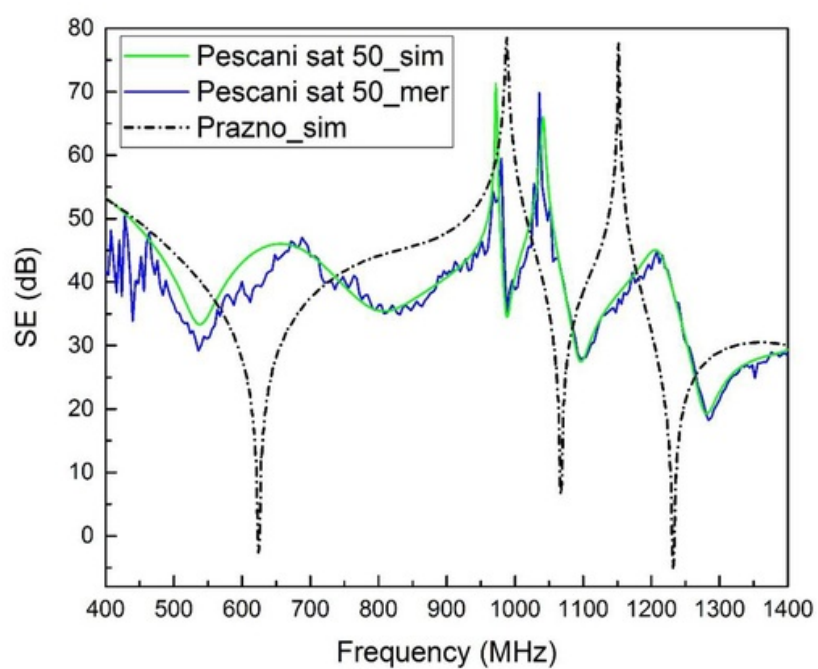
Ovde treba izvršiti jednu opsežnu analizu uticaja dimenzija antenske strukture na potiskivanje i to je jedan od budućih pravaca istraživanja.



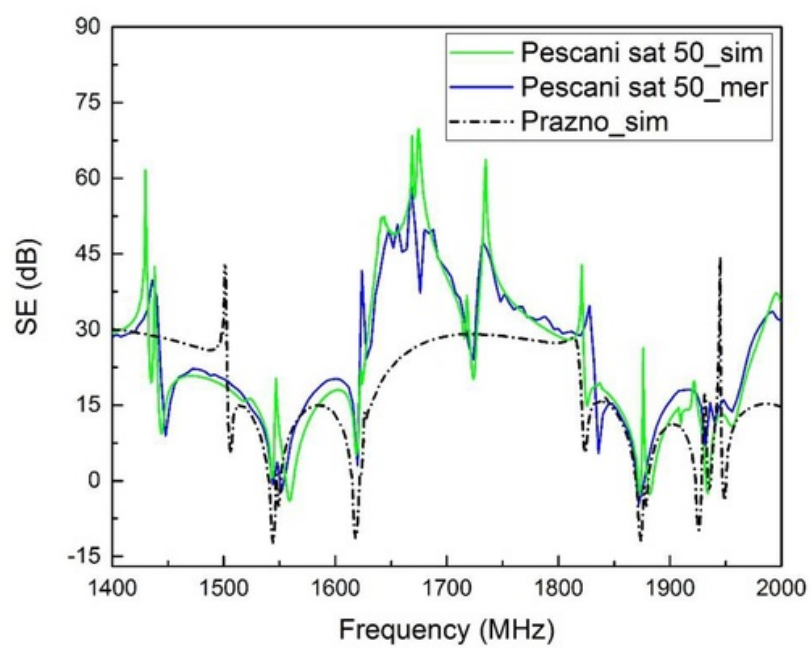
Slika 7.18 Fotografija štampane antene - peščani sat.



Slika 7.19 SE sa štampanom antenom peščani sat.



Slika 7.20 SE sa štampanom antenom peščani sat u radnom opsegu.



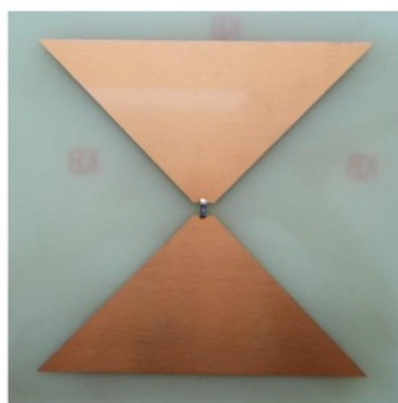
Slika 7.21 SE sa štampanom antenom peščani sat u opsegu od 1400 do 2000 MHz

7.4.2 Štampana antena – leptir

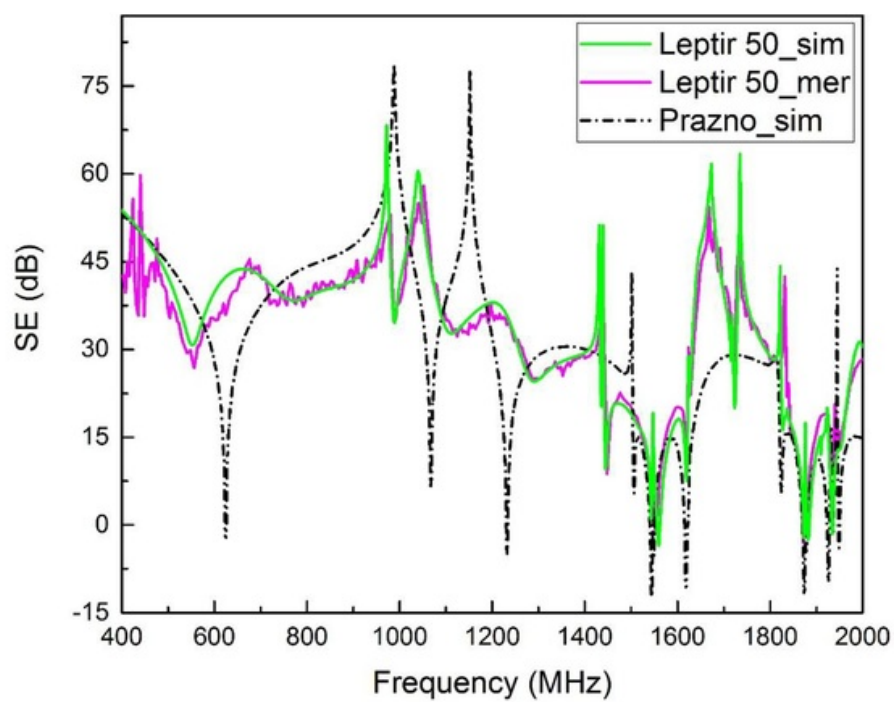
Štampana antena *leptir*, koja je u literaturi poznata kao *bow-tie* [90], pripada klasi širokopojasnih štampanih struktura [97]. Projektovana je za prvu frekvenciju rezonancije kućišta. Njena fizička realizacija je prikazana na slici 7.22. Između dva kraka štampanog trougaonog dipola zalemljen je otpornik od 47 Ω . Tako je urađeno zato što je to približna praktično raspoloživa vrednost SMD otpornika za 50 Ω . Za ovaj tip antenske strukture raspoloživa je vrlo obimna literatura, ali samo za antene u slobodnom prostoru. U literaturi [95, p. 55], razmatrane su dimenzije i uticaj otpornika ili kondenzatora na ukupnu karakteristiku antene u slobodnom prostoru.

Ali kada se ona postavi u zatvorenom metalnom kućištu sa otvorima, tu se značajno menjaju njene karakteristike, tako da bi u daljem radu trebalo proučiti, pored uticaja dimenzija, i uticaj otpornika ili kondenzatora na ukupnu karakteristiku potiskivanja rezonantnih pojava u metalnim kućištima.

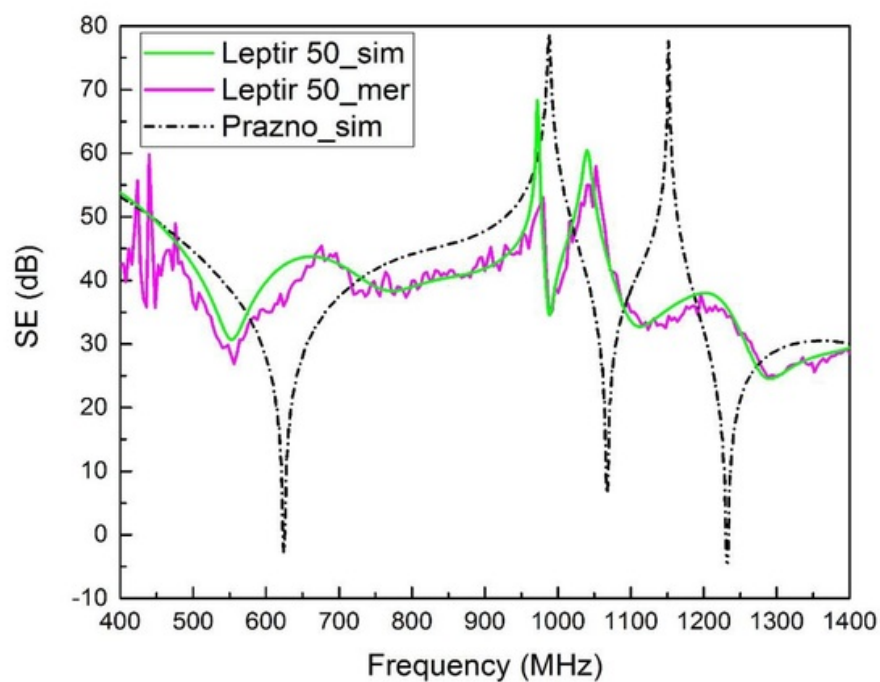
Štampana antenska struktura *leptir* je postavljena u *BM* kućište sa otvorom na razmaku od 50 mm od centra prema zadnjem zidu kućišta. Na slici 7.23 je prikazana njena izmerena karakteristika i upoređena je sa karakteristikom dobijenom numeričkom simulacijom praznog kućišta i kućišta sa *leptir* antenom. Na slici 7.24 je prikazana karakteristika u radnom opsegu, do 400 do 1400 MHz, kako bi se jednostavnije uočili grafikoni. Uočeno je vrlo dobro potiskivanje amplituda prvih triju rezonancija. Primećuje se da je sa ovim tipom antene nešto bolje potiskivanje viših frekvencija rezonancija, zato što ova antena ima izrazite širokopojasane osobine.



Slika 7.22 Fotografija štampane antene leptir.



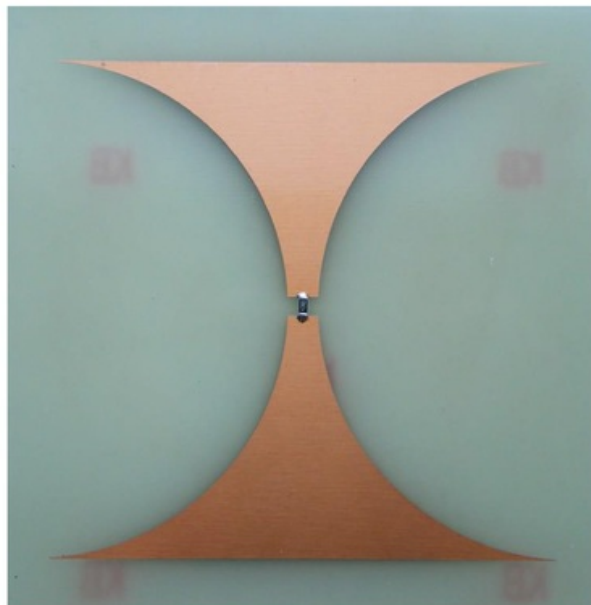
Slika 7.23 SE sa štampanom antenom leptir



Slika 7.24 SE sa štampanom antenom leptir u radnom opsegu

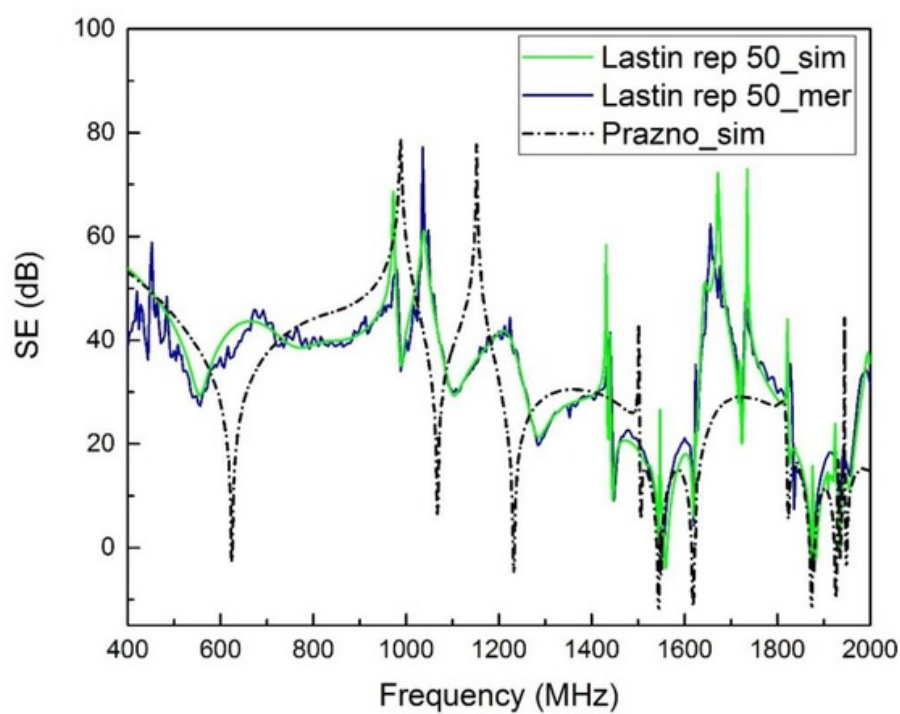
7.4.3 Štampana antena - lastin rep

Na slici 7.25 je prikazana fizička realizacija modifikovane *leptir* antene (*bow-tie*) koja je nazvana *lastin rep*. I ova antena je projektovana za prvu frekvenciju rezonance i realizovana je sa opterećenjem od $47\ \Omega$, i to jednim zalemljenim SMD otpornikom.

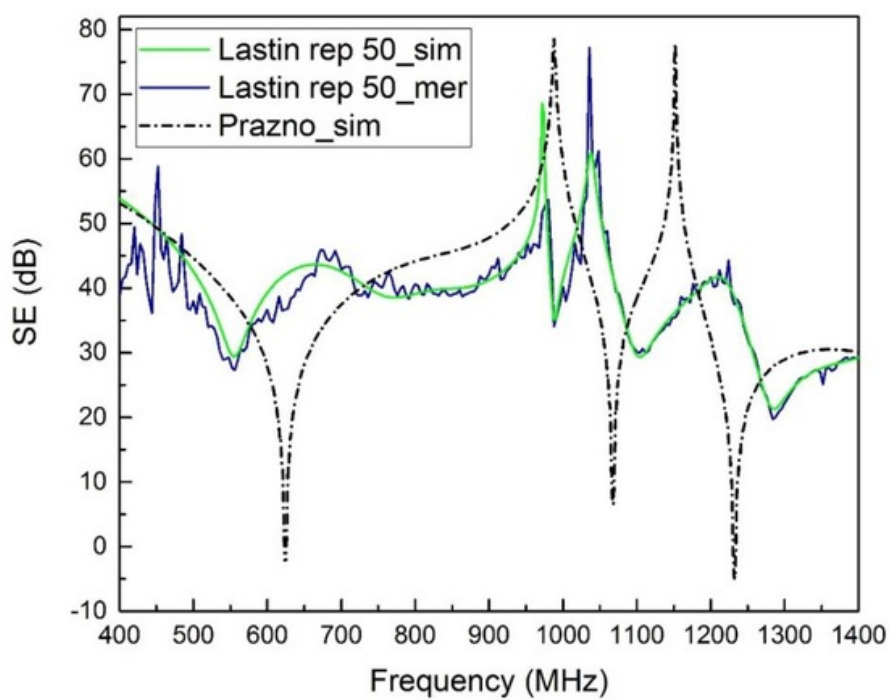


Slika 7.25 Fotografija štampane antene *lastin rep*.

Izmerena je efektivnost oklopljavanja kada je ova antena na rastojanju od 50 mm od centra prema zadnjem zidu kućišta. Upoređena je sa numerički simuliranim modelom (slika 7.26). Na slici 7.27 je isti grafikon samo u užem frekvenciskom opsegu radi preglednosti. I kod ovog tipa antene je zadovoljavajuće potiskivanje prve tri rezonancije, a uočljivo je potiskivanje i na višim frekvencijama.



Slika 7.26 SE sa štampanom antenom *lastin rep*.



Slika 7.27 SE sa štampanom antenom *lastin rep* u radnom opsegu.

7.4.4 Uporedna analiza realizovanih širokopojasnih antena

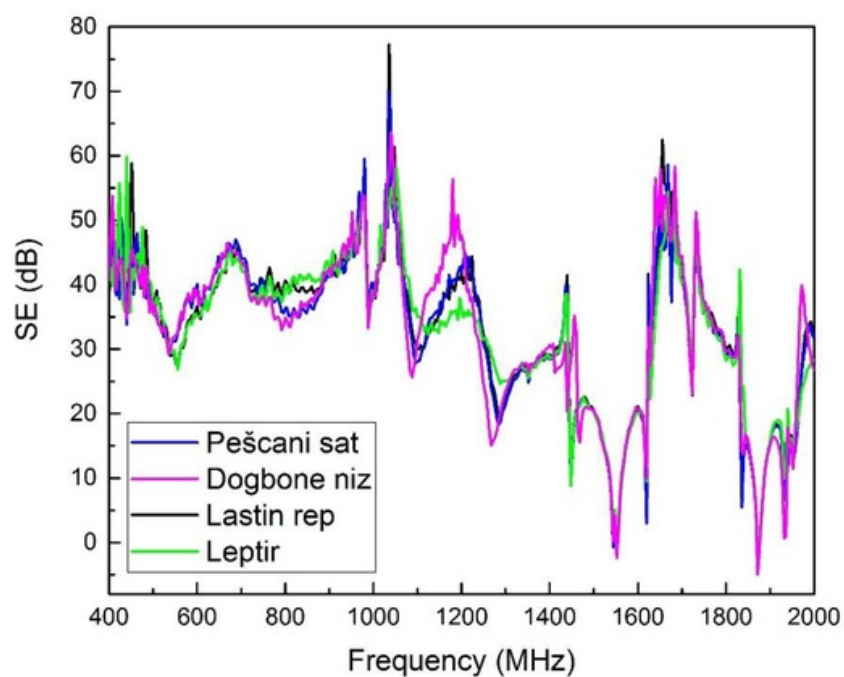
U dosadašnjim analizama upoređivani su simulirani sa izmerenim rezultatima *SE* kućišta sa pojedinačnim antenama. Uočena su značajna poboljšanja karakteristika efikasnosti oklopljavanja, u odnosu na prazno kućište. U ovom poglavlju upoređuju se karakteristike efikasnosti oklopljavanja sa različitim štampanim planarnim antenama.

Na slici 7.28 su uporedo prikazani grafikoni *SE* sa štampanim antenskim nizom *dogbone*, štampanom antenom *leptir*, *peščani sat* i *lastin rep*. Kako su sve antene projektovane za rad u istom frekvencijskom opsegu, dobijaju se i vrlo slične ali ne iste karakteristike. Kako bi se uočile različitosti i videle prednosti jednih u odnosu na druge, na slikama 7.28, 7.29 i 7.30, su prikazane iste karakteristike samo u užem frekvencijskom opsegu, oko prve, oko druge i oko treće frekvencije rezonancije, respektivno.

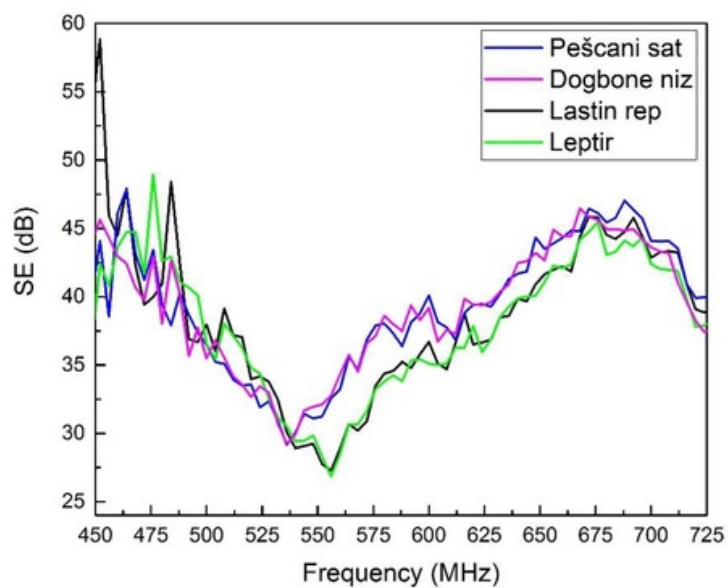
Na slici 7.29 se može videti da antene *dogbone* niz i *peščani sat* imaju vrlo slične karakteristike i skoro istu vrednost amplitude na prvoj frekvenciji rezonance, dok su antene *lastin rep* i *leptir* međusobno vrlo slične, ali su za oko 5 dB lošije od predhodno pomenutih. To se može objasniti time da je antenski *dogbone* niz aproksimacija antene *peščani sat* i da su im osnovne dimenzije iste. Kada se analiziraju grafikoni na slici 7.30 vidi se da je tu superiornija antena *leptir* za drugu frekvenciju rezonancije, što se takođe vidi i na slici 7.31 za treću frekvenciju rezonancije. Širokopojasna priroda antena tipa *leptir* i *lastin rep* dolazi do izražaja. Treba primetiti i da je talasnost, odnosno oscilacija minimuma i maksimuma kod antene tipa *leptir* najmanja.

Na osnovu svega može se zaključiti da treba analizirati svaki slučaj zasebno, a u skladu sa zahtevima EMC projekta naći optimalno rešenje.

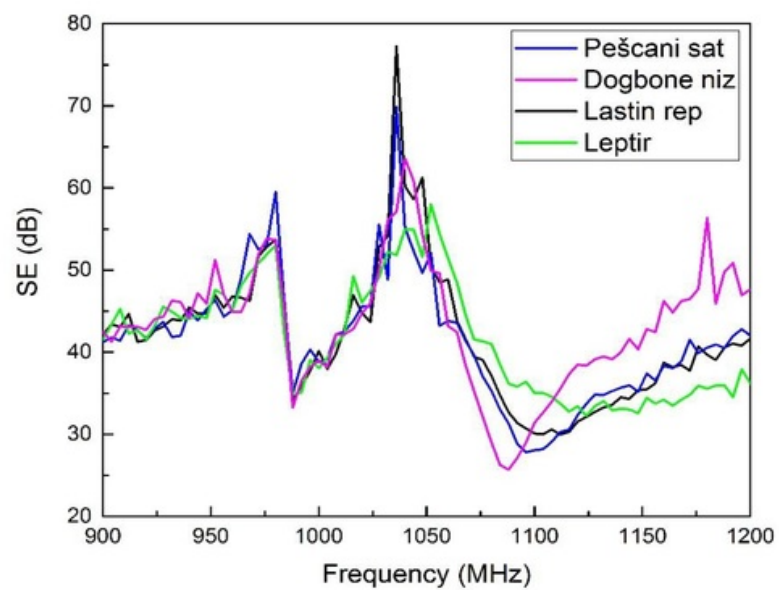
Jedan od pravaca budućih istraživanja je naći optimalnu antensku strukturu za zahtevano proširenje korisnog frekvencijskog opsega primenljivosti efikasnosti zaštitnog kućišta, polazeći od zahteva za dimenzijama, potrebama za ventilacionim i drugim otvorima, kao i potrebnim frekvencijskim opsegom.



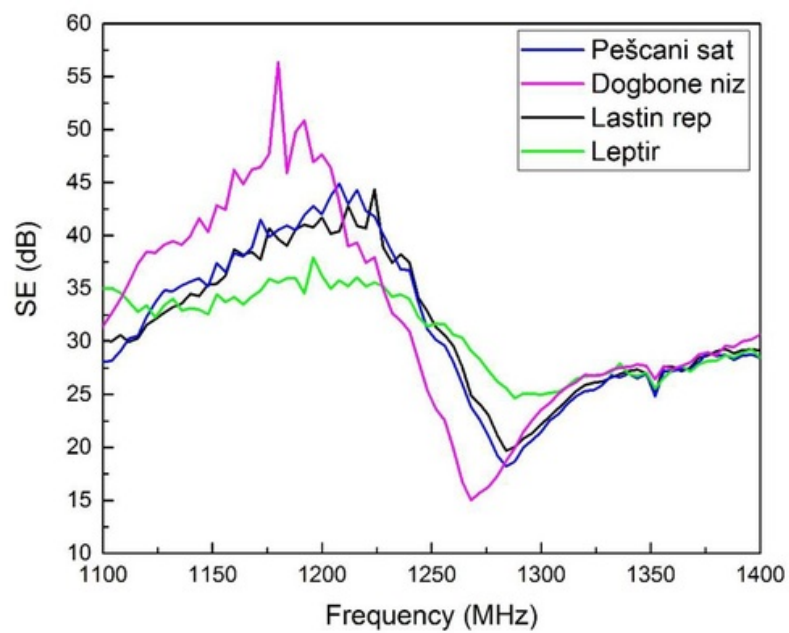
Slika 7.28 Uporedne izmerene karakteristike *SE* kućišta sa realizovanim antenama.



Slika 7.29 Uporedne izmerene karakteristike realizovanih antena na prvoj rezonanciji



Slika 7.30 Uporedne izmerene karakteristike realizovanih antena na drugoj rezonanciji.



Slika 7.31 Uporedne izmerene karakteristike realizovanih antena na trećoj rezonanciji

7.5 Zaključak

U ovoj glavi su analizirane različite metode za poboljšanje efikasnosti zaštitnih metalnih kućišta korišćenjem tehnike ubacivanja štampanih planarnih antenskih struktura. Analizirano je, numerički i eksperimentalno, više tipova štampanih antena. Prvo je analizirana štampana antena tipa *dogbone*, koja se za ovu svrhu, kako se vidi u objavljenoj literaturi, najviše koristila.

Polazeći od publikovanih rezultata, realizovan je fizički i numerički model i na njemu je izvršena analiza uticaja rastojanja unešene štampane antene kada je merna monopol antena postavljena u centru kućišta. Analiza je urađena za tri položaja; kada se pločica od epoksidnog materijala postavi na 50 mm od sredine kućišta, zatim na 100 mm od sredine i na kraju na 150 mm, što znači da se štampana antena nalazila na samoj unutrašnjoj strani zadnjeg zida kućišta.

Numerički i eksperimentalni rezultati su pokazali da je najbolje rešenje kada se štampana antenska pločica nalazi bliže sredini gornjeg zida kućišta, odnosno bliže prijemnoj monopol anteni (na 50 mm). Rezultat je dobijen eksperimentalnim putem, te je ostalo da se u budućim istraživanjima odredi optimalni položaj.

Istraživan je na primeru *dogbone* štampane antene uticaj na potiskivanje pojedinih rezonancija, na prvoj, drugoj i trećoj frekvenciji rezonancije. Na osnovu toga je projektovan, a onda fizički i numerički realizovan antenski niz za prve tri frekvencije rezonancija, što je dalo dobre rezultate, simultanim potiskivanjem amplituda triju rezonancija. Na taj način dobija se značajno proširenje primenljivog frekvencijskog opsega zaštitnog kućišta.

Za potrebe analize i proučavanja poboljšanja efikasnosti oklapljavanja zaštitnim kućištem izabrane su širokopojasne antenske strukture, kao što su: *leptir*, *peščani sat* i *lastin rep*. To su samo modifikacije dobro poznate antenske strukture *leptir* (*bow-tie*). Za sve tri strukture su realizovani fizički i numerički modeli i upoređeni su rezultati dobijeni merenjima i simulacijama. Svaka od tih struktura ima dovoljno dobre širokopojasne osobine da uspešno potisne prve tri rezonancije kućišta, pri čemu efekti prigušenja variraju u zavisnosti od izabrane antenske strukture.

Takođe su ove strukture upoređene i sa antenskim planarnim nizom *dogbone* za prve tri rezonancije kućišta.

Zaključak je da za svaki poseban slučaj treba naći optimalno rešenje, polazeći od unapred definisanih EMC zahteva. Poređenjem izmerenih i simuliranih rezultata uočeno je njihovo visoko slaganje. Na taj način je izvršena verifikacija numeričkih rezultata.

Opšti je zaključak da je korišćena TLM metoda za numeričku simulaciju, izvanredan softverski alat za efikasno projektovanje zaštitnih metalnih kućišta sa otvorima u mikrotalsnom opsegu.

8. ZAKLJUČAK

U ovoj disertaciji su rezultati opsežnih numeričkih i eksperimentalnih analiza, sprovedenih u ispitivanju uticaja grupe otvora na karakteristike oklopljavanja metalnim zaštitnim kućištima u mikrotalasnom frekvencijskom opsegu. Dobijeni rezultati potvrđuju važnost tog uticaja. I čine dobru osnovu i daju pravce za dalja istraživanja u ovoj oblasti.

Najveći doprinos ove disertacije je u tome što su sve analize i zaključci, izvedeni i potvrđeni, između ostalog, i merenjima svih analiziranih modela kućišta.

Pristup i postupak istraživanja, sprovedene analize i dobijeni rezultati predstavljeni su u sedam glava ove disertacije.

U uvodnoj glavi, pored opšteg osvrta na problem EMC, dati su osnovni podaci o početku inženjerskog interesovanja za rešavanje problema EMC, o pojavi prvih regulativa u ovoj oblasti elektrotehnike, kao i o sadašnjim tehničkim direktivama i pravilnicima. Dat je i kratak prikaz naučnih istraživanja u ovoj oblasti u našem naučnom okruženju.

Druga glava se bavi teorijskim osnovama za rad na realizaciji ove disertacije. Kako se u ovoj disertaciji primenjuje TLM metod kao numerički alat za analizu i proračunavanje EM prostiranja, to je ovom metodu posvećena posebna pažnja. Opisani su kompaktni TLM modeli za brza numerička izračunavanja, i to oni koji su razvijeni u domaćem naučnom okruženju a koji su intenzivno korišćeni pri numeričkim analizama.

U trećoj glavi, u prvom poglavlju, analizirana je primenljivost kompaktnog *TLM air-vent* modela na frekvencijama ⁵ na kojima je rastojanje između otvora veće od polovine talasne dužine. Zatim je urađena analiza debljina perforiranog zida. Posebno one koja je veća od prečnika otvora. Pri tom je TLM *air-vent* model kućišta pobuđen direktnim ravanskim talasom, horizontalno ili vertikalno polarizovanim, u uslovima kada je on normalan na kućište.

TLM modeli sa grupom od osam okruglih i osam šestougaonih otvora su analizirani kada su rastojanja među otvorima različita. Rezultati su pokazali da, sa povećanjem rastojanja između otvora, frekvencije rezonancija koje se uspostavljaju

unutar kućišta ostaju iste, ali dolazi do pojave dodatnih rezonantnih vrhova na višim frekvencijama.

Nakon ovoga, analizirani su efekti povećavanja debljine zida koji je pokriven grupom otvora. Rezultati su pokazali da i kada se povećava debljina perforiranog zida, karakteristike *SE* kućišta ostaju istog oblika. Međutim, nivoi *SE* krivih imaju znatno više vrednosti, koje se mogu potvrditi empirijskom formulom [44].

Najvažniji rezultati iz ovog poglavlja su publikovani na konferenciji [45] i u časopisu [46].

U drugom poglavlju treće glave analiziran je uticaj linearno polarizovano oblikovanog talasa na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja kućišta.

Analiza je pokazala da čak i male promene u azimutu i/ili elevaciji incidentnog talasa mogu izazvati dodatne rezonantne pojave u kućištu, što se odražava na smanjenje korisnog frekvencijskog opsega konkretnog metalnog kućišta. To je posledica uspostavljanja viših rezonatorskih TE i TM modova.

U praktičnim realizacijama zaštitnih kućišta ova analiza je od velikog značaja, zato što spoljašni EM talasi i/ili EM smetnje nisu nužno upravni na kućište već dolaze pod slučajnim uglovima. Analize su sprovedene za uticaj na grupama okruglih, šestougaonih i kvadratnih otvora.

Pokazano je da okrugli i šestougaoni otvori imaju veoma slične nivoe *SE* karakteristika, za razliku od kvadratnih čiji *SE* nivoi, pri istim uslovima, imaju više *SE* vrednosti, za nekih 10 dB na celom frekvencijskom opsegu.

Nameće se zaključak da se veća efikasnost oklopljavanja ostvaruje kada se koriste grupe otvora kvadratnog oblika, za razmatrane parametre linearno polarizovano oblikovanog talasa.

Rezultati iz ovog poglavlja su objavljeni na konferencijama [47] i [48].

U četvrtoj glavi su prikazani rezultati numeričkih analiza na primerima dvaju zaštitnih metalnih kućišta različitih dimenzija, i to kada se za oba koristi TLM metoda.

U prvom kućištu razmatrano je kakav je i koliki uticaj različitih dimenzija monopol antene kao i njen uticaj na karakteristiku efikasnosti oklopljavanja u funkciji od frekvencije. Analiziran je uticaj dužine i veličine poluprečnika monopol antene na

promenu frekvencije prve rezonance kućišta. Upoređene su *SE* krive praznog kućišta i kućišta sa prijemnom monopol, odnosno prijemnom dipol antenom.

U drugom kućištu razmatrano je kako prijemna monopol antena, kada je unutar kućišta u različitim pozicijama u odnosu na otvor na zidu kućišta utiče na promenu frekvencije prve rezonancije. Zatim su rezultati upoređeni sa analizom prijemne dipol antene u istim pozicijama unutar kućišta.

Posebno je analizirano kako i koliko monopol i dipol antene istih dimenzija utiču na promenu frekvencija prve tri rezonancije kućišta. Rezultati numeričke analize osnovnog TLM modela sa finom mrežom potvrđeni su dobrim slaganjem sa rezultatima dobijenim merenjem predstavljenim u literaturi.

Efekti prisustva dipol i monopol antena su očekivani u skladu sa perturbacionom teorijom. Pri čemu uticaju na *SE* karakteristiku kućišta mogu biti veći ili manji što zavisi, ne samo od dimenzija i položaja antena, već i od dimenzija i karakteristika kućišta u kojima se vrše merenja.

U petoj glavi su prikazani rezultati eksperimentalne analize upoređeni sa numeričkim analizama više modela metalnih zaštitnih kućišta sa otvorima. Razmatrana su tri tipa zaštitnih metalnih kućišta a za potrebe merenja menjane su im prednje stranice sa različitim otvorima.

Izmerene su karakteristike efikasnosti oklopljavanja kada su prednje strane kutija imale grupe okruglih i šestougaoonih otvora, pa je za numeričko modelovanje primenjen kompaktni *air-vent* model. U ovom modelu kućišta prijemna monopol antena je indukovala stuju na osnovu koje je određen nivo EM polja unutar kućišta. Izmereni i simulirani rezultati su pokazali izvanredno slaganje u posmatranom mikrotalasnom frekvencijskom opsegu.

U nastavku pete glave, izvršen je set merenja efikasnosti oklopljavanja metalnom kutijom sa malim pravougaonim otvorom tipa prorez, a kada je merna monopol antena unutar kućišta. Analiziran je uticaj dužine i debljine prijemne antene na rezultate karakteristike *SE* na promenu frekvencije prve rezonancije i njene amplitude.

Dobijeni eksperimentalni rezultati su potvrdili rezultate i zaključke numeričkih simulacija TLM metodom.

Dalje, sprovedena su merenja na metalnom kućištu sa pravougaanim otvorom u prisustvu merne monopol ili dipol antene. Analiziran je uticaj položaja merne monopol antene realnih dimenzija na promenu frekvencije prve tri rezonancije. Zatim je za isto kućište analiziran uticaj dipol antene istih dimenzija kao i monopol. Dobijeni eksperimentalni rezultati su u visokoj saglasnosti sa rezultatima i zaključcima dobijenim numeričkim simulacijama istih, korišćenjem TLM metode.

Na ovaj način je velikim brojem merenja i različitim primerima izvršena verifikacija numeričkih rezultata dobijenih simulacijom, korišćenjem TLM metode i modela za otvore tzv. kompaktnog *air-vent* modela i drugih kompaktnih modela.

U šestoj glavi je pokazana kompleksnost problema sprege sa spoljnim prijemnikom (prijemnom RF sandom) na primeru metalnog zaštitnog kućišta sa dvema monopol antenama i u dva slučaja: sa jednim kvadratnim otvorom i u drugom sa grupom okruglih otvora. Najpre je izvršena numerička analiza korišćenjem TLM metode, zatim je sprovedena eksperimentalna procedura merenjem u anehoičnoj sobi uz pomoć vektorskog analizatora mreža i prateće merne opreme.

Pored numeričke analize gore pomenutih slučajeva, primenom TLM modela sa finom mrežom i kompaktnog TLM *air-vent* modela, respektivno, urađena je rigorozna eksperimentalna analiza merenjima vektorskim analizatorom u dvema ravnim. U jednoj koja odgovara bliskom polju i u drugoj koja odgovara dalekom polju, frekvencijskog opsega. Merenja su izvedena u 31 tački skeniranja po jednoj i 31 tački po drugoj osi. Ukupno u 961 tački ravni skeniranja. U svakoj mernoj tački izvršena su merenja *S*-parametara, u opsegu od 1 do 3 GHz, sa korakom 0.25 GHz.

Rezultati dobijeni numeričkim simulacijama i merenjima, su u visokoj saglasnosti. Pokazano je da je raspodela EM polja vrlo kompleksna i da zavisi od pozicije antene u kućištu, od međusobnih sprega između antena unutar kućišta i od vrste otvora na samom kućištu. Takođe, pokazano je da raspodela EM polja zavisi od udaljenosti od kućišta, u zavisnosti da li je blisko ili daleko polje.

Predstoji dalji rad na numeričkom modelu prijemne sonde za numeričku simulaciju TLM metodom. Zato što je u slučaju koji smo mi prikazali uzimana samo tačka u prostoru, bez uticaja fizičke strukture i prisustva sonde u EM polju koje se meri. Dalja istraživanja bi dovela do povećanja saglasnosti između izmerenih i simuliranih

rezultata, u ovako kompleksnom EM okruženju i samim tim bi projektantima pomoglo pri rešavanju EMC problema.

U sedmoj glavi je analiza različitih metoda za poboljšanje efikasnosti zaštitnih metalnih kućišta korišćenjem tehnike ubacivanja štampanih planarnih antenskih struktura. Analizirano je, numerički i eksperimentalno, više tipova štampanih antena. Prvo je analizirana štampana antena tipa *dogbone*, koja se najviše koristila u objavljenoj literaturi. Polazeći od publikovanih rezultata, realizovan je fizički i numerički model i na njemu je izvršena analiza uticaja rastojanja unešene štampane antene od centra kućišta, kada je merna monopol antena postavljena u centru kućišta. Analiza je urađena za tri položaja; kada se pločica od epoksidnog materijala postavi na 50 mm od sredine kućišta, zatim na 100 mm od sredine i na kraju na 150 mm, odnosno kad se štampana antena nalazila na samoj unutrašnjoj strani zadnjeg zida kućišta.

Numerički a i eksperimentalni rezultati su pokazali da je najbolje rešenje, kada se štampana antenska pločica nalazi bliže sredini gornjeg zida kućišta, odnosno bliže prijemnoj monopol anteni (na 50 mm).

Rezultat je dobijen eksperimentalnim putem, te je ostalo da se u budućim istraživanjima odredi optimalni položaj.

Istražen je uticaj rezonantne antenske strukture, na primeru *dogbone* štampane antene na potiskivanje pojedinih rezonancija, na prvoj, drugoj i trećoj frekvenciji rezonancije. Na osnovu toga je projektovan, a onda fizički i numerički realizovan antenski niz za prve tri frekvencije rezonancija, što je dalo dobre rezultate, simultanog potiskivanja amplituda triju rezonancija. Na taj način dobija se značajno proširenje primenljivog frekvencijskog opsega zaštitnog kućišta.

Za potrebe analize i proučavanja poboljšanja efikasnosti oklopljavanja zaštitnim kućištem izabrane su širokopojasne antenske strukture, kao što su: *leptir*, *peščani sat* i *lastin rep*. Zapravo su to samo modifikacije dobro poznate antenske strukture *leptir* (*bow-tie*).

Za sve tri strukture su realizovani fizički i numerički modeli i upoređeni su dobijeni rezultati merenjem i simulacijom. Svaka od tih struktura ima dovoljno širok radni opseg da dobro potisne prisustvo prve tri rezonancije kućišta. Ali, svaka od njih ima neke svoje posebne prednosti i mane.

Takođe su ove strukture upoređene i sa antenskim planarnim nizom *dogbone* za prve tri rezonancije kućišta. Zaključak je da za svaki poseban slučaj treba naći optimalno rešenje, polazeći od unapred definisanih EMC zahteva.

Upoređenjem izmerenih i simuliranih rezultata uočilo se njihovo visoko slaganje. Na taj način je izvršena verifikacija numeričkih rezultata.

Opšti je zaključak da je korišćena TLM metoda za numeričku simulaciju izvanredno oruđe za efikasno projektovanje zaštitnih metalnih kućišta sa grupom otvora u mikrotalsnom opsegu.

Naučni doprinos ove disertacije može da se sagleda u sledećem.

- a. Izvršena je numerička i eksperimentalna verifikacija kompaktnog TLM *air-vent* modela okruglih i šestougaoih otvora primenom TLM metode, i proučene su proširene granice njegove primenljivosti.
- b. Urađena je numerička i eksperimentalna analiza uticaja mernih antenskih struktura (monopola i dipola) na karakteristike oklopljavanja metalnim kućištima sa otvorima.
- c. Analiziran je uticaj malih uglova oblikovanog incidentnog talasa na pojavu rezonantnih modova u metalnom kućištu sa grupom okruglih, šestougaoih i kvadratnih otvora.
- d. Numerički i eksperimentalno je analiziran uticaj dveju predajnih antena kada su u kućištu sa grupom okruglih otvora kao i njihov uticaj u kućištu sa jednim kvadratnim otvorom. Raspodela EM polja je određena van kućišta u bliskoj i dalekoj zoni.
- e. Numerički i eksperimentalno je pokazana mogućnost značajnog proširenja radnog frekvencijskog opsega kućišta ubacivanjem štanpanih antenskih struktura.

Ovim zadatkom su otvorena tri pravca za dalji rad i istraživanje u ovoj oblasti:

- Proširenje numeričkog kompaktnog TLM *air-vent* modela tako da bude primenljiv za materijale koji nisu idealno provodni.

-
- Nastavak rada i istraživanja raspodele EM polja van metalnog kućišta sa grupom različitih otvora i nalaženje optimalnog rešenja sa aspekta minimalne izračene snage u spoljnu sredinu u zavisnosti od vrste otvora.
 - Nalaženje optimalne konfiguracije štampane antenske strukture za unapred zadati radni frekvencijski opseg i zadovoljavajući nivo efikasnosti oklopljavanja. Razmatranje novih antenskih struktura u kućištu i analiziranje promena parametara antenskih stuktura u zavisnosti od radnog frekvencijkog opsega i okruženja.

9. REFERENCE

- [1] C. Christopoulos, Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility, 2nd ed. ur., London, New York: CRS Press, 2007.
- [2] M. S. Sarto / et al, „Draft standard for P299.1/D2 Draft Full-Use Std. Method for Measuring the Shielding Effectiveness of Enclosures and Boxes Having All Dimensions between 0.1 m to 2 m.,“ IEEE, Technical report, 2009.
- [3] D. 2014/30/EU, „On the harmonisation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility,“ <http://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/HTML/?uri=CELEX:32014L0030&from=EN>, 2014.
- [4] „Pravilnik o elektromagnetskoj kompatibilnosti,“ Službeni glasnik RS, br. 25/2016.
- [5] N. J. Bogdanović, V. Marković / D. Blagojević, „Low-frequency radiation of transformer station in an industrial environment,“ u *The 16th Conference of the Series Man and Working Environment, International Conference, Safety of Technical Systems in Living and Working Environment*, Niš, 2011.
- [6] C. Christopoulos, The Transmission-Line Modelling (TLM) Method, Piscataway, NJ: IEEE Press in association with Oxford University Press, 1995.
- [7] N. S. Dončov, „Razvoj i primena 3-D TLM pristupa za modelovanje sprege između mikrotalasa i složenih žičanih i dielektričnih struktura,“ Doktorska disertacija, Elektronski fakultet, Niš, 2002.
- [8] N. Dončov, A. . J. Wlodarczyk, R. Scaramuzza / V. Trenkić, „TLM modelling of perforated metal screens,“ u *4th Int. Conf. Computational Electromagnetics*, Bournemouth, UK, 2002.
- [9] N. Dončov, A. . J. Wlodarczyk, R. Scaramuzza / V. Trenkić, „Compact TLM model of air-vents,“ *Electronics Letters*, t. 38, br. 16, pp. 887-888, Jan. 2002.

-
- [10] N. Dončov, B. Milovanović / Z. Stanković, „Extension of compact TLM air-vent model on rectangular and hexagonal apertures,” *ACES Journal*, vol. 26. No.1, pp., 2011., t. 26, br. 1, pp. 64-72, 2011.
- [11] V. Milutinović, „Razvoj i primena postupaka za efikasnu karakterizaciju elektromagnetske sprege ostvarene posredstvom otvora u oklopljenim kućima,” Doktorska disertacija, Elektronski fakultet, Niš, 2015.
- [12] Cvetković, Tatjana M., „Numerička karakterizacija efikasnosti zaštite kućišta sa otvorima na bazi sprege sa žičanim strukturama,” Doktorska disertacija, Elektronski fakultet, Niš, 2015.
- [13] R. Armstrong, „Measurement of Shielding in Electrically Large Metallic Enclosures,” Doctoral thesis, Department of Electronics University of York, York, 2013.
- [14] S. A. Schelkunoff, „The Impedance Concept and Its Application to Problems of Reflection, Refraction, Shielding and Power Absorption,” *Bell Labs Technical Journal*, t. 17, br. 1, p. 17–48, January 1938.
- [15] C. Christopoulos, An Introduction to Applied Electromagnetism, New York, London: John Wiley & Sons Inc, Wiley Student Series in Electronic and Electrical Engineering, 1990.
- [16] B. Popović, Elektromagnetika, Beograd: Akademska misao, 2004.
- [17] B. Milovanović, V. Marković, S. Ivković / A. Vuković, Mikrotalasna tehnika: Zbirka zadataka, Niš: Elektronski fakultet, 1996.
- [18] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Hoboken, NJ: JohnWiley & Sons, Inc., 2012.
- [19] E. K. Miller, „A selective survey of computational electromagnetics,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 36, br. 9, pp. 1281 - 1305, 1988.
- [20] P. Lorenz, „Transmission Line Matrix – Multipole Expansion Method,” Doctor Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technischen Universität München, 2007.
- [21] H. Mendez, „Shielding theory of enclosures with apertures,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, t. 20, p. 296–305, 1978.
- [22] P. M. Robinson, M. T. Benson, C. Christopoulos / F. J. Dawson, „Analytical formulation for the shielding effectiveness of,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, t. 40, br. 3, p. 240–248, 1998.
- [23] Shim, J.; Kam, D. G.; Kwon, J. H.; Kim, J., „Circuit modeling and

measurement of shielding effectiveness against oblique incident plane wave on apertures in multiple sides of rectangular enclosure," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, t. 52, br. 3, p. 566–577, 2010.

- [24] M. L. Nuebel, J. L. Drewniak, R. E. DuBroff, T. H. Hubing / T. P. Van Doren, „EMI from cavity modes of shielding enclosures - FDTD modeling and measurements," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, t. 42, br. 1, pp. 29-38, 2000.
- [25] S. Ali, D. S. Weile / T. Clupper, „Effect of near field radiators on the radiation leakage through perforated shields," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, t. 47, br. 02, p. 367–373, 2005.
- [26] B. . L. Nie, P. . A. Du, Y. T. Yu / Z. Shi, „Study of the shielding properties of enclosures with apertures at higher frequencies using the transmission-line modeling method," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, t. 53, br. 1, p. 73–81, 2011.
- [27] J. Paul, S. Greedy, H. Wakatsuchi / C. Christopoulos, „Measurements and simulations of enclosure damping using loaded antenna elements," u *In Proceedings of the 10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 676–679, York, 2011.
- [28] K. . L. Kaiser, *Electromagnetic Compatibility Handbook*, Raton, FL: CRC Press, 2005.
- [29] D. G. Swanson / W. . J. R. Hoefer, *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*, Boston : Artech House, 2003.
- [30] P. Johns / R. Beurle, „Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix," t. 118, br. 9, Sep. 1971.
- [31] P. Russer, „Electromagnetic Field Computation by Network Methods," Institute for High Frequency Engineering Technische Universit at Munchen, Munich, Germany, <https://pdfs.semanticscholar.org/8114/e32e2a362402cb4e77ab0c1e8d9c3ff9ba29.pdf>.
- [32] W. . J. R. Hoefer, „The Transmission-Line Matrix Method – Theory and Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 33, br. 10, pp. 882-893, 1985.
- [33] Russer, Peter; Russer, Johannes A.; „Some Remarks on the Transmission Line Matrix (TLM) Method and Its Application to Transient EM Fields and to EMC Problems," u *Computational Electromagnetics - Retrospective and Outlook*, Singapore, Springer Science + Business Media, 2015.

-
- [34] W. J. R. Hoefer, „The Transmission-Line Matrix (TLM) Method,“ u *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, New York, John Wiley & Sons, 1989.
 - [35] P. B. Johns, „A Symmetrical Condensed Node for TLM Method,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 35, br. 4, pp. 370-377, 1987.
 - [36] Cvetković, T.; Milutinović, V.; Dončov, N.; Milovanović, B., „Numerical investigation of monitoring antenna influence on shielding effectiveness characterization,“ *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, t. 29, br. 11, p. 837–845, 2014.
 - [37] Cvetković, T.; Milutinović, V.; Dončov, N.; Milovanović, B., „Numerical calculation of shielding effectiveness of enclosure with apertures based on EM field coupling with wire structures,“ *Facta Universit. Ser. Electron. Energ.*, t. 28, br. 4, p. 585–596, 2015.
 - [38] Milutinović, V.; Cvetković, T.; Dončov, N.; Milovanović, B., „Analysis of monitoring dipole and monopole antennas influence on shielding effectiveness of enclosure with aperture,“ u *Proceedings of the 4th International Conference on Information Society and Technology*, Kopaonik, Serbia, 399–404, 2014.
 - [39] J. Wlodarczyk, V. Trenkić, R. Scaramuzza / C. Chistopoulos, „A fully integrated multiconductor model for TLM,“ *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, t. 46, br. 12, p. 2431–2437, 1998.
 - [40] T. Cvetković, V. Milutinović, N. Dončov / B. Milovanović, „Numerical investigation of monitoring antenna influence on shielding effectiveness characterization,“ *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, t. 29, br. 11, p. 837–845, 2014.
 - [41] V. Trenkić, A. J. Wlodarczyk / R. Scaramuzza, „A modelling of coupling between transient electromagnetic field and complex wire structures,“ *Int. Journal of Numerical Modelling*, t. 12, br. no.4, pp. 257-273, 1999.
 - [42] N. S. Dončov, A. J. Wlodarczyk, R. Scaramuzza / V. Trenkić, „TLM modelling of perforated metal screens,“ u *4th International Conference of Computational Electromagnetics*, Bournemouth, UK, 2002.
 - [43] N. Dončov, „Compact TLM Models for Efficient EMC Simulations,“ u *6th Int. Conf. on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, Niš, 2003.
 - [44] M. Li, J. Nuebel, J. L. Drewniak, R. E. DuBroff, T. H. Hubing / T. P. Van Doren, „EMI from Airflow Aperture Arrays in Shielding Enclosures—Experiments, FDTD, and MoM Modelling,“ *IEEE Transactions on*

- [45] N. J. Nešić / N. S. Dončov, „Analysis of TLM air-vent model applicability to EMC problems,“ u *23 Telecommunications Forum Telfor, TELFOR 2015*, pp. 579-582., Beograd, 2015.
- [46] N. J. Nešić / N. S. Dončov, „Analysis of TLM Air-vent Model Applicability to EMC Problems for Normal Incident Plane Wave,“ *Telfor Journal*, t. 8, br. 2, pp. 104-109, 2016.
- [47] N. J. Nešić, N. S. Dončov / S. M. Rupčić, „Analysis of Incident Plane Wave Position on Shielding Effectiveness Using TLM Air-vent Model,“ u *Proceedings of 3rd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering- IcETRAN*, Zlatibor, 2016.
- [48] N. J. Nešić, N. S. Dončov / S. M. Rupčić, „Analysis of Hexagonal and Square TLM Air-vent Models against Incident Plane Wave Direction,“ u *Proceedings of the 1st International Conference of Smart Systems and Technologies 2016 (SST 2016)*, Osijek, 2016.
- [49] Joković, J.; Milovanović, B.; Dončov, N., „Numerical Model of Transmission Procedure in a Cylindrical Metallic Cavity Compared with Measured Results,“ *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng.*, t. 18, br. 4, p. 295–302, 2008.
- [50] V. Milutinović, T. Cvetković, N. Dončov / B. Milovanović, „Circuit and numerical models for calculation of enclosure with apertures accounting for monitoring dipole antenna inside,“ *Radioengineering*, t. 22, br. 4, p. 1249–1257, 2013.
- [51] T. Cvetković, V. Milutinović, N. Dončov / B. Milovanović, „Numerical investigation of monitoring antenna influence on shielding effectiveness characterization,“ *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, t. 29, br. 11, p. 837–845, 2014.
- [52] T. Cvetković, V. Milutinović, N. Dončov / B. Milovanović, „Numerical calculation of shielding effectiveness of enclosure with apertures based on EM field coupling with wire structures,“ *Facta Universit. Ser. Electron. Energ.*, t. 28, br. 4, p. 585–596, 2015.
- [53] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3th ed., New York: Wiley, 2005.
- [54] W. H. Emerson, „Electromagnetic Wave Absorbers and Anechoic Chambers Through the Years,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 24, br. 4, 1973.
- [55] I. E. C. I. 61000-4-21, „Electromagnetic Compatibility (EMC), part 4: Testing and Measurement Techniques, Section 21: Reverberation

- [56] C. L. Holloway, D. A. Hill, J. Ladbury, G. Koepke / R. Garzia, „Shielding Effectiveness Measurements of Materials Using Nested Reverberation Chambers,“ *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, t. 45, br. 2, p. 350–356, 2003.
- [57] Holloway, C. L.; Hill, D. A.; Sandroni, M.; Ladbury, J. M.; Coder, J.; Koepke, G.; Marvin, A. C.; He, Y.; „Use of Reverberation Chambers to Determine the Shielding Effectiveness of Physically Small , Electrically Large Enclosures and Cavities,“ *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, t. 50, br. 4, pp. 770-782, 2008.
- [58] A. C. Marvin / Y. He, „A Study of Enclosure Shielding Effectiveness Measurement using Frequency Stirring in a Mode-Stirred Chamber,“ u *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 2008*, pages 1–6, , 2008.
- [59] U. Paoletti, H. Garbe / W. John, „Measurement of the Shielding Effectiveness of Conducting Enclosures with the Image Theory,“ *Advances in Radio Science*, t. 3, p. 137–142, 2005.
- [60] R. SPACE, „Vivaldi UWB2,“ [Na mreži]. Available: <http://www.rfspace.com/RFSPACE/Antennas.html>.
- [61] S. L. GmbH, „PCD 8250,“ [Na mreži]. Available: <https://rf.seibersdorf-laboratories.at/products-services/antennas/pcd-8250>.
- [62] S. Hound, „USB-SA44B,“ [Na mreži]. Available: <https://signalhound.com/products/usb-sa44b/>.
- [63] S. Hound, „USB-TG44A,“ [Na mreži]. Available: <https://signalhound.com/products/usb-tg44a>.
- [64] S. Hound, „Signal Hound Spike,“ [Na mreži]. Available: <https://signalhound.com/spike/>.
- [65] KEYSIGHT, „FieldFox Handheld Analyzer,“ [Na mreži]. Available: <http://www.keysight.com/en/pcx-x205201/fieldfox-handheld-rf-and-microwave-analyzers?cc=RS&lc=eng>.
- [66] Agilent, „Signal generator 8648B,“ [Na mreži]. Available: <http://www.keysight.com/en/pd-1000002194%3Aepsg%3Apro-pn-8648B/synthesized-signal-generator-9-khz-to-2000-mhz?cc=RS&lc=eng>.
- [67] Rothe&Schwarz, „RS HMS-X,“ [Na mreži]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/hms-productstartpage_63493-42689.html.

-
- [68] N. J. Nešić / N. S. Dončov, „Shielding Effectiveness Estimation by using Monopole-receiving Antenna and Comparison with Dipole Antenna,“ *Frequenz DeGruyter*, br. 5-6, DOI 10.1515/freq-2015-0203, pp. 1-11, 2016.
 - [69] M. Haider, B. Stošić, M. H. Baharuddin, N. S. Dončov, D. W. P. Thomas, P. Russer / J. Russer, „Modelling of Aperture Fields for Cavities Excited by Stochastic Current Sources,“ *Microwave Review - National journal published by national MTT society and national IEEE MTT-S Chapter*, t. 22, br. 2, pp. 21-26, 2016.
 - [70] Agilent, „S-Parameter Measurements Basics for High Speed Digital Engineers, Application Note,“ Agilent technologies, Jan. 2014.
 - [71] J. A. Russer / P. Russer, „Modeling of Noisy EM Field Propagation Using Correlation Information,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 63, br. 1, pp. 76-89, 2015.
 - [72] J. Chong-Qing / Z. Hong-Zhao, „Resonance suppression and electromagnetic shielding effectiveness improvement of an apertured rectangular cavity by using wall losses,“ *Chin. Phys. B*, t. 22, br. 8, pp. 084101:1-6, 2013.
 - [73] M. Bahadorzadeh / A. A. Lotfi-Neyestanak, „A Novel and Efficient Technique for Improving Shielding Effectiveness of a rectangular Enclosure using Optimized Aperture Load,“ *ELEKTRONIKA IR ELEKTROTEHNIKA*, <http://dx.doi.org/10.5755/j01.eee.18.10.3071>, t. 18, br. 10, pp. 89-92, 2012.
 - [74] S. YENIKAYA / G. YENIKAYA, „ELECTROMAGNETIC COUPLING ANALYSIS OF SIGNAL THROUGH APERTURE PERFORATED IN A LOADED SHIELDING ENCLOSURE USING HYBRID MoM/FEM,“ *International Journal of Basic & Applied Sciences IJBAS-IJENS*, t. 11, br. 6, pp. 81-86, 2011.
 - [75] Y. Li, J. Luo / G. Ni, „The Terminal Responses of the Two-Wire Line in Multiaperture Cavities Based on Electromagnetic Topology and Method of Moments,“ *Hindawi Publishing Corporation: Mathematical Problems in Engineering*, t. 2011, pp. ID 349361, 14 p., 2011.
 - [76] 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*, t. 1, pp. 45-50, 2008.
 - [77] R. Araneo / G. Lovat, „Fast MoM Analysis of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Apertures, Metal Plates, and Conducting Objects,“ *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC*

- [78] R. Kumar, S. R. Dhakate, P. Saini / R. . B. Mathur, „Improved electromagnetic interference shielding effectiveness of light weight carbon foam by ferrocene accumulation,“ *The Royal Society of Chemistry 2013: RSC Advances*, DOI: 10.1039/c3ra00121k, t. 3, pp. 4145-4153, 2013.
- [79] X. Luo / D. D. Chung, „Electromagnetic interference shielding using continuous carbon-fiber carbon-matrix and polymer-matrix composites,“ *Elsevier Science :Composites: Part B*, t. 30, p. 227–231, 1999.
- [80] T. K. Gupta, B. P. Singh, R. B. Mathur / S. R. Dhakate, „Multi-walled carbon nanotube–graphene–polyaniline multiphase nanocomposite with superior electromagnetic shielding effectiveness,“ *The Royal Society of Chemistry 2014: Nanoscale*, t. 6, p. 842–851, 2014.
- [81] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio / G. Manara, „A Circuit-based Model for the Interpretation of Perfect Metamaterial Absorbers,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 63, br. 3, pp. 1201 - 1209, 2013.
- [82] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces Theory and Design*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 2000.
- [83] A. Ameli, P. U. Jung / C. B. Park, „Electrical properties and electromagnetic interference shielding effectiveness of polypropylene/carbon fiber composite foams,“ *Elsevier: Carbon*, t. 60, pp. 379-391, 2013.
- [84] D. Guha / . Y. . M. Antar, *Microstrip and printed antennas : new trends, techniques, and applications*, Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2011.
- [85] T. F. Yuta Tanogashira, „Beam Control of Low Profile Antenna Using Dogbone Structure,“ [Na mreži]. Available: https://www.jstage.jst.go.jp/article/jceek/2011/0/2011_97/_pdf.
- [86] A. Vallecchi, J. . R. De Luis, F. Capolino / F. D. Flaviis, „Low Profile Fully Planar Folded Dipole Antenna on a High Impedance Surface,“ *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, t. 60, br. 1, pp. 51-62, 2012.
- [87] N. Nešić, B. Milovanović, N. Dončov, V. Mandrić-Radivojević / S. Rupčić, „Improving Shielding Effectiveness of a Rectangular Metallic Enclosure with Aperture by Using Printed Dog-bone Dipole Structure,“ u *52nd International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies*, Niš, 2017.

-
- [88] W. Wiesbeck, G. Adamiuk / C. Sturm, „Basic Properties and Design Principles of UWB Antennas,“ *Proceedings of the IEEE*, t. 97, br. 2, pp. 372-385, February 2009.
 - [89] A. Nešić / I. Radnović, „NEW BROADBAND PRINTED ANTENNA ARRAY,“ *FACTA UNIVERSITATIS (NIS), Series: Electronics and Energetics*, t. 7, br. 1, pp. 67-72, 1994.
 - [90] G. Kumar / K. P. Ray, Broadband microstrip antenna, Boston, London: Artech House, 2003.
 - [91] M. Rahim / M. Abdul Aziz,, „Bow-tie microstrip antenna design,“ u <https://www.researchgate.net/publication/4244190>, 2005.
 - [92] K. R. Mahmoud, „DESIGN OPTIMIZATION OF A BOW-TIE ANTENNA FOR 2.45GHz RFID READERS USING A HYBRID BSO-NM ALGORITHM,“ *Progress In Electromagnetics Research*, t. PIER 100, pp. 105-117, 2010.
 - [93] Guiping Zheng, Ahmed A. Kishk, Allen W. Glisson, Alexander B. Yakovlev, „A BROADBAND PRINTED BOW-TIE ANTENNA WITH A SIMPLIFIED BALANCED FEED,“ *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 47, No. 6, December 20 2005*, t. 47, br. 6, pp. 534-536, 2005.
 - [94] R. Persico, N. Romano, F. Soldovieri, „DESIGN OF A BALUN FOR A BOW TIE ANTENNA IN RECONFIGURABLE GROUND PENETRATING RADAR SYSTEMS,“ *Progress In Electromagnetics Research C*, t. 18, pp. 123-135, 2011.
 - [95] K.-L. Wong, Compact and Broadband Microstrip Antennas, New York: John Wiley & Sons, Inc, 2002.
 - [96] Hall, E. Ebrahimi and P. S., „A dual port wide-narrowband antenna for cognitive radio,“ u *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 809-812., Berlin, 2009.
 - [97] F. Giannini, C. Paoloni / M. Ruggieri, „CAD-oriented lossy models for radial stubs,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 36, br. 2, pp. 305-313, 1988.

Reference autora

Naučni radovi u međunarodnim časopisima

1. **Nataša J. Nešić**, Nebojša S. Dončov, "Shielding Effectiveness Estimation by using Monopole-receiving Antenna and Comparison with Dipole Antenna", DE GRUYTER Frequenz. Volume 70, Issue 5-6, Pages 191–201, ISSN (Online) 2191-6349, ISSN (Print) 0016-1136, DOI: [10.1515/freq-2015-0203](https://doi.org/10.1515/freq-2015-0203), April 2016 (M23)
2. **Nataša J. Nešić**, Nebojša S. Dončov, "Analysis of TLM Air-vent Model Applicability to EMC Problems for Normal Incident Plane Wave", *Telfor Journal*, vol. 8, br. 2, str. 104-109, 2016, [doi:10.5937/telfor1602104N](https://doi.org/10.5937/telfor1602104N) (M52)

Radovi saopšteni na međunarodnim naučnim skupovima i štampani u odgovarajućim zbornicima (M33)

1. **Nataša J. Nešić**, Nebojša S. Dončov, Johannes A. Russer, and Bratislav D. Milovanović, "Electromagnetic Field Coupling with Two Monopole Antennas inside a Protective Enclosure with Apertures" *Proceedings of 24th Telecommunications Forum – (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, November 2016, ISBN: 978-86-7466-649-4
2. **Nataša J. Nešić**, Nebojša S. Dončov, Slavko M. Rupčić, "Analysis of Incident Plane Wave Position on Shielding Effectiveness Using TLM Air-vent Model", *3th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN)*, June 13-16, 2016, Zlatibor, Srbija.
3. **Nataša J. Nešić**, Nebojša S. Dončov, "Analysis of TLM Air-vent Model Applicability to EMC Problems", *Proceedings of 23rd Telecommunications Forum – (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, November 2015, ISBN: 978-1-5090-0054-8, IEEE Catalogue Number: CFP1598P-CDR. pp. 579-582. doi: 10.1109/TELFOR.2015.737753

-
4. **Nataša J. Nešić**, Nebojša S. Dončov, Slavko M. Rupčić, “Analysis of Hexagonal and Square TLM Air-vent Models against Incident Plane Wave”, *Proceedings of the 1st International conference of Smart Systems and Technologies 2016 (SST 2016)*, October 12-14, Osijek, Croatia. DOI: [10.1109/SST.2016.7765627](https://doi.org/10.1109/SST.2016.7765627)
 5. **Nataša J. Nešić**, Nebojša S. Dončov, Slavko M. Rupčić, “Analysis of Incident Plane Wave Position on Shielding Effectiveness Using TLM Air-vent Model”, *3th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN)*, June 13-16, 2016, Zlatibor, Srbija.
 6. **Nataša Bogdanović**, Dejan Blagojević and Dragiša Milovanović, „Reliability of Radio-relay System“, *ICEST 2012 Proceedings of the XLVII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies*, Volume 2, , pp303-306, June 28-30, 2012, Veliko Tarnovo, Bulgaria. URL: http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2012_02.pdf
 7. **Nataša Bogdanović**, Jovica Bogdanović, Aleksandar Spasić, “Computer simulation in acoustic design of a theatre performance hall”, *Innovation as a function of engineering development, Conference Proceedings*, The Faculty of Civil Engineering, November 25-26,2011, Niš, Serbia, pp. 31-36.
 8. **Nataša Bogdanović**, Vera Marković, Dejan Blagojević, “Low-frequency radiation of transformer station in an industrial environment”, *The 16th Conference of the series Man and Working Environment, International Conference, Safety of Technical Systems I n Living and Working Environment*, October 27-28, 2011, Niš, Serbia, pp. 229-232.
 9. Momčilo M. Pejovic, Nikola.T. Nesic, Milić. M. Pejovic, **Nataša J. Bogdanović**, “Investigation of memory effect by measurement of time delay of electrical breakdown in commercial gas-filled surge arresters” , *ICEST 2013, Proceedings of the XLVIII International Scientific Conference on Information,*

Communication and Energy Systems and Technologies, Volume 1, pp 367-370,
June 26-29, 2013, Ohrid, Macedonia.

URL: http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2013_01.pdf

10. Milić Pejović, Momčilo Pejović, Nikola Nešić, **Nataša Bogdanović**, Zijad Bajramović, "The evolution of time delay of electrical breakdown measurement system", *Application of innovative techniques in engineering*, Thematic Proceedings, The Faculty of Civil Engineering, November 25-26, 2011, Niš, Serbia, pp. 145-164.

Rad prihvaćen za saopštenje na međunarodnom naučnim skupu (M33)

1. **Nataša Nešić**, Bratislav Milovanović, Nebojša Dončov, Vanja Mandrić-Radivojević, Slavko Rupčić, „Improving Shielding Effectiveness of a Rectangular Metallic Enclosure with Aperture by Using Printed Dog-bone Dipole Structure“, u *52nd International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies*, Niš, 2017.

Rad ponuđen za saopštenje na međunarodnom naučnim skupu (M33)

2. Vanja Mandrić-Radivojević, Slavko Rupčić, **Nataša Nešić**, Viktorija Alilović, "The shielding effectiveness measurements of a rectangular enclosure perforated with slot aperture", za: *2nd International conference of Smart Systems and Technologies 2016 (SST 2017)*, October 18-20, Osijek, Croatia.

NUMERIČKA I EKSPERIMENTALNA ANALIZA UTICAJA GRUPE OTVORA NA KARAKTERISTIKE OKLAPANJA METALNIH KUĆIŠTA U MIKROTALASNOM FREKVENCIJSKOM OPSEGU

ORIGINALITY REPORT

2%

SIMILARITY INDEX

PRIMARY SOURCES

- | | | |
|---|--|------------------|
| 1 | marjan.fesb.hr
Internet | 198 words — < 1% |
| 2 | Natasa Nestic, Nebojsa Doncov. "Analysis of TLM air-vent model applicability to EMC problems for normal incident plane wave", Telfor Journal, 2016
Crossref | 108 words — < 1% |
| 3 | Natasa J. Nestic, Nebojsa S. Doncov, Slavko M. Rupcic. "Analysis of hexagonal and square TLM air-vent models against incident plane wave direction", 2016 International Conference on Smart Systems and Technologies (SST), 2016
Crossref | 100 words — < 1% |
| 4 | Weizhi Zheng, , Ruilong Li, and Jinyu Liu. "Study on stress and deformation of support pillar of vacuum flat glazing", 2011 Second International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering, 2011.
Crossref | 58 words — < 1% |
| 5 | issuu.com
Internet | 43 words — < 1% |
| 6 | www.wipl-d.jp
Internet | 42 words — < 1% |
| 7 | www.freepatentsonline.com
Internet | 34 words — < 1% |
| 8 | www.nettenis.org
Internet | 25 words — < 1% |

9	www.slideshare.net Internet	25 words — < 1%
10	eprints.soton.ac.uk Internet	22 words — < 1%
11	discovery.dundee.ac.uk Internet	20 words — < 1%
12	www.etf.bg.ac.rs Internet	20 words — < 1%
13	Grimes, . "Properties of Radiation Fields", Photon Creation – Annihilation Continuum Electromagnetic Theory, 2012. Crossref	20 words — < 1%
14	Smartt, C, D W P Thomas, H Nasser, M Baharuddin, G Gradoni, S C Creagh, and G Tanner. "Challenges of time domain measurement of field-field correlation for complex PCBs", 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2015. Crossref	18 words — < 1%
15	www.scribd.com Internet	18 words — < 1%
16	www.it.ac.me Internet	17 words — < 1%
17	www.tmf.bg.ac.rs Internet	17 words — < 1%
18	www.gemcar.org Internet	14 words — < 1%
19	Leistungselektronik, 2015. Crossref	12 words — < 1%
20	Natasa J. Nestic, Nebojsa S. Doncov, Johannes A. Russer, Bratislav D. Milovanovic. "Electromagnetic field coupling with two monopole antennas inside a protective enclosure with apertures", 2016 24th Telecommunications Forum (TELFOR), 2016 Crossref	9 words — < 1%

21	www.nabla-slavonija.hr Internet	9 words — < 1%
22	Mizukami, S., E.S. Otabe, K. Yoshitomi, Vladimir S. Vyatkin, M. Kiuchi, and T. Matsushita. "Evaluation of Trapped Magnetic Field Properties in Superconducting MgB2 Bulk Magnets by Finite Element Method", Physics Procedia, 2015. Crossref	9 words — < 1%
23	www.rasip.fer.hr Internet	9 words — < 1%
24	academica-e.unavarra.es Internet	9 words — < 1%
25	union.edu.rs Internet	8 words — < 1%
26	deepspace.blog.hr Internet	8 words — < 1%
27	Schroer, Christian G., Marion Kuhlmann, Olga Kurapova, U. T. Hunger, Til Florian Gunzler, Sebastian Feste, Bruno Lengeler, Stefan Ziegler, and Michael Drakopoulos. "<title>Nanofocusing parabolic refractive x-ray lenses</title>", Design and Microfabrication of Novel X-Ray Optics II, 2004. Crossref	8 words — < 1%
28	digre.pmf.unizg.hr Internet	8 words — < 1%
29	www.radioeng.cz Internet	8 words — < 1%
30	powerlab.fsb.hr Internet	8 words — < 1%
31	www.sasse-elektronik.de Internet	8 words — < 1%
32	intesaleasingbeograd.com Internet	8 words — < 1%

33	www.tehnickaskolava.rs Internet	8 words — < 1%
34	Peter Russer. "Overview over network methods applied to electromagnetic field computation", 2009 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 09/2009 Crossref	8 words — < 1%
35	Madhu Gupta. "<![CDATA[Escher's art, Smith chart, and hyperbolic geometry]]>", IEEE Microwave Magazine, 10/2006 Crossref	8 words — < 1%
36	www.elfak.ni.ac.rs Internet	8 words — < 1%
37	eunes-project.eu Internet	8 words — < 1%
38	Cvetković, Tatjana, Vesna Milutinović, Nebojša Dončov, and Bratislav Milovanović. "TLM modelling of receiving dipole antenna impact on shielding effectiveness of enclosure", International Journal of Reasoning-based Intelligent Systems, 2013. Crossref	6 words — < 1%

EXCLUDE QUOTES OFF
EXCLUDE BIBLIOGRAPHY ON

EXCLUDE MATCHES < 5 WORDS