

UNIVERZITET U BEOGRADU  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Nenad V. Munić

**ODREĐIVANJE KARAKTERISTIKA  
ELEKTROMAGNETSKE EMISIJE  
UREĐAJA MERENIH U FARADEJEVOM  
KAVEZU POMOĆU TEHNIKE OBRAD  
RETKIH SIGNALA**

doktorska disertacija

Beograd, 2017

UNIVERSITY OF BELGRADE  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Nenad V. Munić

**EVALUATION OF RADIATING-SOURCE  
PARAMETERS BY MEASUREMENTS IN  
FARADAY CAGES AND SPARSE  
PROCESSING**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2017

## PODACI O MENTORU I ČLANOVIMA KOMISIJE

### *Mentor:*

dr Marija Stevanović, vanredni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

### *Članovi komisije:*

dr Dragan Olćan, vanredni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

dr Aleksandar Kovačević, naučni saradnik  
Tehnički opitni centar (spoljni član)

dr Zlatan Stojković, redovni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

dr Antonije Đorđević, redovni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

Datum odbrane: \_\_\_\_\_

# ODREĐIVANJE KARAKTERISTIKA ELEKTROMAGNETSKE EMISIJE UREĐAJA MERENIH U FARADEJEVOM KAVEZU POMOĆU TEHNIKE OBRADJE RETKIH SIGNALA

## Rezime:

U ovoj doktorskoj disertaciji razvijena je nova metoda koja omogućava određivanje nivoa električnog polja (u slobodnom prostoru) nepoznatog izvora korišćenjem skalarnih merenja u Faradejevom kavezu. Nova metoda omogućava upotrebu Faradejevog kaveza kao jeftine alternative standardizovanim mernim mestima za ispitivanje elektromagnetske kompatibilnosti (EMK), kao što su (polu)anehoične sobe, otvoreni merni prostor i reverberacione sobe (kavezi). Nova metoda, u odnosu na standardizovani merni postupak u reverberacionim sobama, omogućava uspešno merenje uređaja na niskim frekvencijama, koje su ispod najniže rezonantne frekvencije kaveza.

Metoda se zasniva na aproksimaciji električnog polja zračenja ispitivanog uređaja nizom ekvivalentnih dipola. Parametri ekvivalentnih dipola su određeni primenom tehnike obrade retkih signala, odnosno primenom  $l_1$  regularizacije kojom se umanjuje neodređenost rešenja inverznih elektromagnetskih problema. Složenost prostiranja signala u sredinama kao što je Faradejev kavez povoljno utiče na tačnost rešenja.

Predloženi metod je verifikovan skalarnim merenjima izvora u Faradejevom kavezu. Rezultati obrade su upoređeni sa onima dobijenim u anehoičnoj sobi i rezultatima procene parametara izvora korišćenjem analizatora spektra i numeričke obrade. Tom prilikom korišćen je namenski projektovan i napravljen izvor elektromagnetskog zračenja.

U disertaciji je, osim toga, prikazano precizno modelovanje Faradejevog kaveza (uključujući razne nesavršenosti), a dat je i opis merenja odziva ekvivalentnih dipola u Faradejevom kavezu. Pri tome, bilo je neophodno odrediti mernu nesigurnost ispitivanja u Faradejevom kavezu i mernu nesigurnost modela Faradejevog kaveza. Takođe, precizno je definisana potrebna merna postavka pri merenjima izvora u Faradejevom kavezu. Na kraju disertacije predložene su smernice za budući rad.

**Ključne reči:** Elektromagnetska kompatibilnost, ekvivalentni dipoli, anehoična soba, merno mesto na otvorenom prostoru, Faradejev kavez, tehnika obrade retkih signala

**Naučna oblast:** tehničke nauke, elektrotehnika

**Uža naučna oblast:** mikrotalasna tehnika

**UDK broj:** 621.3

# EVALUATION OF RADIATING-SOURCE PARAMETERS BY MEASUREMENTS IN FARADAY CAGES AND SPARSE PROCESSING

## **Abstract:**

In this dissertation a new algorithm has been developed that enables determination of free-space field levels of radiating sources using amplitude measurements in Faraday cages. The new approach enables using Faraday cages as a low-cost alternative to the standard EMC test sites, such as (semi)anechoic chambers, open-area test sites, and reverberation chambers. In comparison to the standardized EMC tests in reverberation chambers, the new method enables measurements at low frequencies, even below the lowest resonant frequency of the cage.

The algorithm computes the radiation parameters of a DUT in a free space, by means of equivalent dipoles and sparse processing. In order to extract the parameters of the equivalent dipoles, we use sparse processing and  $l_1$  regularization for solving ill-posedness of this inverse electromagnetic problem. By exploiting the multipath from the Faraday cage walls, floor, and ceiling, we improve the estimation accuracy.

The algorithm has been verified experimentally by taking phaseless measurements of a known device in the Faraday cage. The results of the reconstruction have been compared with those obtained in an anechoic chamber and with directly assessed parameters of the source used a spectrum analyzer and a full-wave numerical model. The source of electromagnetic radiation was designed and developed specifically for this purpose.

In this dissertation the model of the Faraday cage and numerical evaluation of the responses of the equivalent dipoles in the Faraday cage are described. Consequently, it has been necessary to determine the measurement uncertainty of testing in the Faraday cage and the measurement uncertainty of the model Faraday cage. Also, the measurements setup for measurements of the radiating sources in Faraday cages is defined. At the end of this dissertation guidelines for the future work are proposed.

**Keywords:** Electromagnetic compatibility, equivalent dipoles, anechoic chambers, open-area test sites, Faraday cages, sparse processing

**Scientific area:** Technical sciences, Electrical Engineering

**Specific scientific area:** Microwave Engineering

**UDK number:** 621.3

## SADRŽAJ

UVOD.....	1
1  DEFINISANJE ALGORITMA ZA ODREĐIVANJE PARAMETARA EKVIVALENTNIH IZVORA.....	4
2  IZRADA UREĐAJA KOJI ĆE SE KORISTITI ZA EKSPERIMENTALNU POTVRDU METODE.....	8
2.1  Elektromagnetska simulacija izvora .....	12
2.2  Karakterizacija izvora analizatorom spektra.....	15
3  IZRADA SIMULACIONOG MODELA FARADEJEVOG KAVEZA .....	22
3.1  Konstrukcija kaveza.....	22
3.2  Rezonancije kaveza.....	25
3.3  Nesavršenosti kaveza .....	27
3.4  Početni model kaveza .....	30
3.5  Uprošćeni model kaveza.....	35
3.6  Konačni model kaveza.....	37
4  MERENJE ISPITIVANOG UREĐAJA U FARADEJEVOM KAVEZU I ANEHOIČNOJ SOBI.....	44
4.1  Merenje ispitivanog uređaja u anehoičnoj sobi .....	44
4.2  Rezultati merenja u anehoičnoj sobi.....	47
4.3  Merenje ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu .....	51
4.3.1  Prva serija merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu.....	51
4.3.2  Rezultati prve serije merenja u Faradejevom kavezu .....	55
4.3.3  Druga serija merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu .....	58
4.3.4  Rezultati druge serije merenja u Faradejevom kavezu .....	60
4.3.5  Treća serija merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu .....	66
4.3.6  Rezultati treće serije merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu ..	66

5	PRORAČUN PARAMETARA ZRAČENJA UREĐAJA NOVOM METODOM.....	70
5.1	Simulacioni model ekvivalentnih dipola .....	70
5.2	Rezultati simulacije odziva ekvivalentnih dipola .....	73
5.3	Optimizacija.....	78
5.3.1	Optimizacija prve serije merenja .....	78
5.3.2	Optimizacija druge serije merenja .....	85
5.3.3	Optimizacija treće serije merenja.....	91
6	UPOREĐIVANJE REZULTATA DOBIJENIH RAZLIČITIM MERNIM TEHNIKAMA .....	97
6.1	Upređivanje rezultata dobijenih obradom merenja u Faradejevom kavezu .....	97
6.2	Merna nesigurnost merenja u Faradejevom kavezu.....	99
6.2.1	Merna nesigurnost merenja u Faradejevom kavezu za horizontalnu polarizaciju izvora.....	99
6.2.2	Merna nesigurnost merenja u Faradejevom kavezu za vertikalnu polarizaciju izvora	102
6.3	Potvrda nove metode (treća serija merenja u Faradejevom kavezu) upoređivanjem sa rezultatima dobijenim drugim mernim tehnikama .....	104
7	ZAKLJUČAK.....	107
8	REFERENCE:.....	110
	BIOGRAFIJA .....	114
	PRILOG 1.....	115
	PRILOG 2.....	116
	PRILOG 3.....	117

## Uvod

U skladu sa standardima iz oblasti elektromagnetske kompatibilnosti (EMK), otvoren prostor ili poluanehoična soba su mesta gde se vrše ispitivanja elektromagnetske emisije uređaja, kao i imunosti uređaja na elektromagnetske smetnje. Međutim, često nije moguće ili je ekonomski neisplativo realizovati ispitivanja na navedenim mestima. Zbog toga su razvijene brojne merne tehnike koje omogućavaju da se ispitivanja elektromagnetske kompatibilnosti realizuju na alternativnim mestima, kao što su TEM komore [1]–[4], GTEM komore [5]–[8] i reverberacione sobe [9]–[11]. Predmet ove disertacije je definisanje nove metode koja omogućava da se Faradejev kavez koristi kao ekonomski povoljno mesto za ispitivanje elektromagnetske emisije uređaja.

Cilj ovog istraživanja je razvoj nove metode koja koreliše rezultate merenja u Faradejevom kavezu sa odgovarajućim merenjima na otvorenom prostoru. Da bi se to postiglo, moraju se prevazići problemi pri merenjima u Faradejevom kavezu koji su posledica refleksija od zidova, poda i plafona kaveza. Naime, rezultati merenja znatno zavise od položaja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu, posebno pri rezonantnim učestanostima kaveza. Nova metoda upravo koristi te navedene refleksije, umesto da ih anulira, i na taj način postiže zadovoljavajuću ponovljivost i tačnost merenja, bez obzira na položaj uređaja u Faradejevom kavezu, uz mogućnost poređenja tako dobijenih rezultata sa merenjima na otvorenom (referentnom) mernom mestu.

Stariji pristup [12]–[14], koji se koristi pri realizaciji merenja u Faradejevim kavezima i koji je još uvek prisutan u nekim standardima, u potpunosti zanemaruje postojanje uticaja kaveza na rezultate merenja. Aktuelni pristup [15], koji se poslednjih decenija koristi u merenjima, podrazumeva korišćenje „mešača modova“ (tzv. reverberacione komore). Pri tome, statističkom analizom rezultata merenja, za različite uglovne položaje mešača, dobijaju se procene nivoa elektromagnetske emisije uređaja. Ograničenje ove metode se ogleda u postojanju najniže upotrebljive učestanosti (LUF – eng. Low Usable Frequency) reverberacione komore, koja je uvek viša od prve (najniže) rezonantne učestanosti Faradejevog kaveza. Za razliku od starog i aktuelnog pristupa, metoda koja se predlaže omogućava precizna merenja elektromagnetske emisije, bez zanemarivanja uticaja kaveza na rezultate merenja, kao i mogućnost da se merenja realizuju na učestanostima koje su ne samo niže od najniže upotrebljive učestanosti, već niže i od minimalne rezonantne učestanosti datog Faradejevog kaveza. Iz prakse je poznato da anehoična i poluanehoična soba na nižim frekvencijama imaju lošije rezultate merenja, usled nesavršenosti apsorbera. Primenom nove



metode, koja elektromagnetsku emisiju uređaja određuje obradom podataka merenja u Faradejevom kavezu, dobijamo rezultate čija se tačnost ne degradira sa smanjivanjem frekvencije merenja, za razliku od merenja u anehoičnim i poluanehoičnim sobama.

Dodatno, nova metoda omogućava i da merenja u Faradejevim kavezima mogu da zamene merenja na otvorenom mernom mestu.

U istraživanju se pošlo od hipoteze da se polje zračenja ispitivanog uređaja može aproksimirati pomoću polja ortogonalnih električki kratkih dipola. Tako opisan uređaj ima jednoznačno određeno polje (odnosno elektromagnetsku emisiju) u proizvoljnom okruženju, kao, na primer, iznad provodne ravni ili u slobodnom prostoru. Određivanje parametara ekvivalentnih dipola predstavlja inverzni elektromagnetski problem koji će se rešavati primenom tehnike obrade retkih signala. Merni model uključuje elektromagnetsko rasejanje od zidova, poda i plafona Faradejevog kaveza. Složenost prostiranja signala (eng. multipath) u sredinama kao što je Faradejev kavez povoljno utiče na tačnost rešenja. Ovaj efekat je našao primenu u različitim oblastima, kao što je gledanje kroz zid [16] ili u estimaciji pravca nailaska talasa [17].

Ekvivalentni dipoli su korišćeni još u analizi izvora pomoću merenja u TEM i GTEM komorama [18]–[21]. U tom slučaju parametri izvora se određuju na osnovu veza između izmerenih napona i momenata dipola. Slično tome, ekvivalentni dipoli su našli primenu u karakterisanju emisije štampanih ploča (PCB – eng. printed-circuit boards) [22]. Momenti dipola su određivani rešavanjem inverznog problema koji je baziran na merenjima bliskog polja [23]–[27], gde se pored magnitude polja meri i faza (vektorska merenja). Nažalost, u merenjima u Faradejevom kavezu, kada se meri sa jednom prijemnom antenom nije moguće određivanje faze, već samo magnitude polja (skalarna merenja).

U ovom radu se pošlo od pretpostavke da je broj ekvivalentnih dipola potreban za karakterisanje izvora mali, zato što modelujemo električki male uređaje. Naime, na osnovu teorije multipola, proizvoljan električni mali izvor zračenja može se zameniti sa 6 dipola: 3 ortogonalna električna dipola i 3 ortogonalna magnetska dipola [28]. U slučaju izvora koji je posmatran u ovoj disertaciji, dovoljna je aproksimacija sa 3 ortogonalna električna dipola. Međutim, problem može da se lako generalizuje tako da se uključe oba tipa ekvivalentnih izvora. Odziv dipola se određuje na osnovu realističnog modela Faradejevog kaveza [29], [30].

S obzirom na to da je informacija o fazi nedostupna, ne mogu se koristiti uobičajene tehnike za regularizaciju, kao što su Tihonov metod [31] ili krnja singularna dekompozicija (TSVD – eng. Truncated singular value decomposition) [32]. Umesto toga, korišćena je  $l_1$

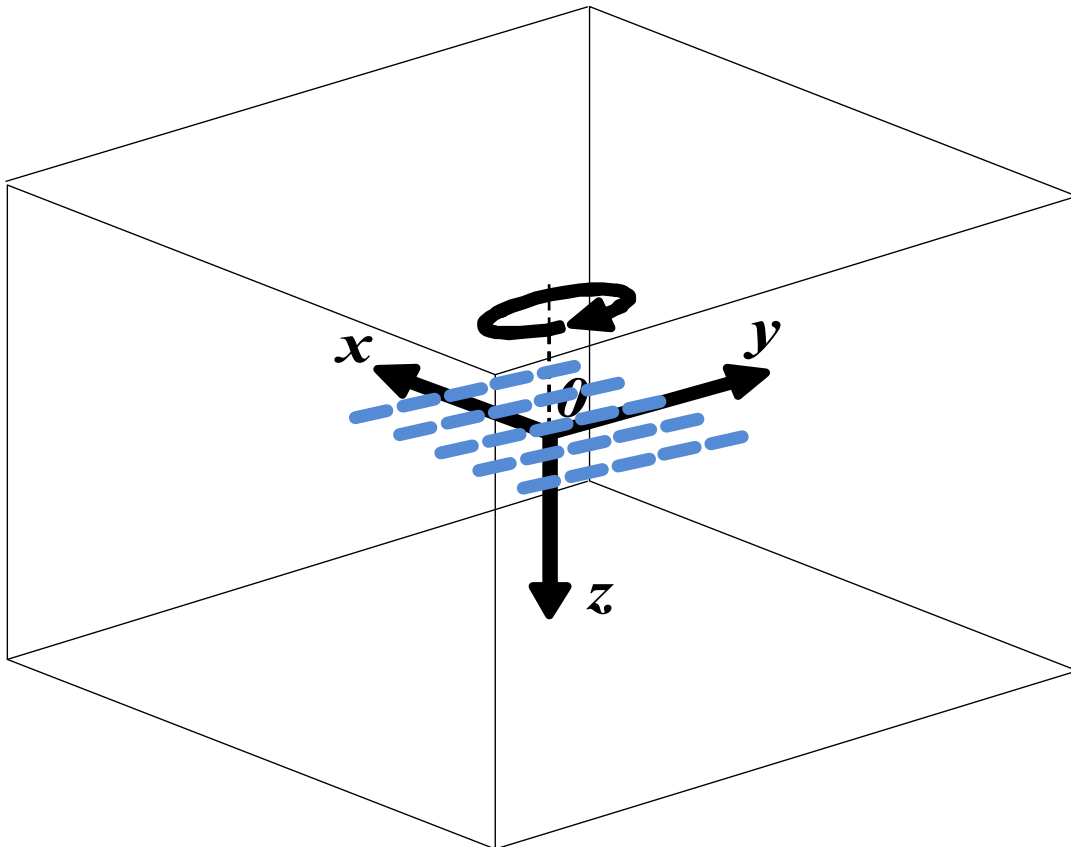
regularizacija [33], odnosno, tehnika obrade retkih signala. U opštem slučaju, ova tehnika takođe zahteva poznavanje faze. Međutim, primena tehnike obrade retkih signala, kada nije poznata informacija o fazi, realizuje se odabirom koeficijenta regularizacije tako da on odgovara kolenu L-krive [34], čime se izdvaja jedan dominantni dipol. Za određivanje ostalih članova mora se izvršiti nelinearna optimizacija, zato što nije poznata informacija o fazi.

Potvrda novog algoritma realizovaće se kroz upoređivanje eksperimentalnih rezultata dobijenih skalarnim merenjima u anehoičnoj sobi i u Faradejevom kavezu.

Pored uvodnog dela, disertacija se sastoji od još sedam poglavlja. U prvom poglavlju je definisan algoritam za određivanje parametara ekvivalentnih izvora. Razvoj uređaja koji će se koristiti za eksperimentalnu potvrdu metode opisan je u drugom poglavlju. U okviru trećeg poglavlja opisan je postupak razvoja simulacionog modela Faradejevog kaveza. Četvrto poglavlje obuhvata merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu i anehoičnoj sobi. Parametri zračenja uređaja, proračunati novom metodom, navedeni su u petom poglavlju. U šestom poglavlju je dat uporedni prikaz rezultata, sa pridruženim vrednostima proširene merne nesigurnosti, dobijenih različitim mernim tehnikama. Zaključna razmatranja izložena su u završnom sedmom poglavlju.

# 1 Definisanje algoritma za određivanje parametara ekvivalentnih izvora

U ovoj disertaciji, za određivanje radijacione emisije iz uređaja koji se testira (DUT - eng. Device Under Test) koriste se merenja u Faradejevom kavezu. Na rotirajuću platformu, koja se nalazi u centru Faradejevog kaveza, postavi se DUT. U kavezu se nalazi prijemna monopol antena postavljena na konektorskom polju jednog zida kaveza, preko koga je dalje povezana sa EMI (eng. ElectroMagnetic-Interference) prijemnikom. Prijemnom antenom posredno određujemo električno polje (na osnovu struja na priključcima prijemne antene) koju indukuje izvor, za svaki ugao rotacije sa izabranim korakom rotacije.



*Slika 1.1 Primer mreže ekvivalentnih dipola u Faradejevom kavezu, gde su dipoli paralelni y-osi*

Cilj disertacije je da se pronade skup električki malih dipola koji generišu praktično isto polje kao i sam DUT. Na osnovu parametara tako određenih ekvivalentnih dipola, moguće je proračunati elektromagnetsku emisiju DUT-a na otvorenom mernom mestu i time verifikovati

da li izračeno polje uređaja ispunjava zahteve EMC standarda, na primer zahteve standarda CISPR 22 [35]. Pretpostavljamo da je polje koje emituje DUT prostoperiodično. U slučaju složenoperiodičnih polja posmatramo jednu po jednu spektralnu komponentu polja.

Za početak, formira se uniformna dvodimenziona (2-D) mreža, koja se prostire u  $x0y$  ravni Dekartovog koordinatnog sistema. S obzirom da je početna pretpostavka da je uređaj koji se ispituje malih dimenzija, koristimo 2-D mrežu umesto trodimenzione (3-D) mreže. U našem slučaju, 2-D mreža predstavlja merni model koji se postavlja na onu visinu u odnosu na pod kaveza koja odgovara visini DUT-a. Pri tome, u svakom čvoru mreže smeštaju se po tri mala dipola, koji su paralelni  $x$ ,  $y$  i  $z$ -osi koordinatnog sistema, respektivno, gde koordinatni početak odgovara centru Faradejevog kaveza. Na slici 1.1 je ilustrovan primer 2-D mreže ekvivalentnih dipola, veličine  $5 \times 5$ , gde su dipoli paralelni  $y$ -osi usvojenog sistema. Kao što je ilustrovano na slici 1.1, celokupnu mrežu ekvivalentnih dipola rotiramo oko  $z$ -ose, na isti način kao i pri merenjima DUT-a.

Merni model se približno može predstaviti pomoću linearnog sistema jednačina

$$[\mathbf{H}][\mathbf{k}] = [\mathbf{i}], \quad (1.1)$$

gde je  $\mathbf{H}$  matrica sistema (simulaciona matrica),  $\mathbf{i}$  je poznati merni vektor i  $\mathbf{k}$  je nepoznati vektor, čiji elementi predstavljaju napone napajanja svih ekvivalentnih dipola u mreži. Merni vektor sadrži sve indukovane struje na prijemnom portu,

$$\mathbf{i} = [I_1^{\text{rec}} \quad \dots \quad I_N^{\text{rec}}]_{N \times 1}^T, \quad (1.2)$$

gde je  $N$  broj uglova rotacije, a gornji indeks T označava da je vektor transponovan. Elementi u matrici sistema predstavljaju simulacijom dobijene vrednosti odziva na prijemnoj anteni (indukovana struja) za svaki ekvivalentni dipol pojedinačno i za svaki ugao rotacije. Stoga, matricu sistema  $\mathbf{H}$  je moguće napisati u obliku

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_x \quad \mathbf{H}_y \quad \mathbf{H}_z], \quad (1.3)$$

$$H^p = \begin{bmatrix} I_{1,1}^p & \dots & I_{L,1}^p \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{N,1}^p & \dots & I_{L,1}^p \end{bmatrix}_{N \times L}, \quad (1.4)$$

gde je  $L$  ukupan broj ekvivalentnih dipola iste polarizacije. Gornji indeks  $p$  označava  $x$ ,  $y$  ili  $z$  polarizaciju. Elementi matrice sistema su dobijeni na osnovu parametara impedanse kao

$$I_{n,l}^p[A] = \frac{1 \text{ V}}{Z_{l,l}^p(\phi_n) Z_{L+1,L+1}^p(\phi_n)}, 1 \leq l \leq L, 1 \leq n \leq N, \quad (1.5)$$

$$\phi_n = (n-1) \cdot \Delta\phi, \quad (1.6)$$

gde  $l$  označava poziciju ekvivalentnog dipola u mreži,  $L+1$  označava prijemnik,  $n$  definiše ugao rotacije i  $\Delta\phi$  je korak rotacije. Konačno, nepoznate pobude dipola su prikazane na sledeći način:

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} \mathbf{k}_x \\ \mathbf{k}_y \\ \mathbf{k}_z \end{bmatrix}_{3L \times 1}, \quad \mathbf{k}^p = [K_1^p \quad \dots \quad K_L^p]^T. \quad (1.7)$$

Za određivanje vrednosti napona napajanja ekvivalentnih dipola koristimo obradu retkih signala [36]. Određivanje vrednosti napajanja dipola, tj. rešenje inverznog elektromagnetskog problema je nejednoznačno, jer je broj merenja (merenja odziva DUT-a) manji od broja nepoznatih napona napajanja ekvivalentnih dipola. Radi smanjenja neodređenosti koristimo  $l_1$  regularizaciju, koja teži ka rešenjima sa malim brojem ekvivalentnih dipola, čiji su naponi napajanja različiti od nule, što odgovara slučaju električki malih uređaja, koji su i predmet posmatranja u ovoj disertaciji.

Funkcija minimizacije je stoga

$$\min_{\mathbf{k}} \left\{ \|\mathbf{H}\mathbf{k} - \mathbf{i}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{k}\|_1 \right\}, \quad (1.8)$$

gde prvi deo funkcije minimizira grešku, dok drugi deo teži ka smanjivanju broja značajnih dipola. Regularizacioni parametar  $\lambda$  balansira između ova dva oprečna zahteva. Numerički stabilniji oblik funkcije minimizacije je

$$\min_{\mathbf{k}} \left\{ \|\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{k} - \mathbf{i}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{k}\|_1 \right\}, \quad (1.9)$$

gde  $\tilde{\mathbf{H}}$  predstavlja normalizovanu matricu sistema u kojoj je svaka kolona matrice  $\mathbf{H}$  podeljena maksimalnom vrednošću u toj koloni. Ovim se, kroz izjednačavanje slabljenja, daje isti značaj svakom elementu u mreži, bez obzira na to da li se nalazi bliže ili dalje u odnosu na prijemnu antenu. Rešavanjem (1.9) dobijaju se kompleksni koeficijenti za sve značajne ekvivalentne dipole. Proširivanje jednačine (1.9) magnetskim dipolima realizuje se proširivanjem matrice sistema (1.3), i to dodavanjem kolona koje sadrže strujne odzive na prijemniku, za različite polarizacije magnetskih dipola, kao i za različite uglove rotacije.

U ovoj disertaciji koristimo skalarna merenja. To odgovara praktičnoj situaciji kada imamo jednu antenu i kada ne postoji nikakav referentni signal da bismo mogli izmeriti podatak o fazi primljenog prostoperiodičnog signala. Zbog toga je merni model:

$$\min_{\mathbf{k}} \left\{ \|\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{k} - \mathbf{i}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{k}\|_1 \right\}. \quad (1.10)$$

Međutim, takva formulacija nije pogodna za korišćenje konveksne optimizacije. Ako je prisutan samo jedan dominantan ekvivalentni izvor ili ako je fazna razlika između napona napajanja dipola beznačajna, onda se može rešavati sledeći problem:

$$\min_{\mathbf{k}} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{k} - \mathbf{i} \right\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{k}\|_1 \right\}, \quad (1.11)$$

gde  $\mathbf{k}$  sadrži magnitude napona napajanja svih ekvivalentnih dipola. Da bismo bili sigurni da optimizacija daje jedan dominantan izvor, uzimamo za vrednost parametra regularizacije  $\lambda$  onu vrednost koja odgovara kolenu L-krive [36]. Minimizaciju (1.11) sprovodimo pomoću programa CVX [37, 38].

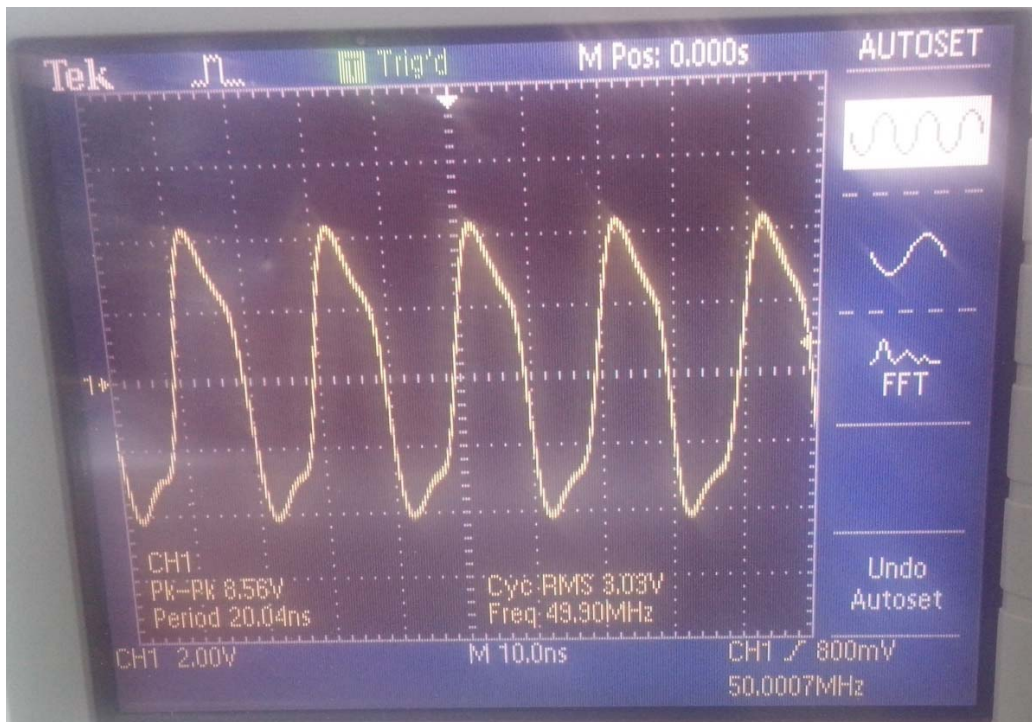
Ako aproksimacija pomoću dominantnog dipola ne daje dovoljno precizne rezultate, model se može poboljšati dodavanjem još dva ortogonalna dipola koji se nalaze na istom mestu kao i pronađeni dipol. Parametre novih dipola možemo da odredimo pomoću globalnog pretraživanja. Pritom, usvajamo da je faza dominantnog dipola nula, a tražimo amplitude i fazne razlike preostala dva dipola. Rešenje koje usvajamo ima najmanje kvadratno odstupanje u odnosu na merenja.

## 2 Izrada uređaja koji će se koristiti za eksperimentalnu potvrdu metode

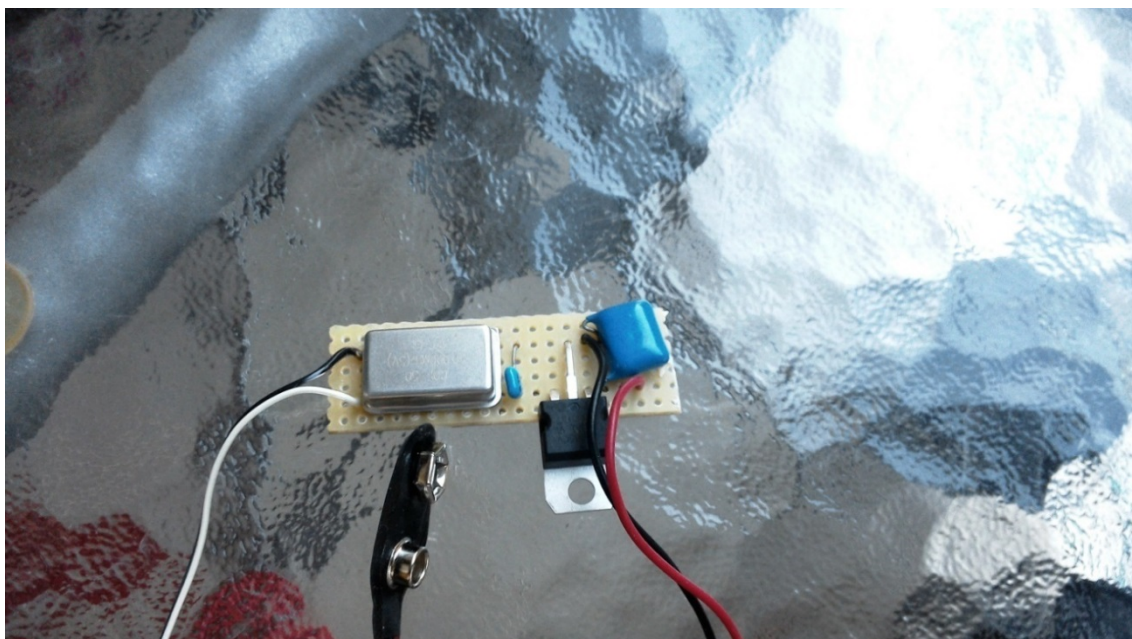
Za potrebe provere predložene metode bilo je potrebno da se napravi jednostavan i dobro definisan izvor elektromagnetskog polja koji ima:

- linijsku polarizaciju u jednoj od ravni Dekartovog koordinatnog sistema, radi sagledavanja uticaja kros-polarizacionih efekata pri merenjima u Faradejevom kavezu,
- poznatu vezu između napona na priključcima i raspodele struje, odnosno polja,
- stabilnu učestanost i stabilan napon, čime bi se omogućila ponovljivost merenja u različitim uslovima i okruženjima,
- male dimenzije, tako da simulira električki mali izvor,
- baterijsko napajanje, radi eliminisanja eventualnih uticaja napojnih kablova i kondukcionijskih smetnji koje mogu da se jave pri napajanjima iz mreže.

Da bi se odgovorilo na postavljene zahteve, izabran je najjednostavniji izvor elektromagnetskog polja – simetrični dipol. Radi ispunjenja zahteva za ponovljivost merenja, visokofrekvencijski izvor kojim se dipol pobuđuje je kvarcni oscilator, koji je frekvencijski stabilan pri konstantnoj temperaturi okoline. U konkretnom slučaju izabran je kvarcni oscilator osnovne frekvencije 50 MHz sa izraženim harmonijskim izobličenjima (slika 2.1). Kao izvor napajanja koristi se baterija od 9 V čiji se napon dovodi na pobudu kvarcnog oscilatora preko linearnog naponskog stabilizatora od 5 V. Time se postiže naponska stabilnost visokofrekvencijskog izvora. Štampana pločica na kojoj je ovaj izvor implementiran, prikazana je na slici 2.2.



*Slika 2.1 Izgled napona kvarcnog oscilatora na 50 MHz*



*Slika 2.2 Realizacija štampane pločice visokofrekvencijskog izvora sa kvarcnim oscilatorom na 50 MHz i naponskom stabilizacijom pomoću linearnog stabilizatora*

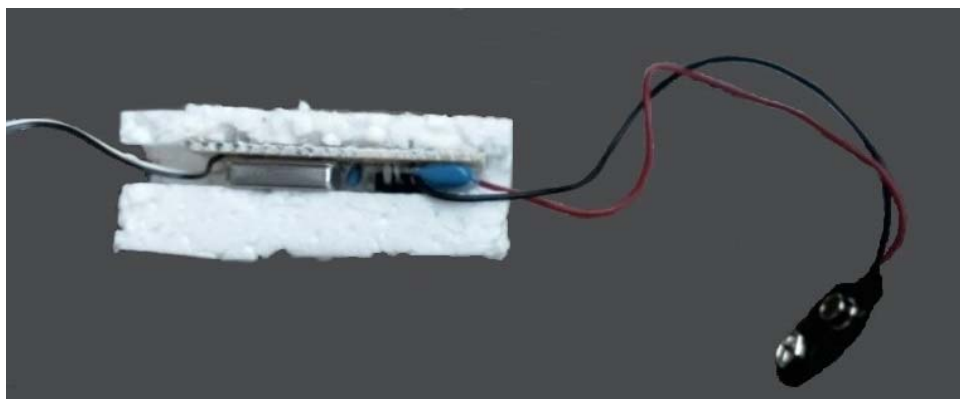
Radi provere visokofrekvencijske stabilnosti izvora, realizovana su relativna merenja napona i frekvencije kvarcnog oscilatora u toku rada. Dobijena odstupanja su prikazana u tabeli 2.1. Pomenuta merenja su realizovana korišćenjem analizatora spektra.



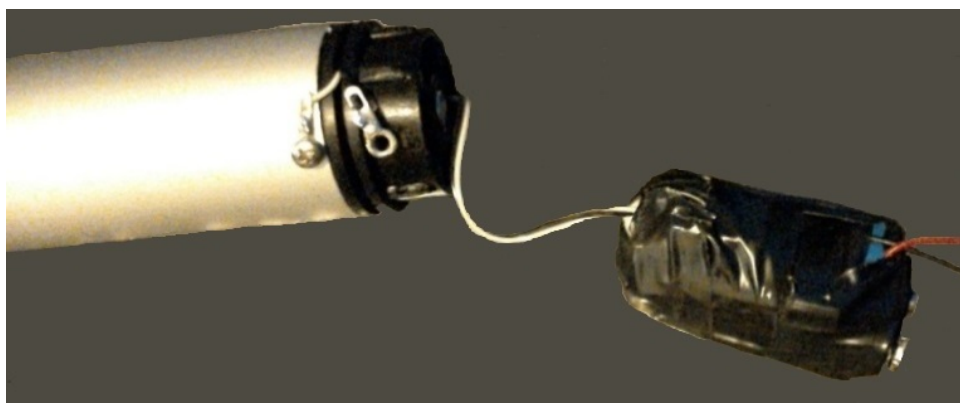
**Tabela 2.1** Rezultati provere naponske i frekvencijske stabilnosti izvora u toku rada

<b>Vreme [min]</b>	<b>Odstupanje po frekvenciji na frekvenciji <math>f = 50</math> MHz [ΔHz]</b>	<b>Odstupanje po snazi na frekvenciji <math>f = 50</math> MHz [ΔdB]</b>
30	-48	-0.012
60	-64	-0.012
90	-78	-0.024
120	-80	-0.024
150	-82	-0.028

Za krakove dipola su uzete aluminijumske cevi dovoljnog prečnika (prečnik 40 mm) da se u njihovu unutrašnjost mogu smestiti baterija i štampana pločica (videti sliku 2.2). Štampana pločica sa elementima i baterijom je galvanski odvojena od cevi stiroporom i izolacionom trakom. Poznato je da je stiropor dobar električni izolator koji omogućava laku obradu i prilagođavane oblika konkretnim zahtevima. Oblikovanjem stiropora tako da čvrsto naleže na unutrašnji zid cevi u čiju unutrašnjost je smeštena pločica sa baterijom, mehanički je obezbeđena čvrstina i nepokretnost izvora. Konkretno rešenje koje je primenjeno u ovom slučaju je prikazano na slici 2.3.



(a)



(b)

**Slika 2.3** Mehaničko fiksiranje i izolacija: **(a)** štampane pločice i **(b)** štampane pločice i baterije izvora

Prenos signala sa izlaza kvarcnog oscilatora do krakova dipola je realizovan koaksijalnim kablom karakteristične impedanse  $50 \Omega$ . Pri tome je fiksna struktura pločica-baterija smeštena što je moguće bliže sredini dipola. Veza krajeva koaksijalnog kabla i cevi koje čine krakove dipola realizovana je šrafovim i podloškama, kao što je prikazano na slici 2.4 (a). Konačan izgled izvora je prikazan na slici 2.4 (b) [39].



(a)

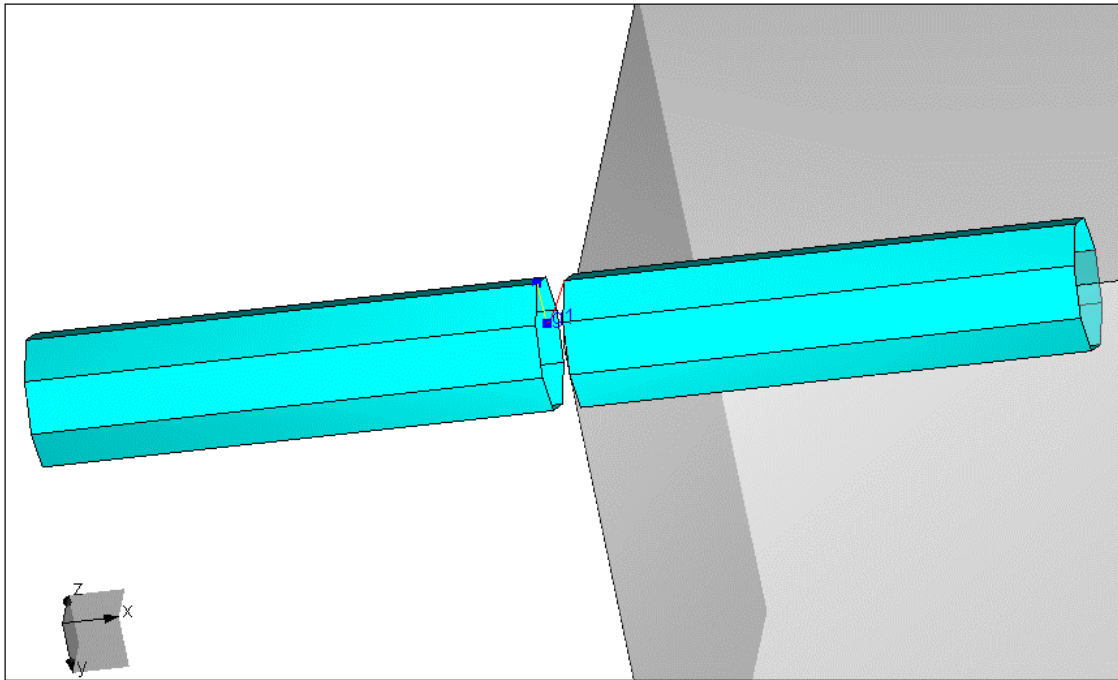


(b)

*Slika 2.4 (a) Realizacija kontakta za napajanje krakova dipola i (b) konačni izgled izvora*

## **2.1 Elektromagnetska simulacija izvora**

Radi dalje karakterizacije cevastog dipola, napravljen je njegov model u programskom paketu WIPL-D Pro [40]. U modelu su zanemarena sva parazitna zračenja koja se mogu javiti direktno iz štampane pločice sa baterijom i iz priključaka koaksijalnog kabla. U simulacioni model je uključen samo završni deo koaksijalnog kabla, tj. deo koji se nalazi sa spoljne strane cevi (uključujući podloške), kao i kraci dipola (cevi od aluminijuma). Model koji je tom prilikom dobijen je prikazan na slici 2.5.

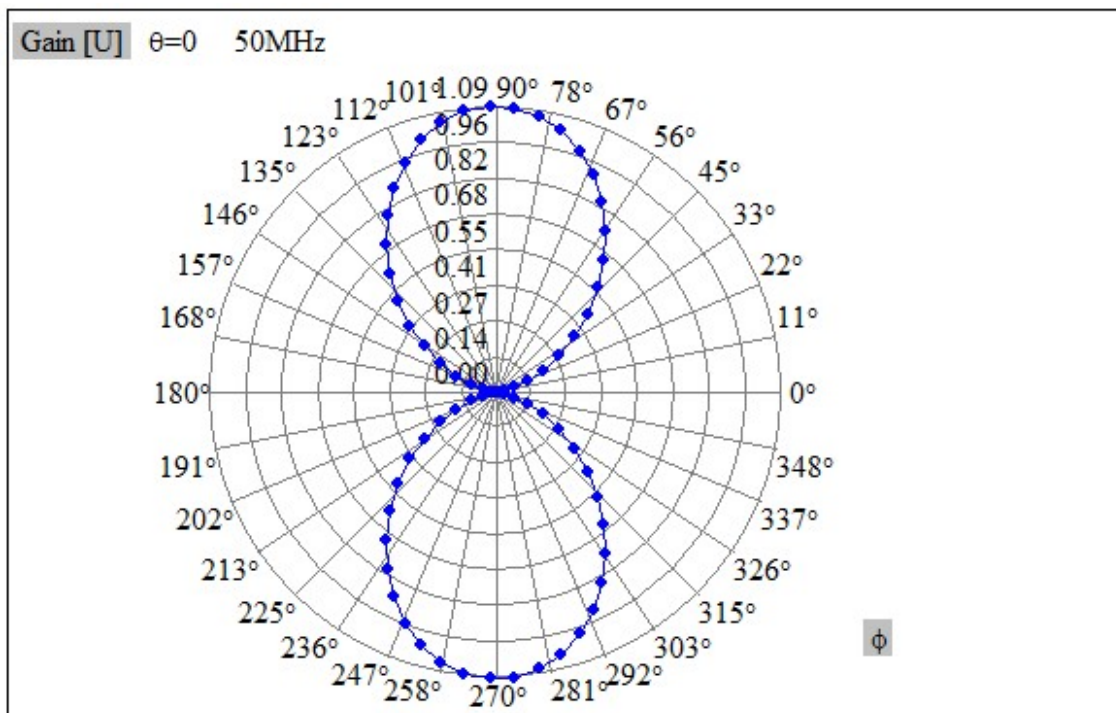


*Slika 2.5 Model izvora realizovan u programskom paketu WIPL-D*

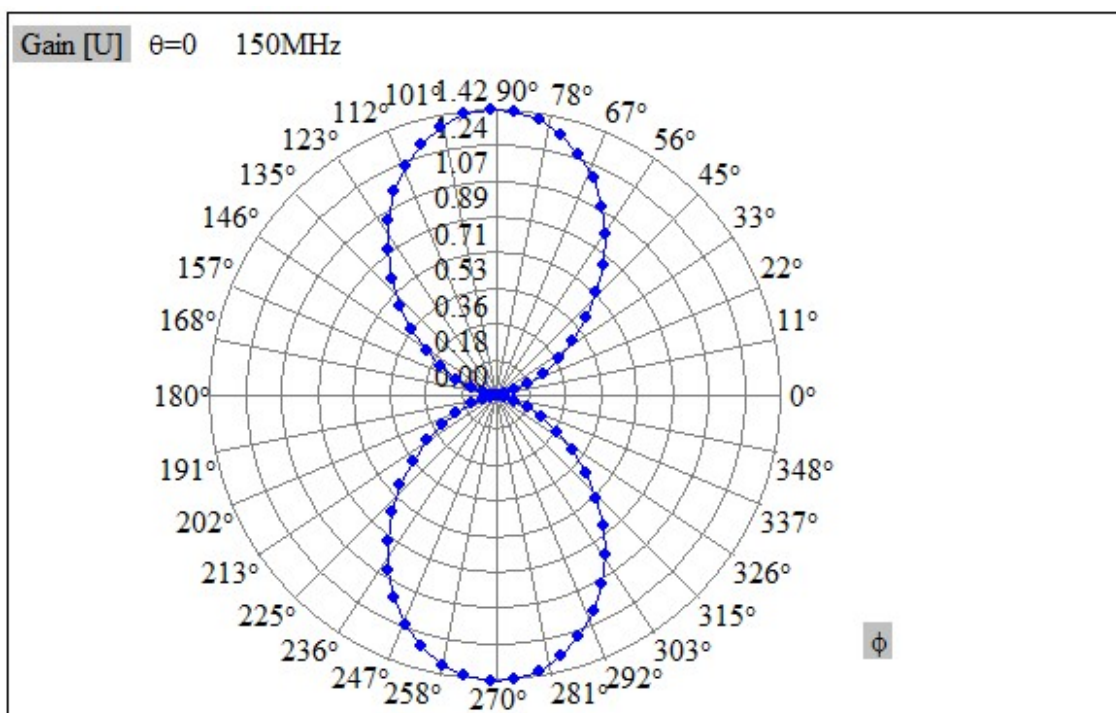
U modelu je uzeta struktura koja ima poprečni presek oblika osmougla, kao aproksimacija cevi koja ima poprečni presek oblika kruga. Materijal od kojeg su napravljeni kraci dipola je aluminijum. U modelu je uzeto da je specifična provodnost aluminijuma  $\sigma = 40 \text{ MS/m}$ . Žice koje napajaju krake dipola su napravljene od bakra, te je za njihovu specifičnu provodnost uzeto  $\sigma = 56 \text{ MS/m}$ .

U simulacijama izvora je uzeta efektivna vrednost napajanja generatora od 1 V. Simulacija je urađena na frekvencijama od 50 MHz i 150 MHz, koje su ujedno frekvencije od interesa u eksperimentalnom delu rada.

Dobijeni dijagrami zračenja (slika 2.6 i 2.7) su veoma slični dijagramima zračenja simetričnog dipola. Ipak postoji blago odstupanje koje je posledica nesimetrično izvedenog napajanja krakova dipola pomoću kratkih žica. Međutim, ti uticaji su zanemarljivo mali. Osim proračuna, linijska polarizacija izvora će biti potvrđena merenjima u poluanehoičnoj sobi.



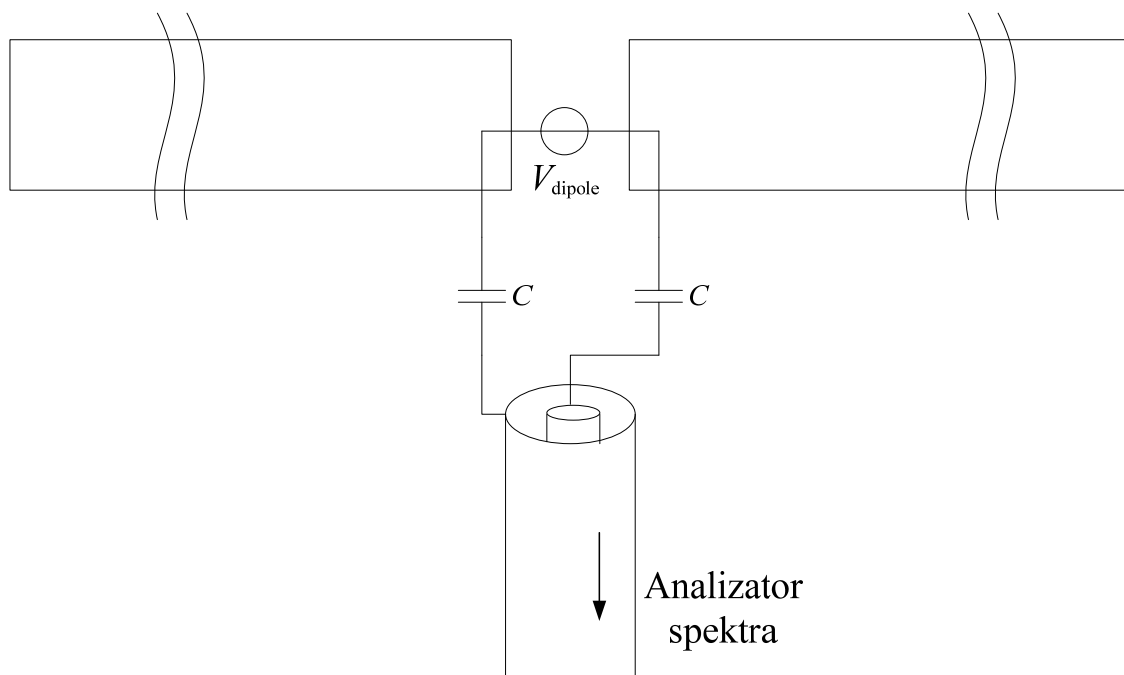
Slika 2.6 Dijagram zračenja cevastog dipola na frekvenciji od 50 MHz



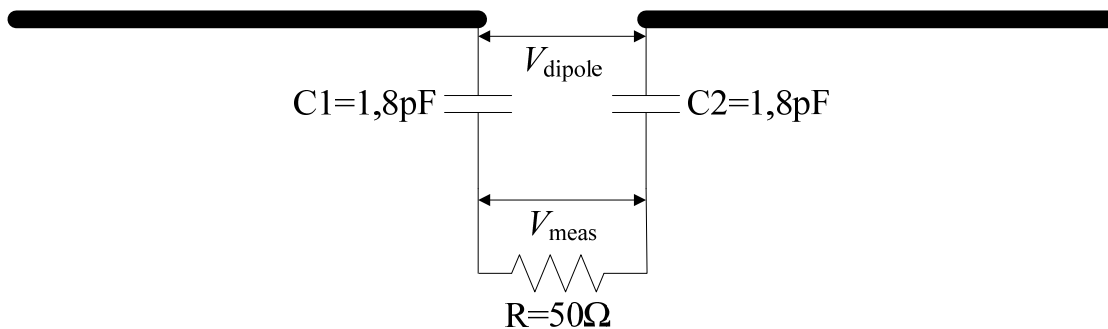
Slika 2.7 Dijagram zračenja cevastog dipola na frekvenciji od 150 MHz

## 2.2 Karakterizacija izvora analizatorom spektra

Da bi se odredio napon napajanja naponskog generatora koji napaja cevasti dipol, korišćen je Rohde & Schwarz, FSP Spectrum Analyzer 9 kHz–7 GHz. Zbog minimizacije uticaja impedanse analizatora spektra na rezultate merenja, napravljen je kapacitivno-otpornički razdelnik napona, šematski prikazan na slici 2.8. Šema merenja je prikazana na slici 2.9. Analizator spektra je na šemi predstavljen otpornikom od  $50\ \Omega$ . Taj razdelnik se sastoji od SMD kondenzatora male kapacitivnosti ( $C = 1,8\ \text{pF}$ ), odnosno velike impedanse, koji su zalemljeni između krakova dipola, i ulazne impedanse koaksijalnog kabla zatvorenog na drugom kraju analizatorom spektra. Karakteristična impedansa kabla je  $50\ \Omega$ . Ulazna impedansa analizatora spektra je praktično čisto rezistivna i takođe iznosi  $50\ \Omega$ . Stoga se gledano u koaksijalni kabl vidi otpornost od  $50\ \Omega$ . Ulazna impedansa razdelnika napona je velika, tako da on relativno malo utiče na napon između priključaka dipola koji je potrebno izmeriti.



*Slika 2.8 Šematski prikaz povezivanja dipola i analizatora spektra*

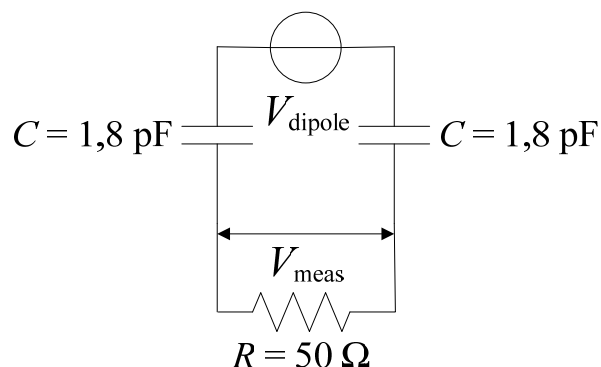


**Slika 2.9** Šema merenje analizatorom spektra

Slabljenje koaksijalnog voda je zanemarljivo, jer je vod kratak. Stoga je efektivna vrednost napona na ulazu koaksijalnog voda praktično ista kao vrednost izmerena analizatorom spektra. Na osnovu analize razdelnika napona, odavde se lako dobija efektivna vrednost napona između priključaka dipola ( $V_{\text{dipole}}$ ). Po teoremi naponske kompenzacije [41], ako znamo  $V_{\text{dipole}}$ , visokofrekvencijski izvor se može zameniti idealnim naponskim generatorom elektromotorne sile jednake  $V_{\text{dipole}}$ , koji se potom koristi kao pobudni generator u programu WIPL-D Pro. Konkretnom primenom teoreme kompenzacije, antenu sa napajanjem možemo zameniti idealnim naponskim generatorom, pri čemu se dobija ekvivalentna šema kao na slici 2.10. Dalje, rešavanjem jednačina kola dobija se sledeća jednačina:

$$V_{\text{dipole}} = \frac{V_{\text{meas}} \left| 50 - \frac{j}{\omega C_e} \right|}{50} \approx \frac{V_{\text{meas}}}{\omega C_e \cdot 50 \Omega}, \quad C_e = \frac{C}{2} = 0,9 \text{ pF}, \quad (2.1)$$

gde je  $V_{\text{meas}}$  mereni napon analizatora spektra na spektralnoj komponenti od interesa, a  $V_{\text{dipole}}$  je vrednost koja odgovara naponu napajanja idealnog naponskog generatora u modelu sa slike 2.5.



**Slika 2.10** Ekvivalentna šema merenja analizatorom spektra uz primenu teoreme kompenzacije

Da bi se ispitala opravdanost pretpostavke da razdelnik napona praktično ne utiče na tačnost merenja napona  $V_{\text{dipole}}$ , u tabeli 2.2 upoređeni su moduli ulazne impedanse cevastog dipola i ulazne impedanse razdelnika napona. Impedansa dipola je dobijena numeričkom simulacijom u programu WIPL-D Pro. Ta impedansa je pretežno kapacitivna. Ulazna impedansa razdelnika napona je pretežno kapacitivna, a modul joj je  $|Z_e| = \sqrt{R^2 + \left(\frac{2}{\omega C}\right)^2}$ , gde je  $R = 50 \Omega$ . Za frekvencije od interesa modul impedanse dipola je značajno manji od modula impedanse razdelnika napona. Izlaznu impedansu kvarcnog oscilatora i odgovarajućeg kabla ne znamo. Međutim, čak i ako bi ta impedansa bila velika, prisustvo razdelnika napona (i analizatora spektra) malo menja efektivnu vrednost napona  $V_{\text{dipole}}$ . Teorijski, najveći uticaj bi bio da je impedansa gledano u koaksijalni kabl kojim se dipol napaja beskonačno velika. Tada bi prisustvo razdelnika napona smanjilo  $V_{\text{dipole}}$  na 50 MHz za oko 1,95 dB, a za oko 1,63 dB na 150 MHz.

**Tabela 2.2** Moduli ulaznih impedansi dipola i razdelnika napona

$f$ [MHz]	$ Z_{\text{dipole}} $ [ $\Omega$ ]	$ Z_e $ [ $\Omega$ ]
50	897	3573
150	243	1180

Zbog toga su realizovana dodatna merenja da bi se utvrdilo konkretno koliko priključeni razdelnik napona utiče na mereni napon između priključaka dipola. Dodatna merenja su realizovana koristeći aktivnu mernu sondu proizvođača Tektronix, model TAP 1500 (do 1,5 GHz, kapacitivnosti od 1 pF), povezanu na digitalni osciloskop Tektronix, model DPO 7254C (do 2,5 GHz). Sonda je pri merenjima bila povezana na priključke dipola, tj. bila je na istom onom mestu gde se pri merenjima povezuje razdelnik napona. Osciloskop je podešen da meri nivo snage (referentna snaga je 1 mW) i izabrano je da ulazna impedansa osciloskopa bude  $50 \Omega$ .

Merenja su realizovana za dva slučaja: prvi slučaj kada je povezan razdelnik napona i drugi slučaj kada nije povezan razdelnik napona. Izmereni nivoi snage za prvi slučaj su 20,3 dBm ( $V_{\text{dipole}} \approx 2,31$  V) i 10,3 dBm ( $V_{\text{dipole}} \approx 0,73$  V), na frekvencijama od 50 MHz i 150 MHz, respektivno. Za drugi slučaj dobijeni su nivoi snage od 20,3 dBm ( $V_{\text{dipole}} \approx 2,31$  V) na frekvenciji od 50 MHz, a 10,43 dBm ( $V_{\text{dipole}} \approx 0,74$  V) na frekvenciji od 150 MHz. Iz rezultata se vidi da priključenje sonde na razdelnik napona praktično ne utiče na mereni



napon: nemerljivo malo na 50 MHz, a 0,13 dB (0,01 V) na 150 MHz. Pošto su kapacitivnosti sonde i mernog mosta približno jednake (oko 1 pF), a impedanse su pretežno kapacitivne, onda je očekivano da priključenje samo sonde smanjuje napon dipola za istu vrednost kao i priključenje samo razdelnika napona. Ovim se može smatrati da je merenje sondom realizovano u sličnim uslovima kao i merenja razdelnikom napona, a dobijene efektivne vrednosti napona dipola je moguće međusobno upoređivati.

Treba imati u vidu da je ekvivalentna kapacitivnost kojom se vezujemo između krakova dipola u prvom slučaju (kada su povezani razdelnik napona i sonda) dvostruko veća (jer se može smatrati da je ostvarena paralelna veza dva kondenzatora), tj. odgovarajući modul impedanse je duplo manji. Dodatno smanjenje napona dipola zavisi od izlazne impedanse kvarcnog oscilatora i napojnog kabla. Da bi se odredilo smanjenje napona dipola usled priključenja razdelnika napona ili priključenja sonde, realizovana su simulacije merenja u programskom paketu Microwave Office 5.51 [42]. Rezultati simulacije su pokazali da smanjivanje napona dipola kada se na dipol priključi samo sonda ili samo razdelnik napona, ne može biti veći od smanjenja napona kada na već priključen razdelnik napona dodatno priključena i sonda. Stoga konačno uzimamo da je smanjenje napona na frekvenciji od 150 MHz kada se poveže samo sonda ili samo razdelnik maksimalno 0,01 V (oko 0,13 dB). Kao što je prethodno utvrđeno, uticaj razdelnika napona, odnosno sonde na frekvenciji od 50 MHz je zanemarljiv.

Pošto je utvrđen uticaj razdelnika napona na rezultate merenja, neophodno je izvršiti i proveru vrednosti koeficijenta stojećih talasa (VSWR) ulaza analizatora spektra. Provera je realizovana korišćenjem analizatora mreža E5062A ENA Series, Agilent Technologies. Dobijena vrednost VSWR je manja od 1,2 ( $RL \approx 20$  dB), te su gubici usled neprilagođenosti ulaza analizatora spektra zanemarljivi i iznose oko 0,036 dB.

Konačno je analizatorom spektra izmerena efektivna vrednost napona na priključcima analizatora spektra koristeći razdelnik napona. Rezultati merenja ( $V_{meas}$ ) odgovaraju naponu koji meri analizator spektra na spektralnoj komponenti od interesa. Podešavanje analizatora spektra pri merenjima je bilo sledeće:

- frekvencijski opseg od 10 MHz do 510 MHz,
- referentni nivo 0 dBm,
- atenuator 20 dB.

**Tabela 2.3** Rezultati merenja analizatorom spektra bez korekcije uticaja razdelnika napona na izračunati napon dipola

$f$ [MHz]	$P_{\text{meas}}$ [dBm]	$V_{\text{meas}}$ [V]	$V_{\text{dipole1}}$ [V]
50	-16,23	0,0345	2,44
100	-40,20	0,0022	0,08
150	-15,80	0,0363	0,85
200	-36,20	0,0035	0,06
250	-20,60	0,0209	0,30
300	-39,70	0,0023	0,03
350	-25,50	0,0119	0,12
400	-45,50	0,0012	0,01
450	-24,50	0,0133	0,11
500	-40,00	0,0022	0,01

Dobijene efektivne vrednosti napona napajanja dipola ( $V_{\text{dipole1}}$ ) su prikazane u tabeli 2.3. Korigovane efektivne vrednosti napona napajanja dipola, usled uticaja razdelnika napona, prikazane su u tabeli 2.4 ( $V_{\text{dipole3}}$ ), gde je umesto efektivne vrednosti napona ( $V_{\text{dipole1}}$ ), od 0,85 V na frekvenciji od 150 MHz uzeta korigovana vrednost od 0,86 V. Za frekvenciju od 50 MHz korekcija je zanemarljiva. Korekcije napona dipola su merene samo na frekvencijama od interesa: 50 MHz i 150 MHz.

**Tabela 2.4** Naponi napajanja dipola mereni razdelnikom napona i sondom, kao i korigovane vrednosti napona dipola usled uticaja razdelnika napona

$f$ [MHz]	$V_{\text{dipole1}}$ (razdelnik napona)		$V_{\text{dipole2}}$ (sonda)		$\Delta V_{\text{dipole}}$ ( $V_{\text{dipole1}} - V_{\text{dipole2}}$ )		$V_{\text{dipole3}}$ (korigovano)	
	[V]	[dB $\mu$ V]	[V]	[dB $\mu$ V]	[V]	[dB]	[V]	[dB $\mu$ V]
50	2,44	127,75	2,31	127,27	0,13	0,48	2,44	127,75
150	0,85	118,59	0,74	117,38	0,11	1,21	0,86	118,69

Takođe, u tabeli 2.4 su prikazane merene efektivne vrednosti napona napajanja dipola korišćenjem sonde ( $V_{\text{dipole2}}$ ). Međusobna odstupanja rezultata merenih razdelnikom napona i sondom su 0,13 V (0,48 dB) na frekvenciji od 50 MHz i 0,11 V (1,21 dB) na frekvenciji od 150 MHz. Međusobna odstupanja rezultata su posledica merne nesigurnosti merenja. Naime, za slučaj merenja napona dipola razdelnikom napona, dominantna uticajna veličina, koja opisuje odstupanje rezultata napona dipola, je vrednost kapacitivnosti kondenzatora. Pri tome, za toleranciju kapacitivnosti kondenzatora od  $\pm 15\%$ , maksimalna vrednost odstupanja nivoa napona napajanja dipola je 1,32 dB. S druge strane, može se videti iz tabele 2.4 da najveća vrednost međusobnog odstupanja nivoa napona dipola, merenog razdelnikom napona

i sondom, iznosi 1,21 dB, što je manje od odstupanja, usled tolerancije kapacitivnosti kondenzatora (1,32 dB).

Na osnovu gore navedenog, odlučeno je da relevantna merenja budu ona koja koriste razdelnik napona, jer su uslovi u kojima se realizuju u potpunosti definisani i kontrolisani (u potpunosti je definisan kapacitivni razdelnik napona). Takođe, u prilog toj odluci je činjenica da proizvođač u svojoj specifikaciji nije konkretno naveo vrednost merne nesigurnosti sonde, pa bi za ta merenja bilo diskutabilno određivanje vrednosti merne nesigurnosti.

Numeričkom simulacijom u programskom paketu WIPL-D Pro dobijeni su najveći nivoi električnog polja na rastojanju od 3 m u slobodnom prostoru, koji su u ekvatorijalnoj ravni dipola. U tabeli 2.5 su dati proračunati nivoi električnog polja na frekvencijama od 50 MHz i 150 MHz. Na tim frekvencijama izvor napajanja daje najveće efektivne vrednosti harmonijskih komponenti, a na tim frekvencijama će biti i potvrđena metoda koja je predmet ove doktorske disertacije.

***Tabela 2.5** Izmerene efektivne vrednosti napona napajanja dipola sa uračunatom korekcijom napona dipola usled uticaja razdelnika napona i numerički određeni nivo električnog polja na rastojanju od 3 m od izvora*

$f$ [MHz]	$V_{\text{dipole3}}$ [V]	Električno polje [dB $\mu$ V/m]	Proširena merna nesigurnost [dB]
50	2,44	71,12	1,66
150	0,86	83,76	1,66

Budžet merne nesigurnosti prethodnih merenja je prikazan u tabeli 2.6 i u skladu je sa standardom SRPS EN 55016-4-2:2013/A1:2014 [43]. Pri tome, koeficijent osetljivosti iznosi  $c_i = 1$  zato što ni u jednom slučaju nisu u pitanju nesimetrične raspodele.

Standardna merna nesigurnost za nivo signala analizatora spektra ( $u_{\delta V}$ ) je uzeta iz specifikacije proizvođača [44].

Standardna merna nesigurnost impedanse razdelnika napona ( $u_{\delta Z}$ ), koja je kapacitivnog karaktera, proračunata je za tolerancije kapacitivnosti kondenzatora od 15 %.

Standardna merna nesigurnosti aproksimacije poprečnog preseka cevi dipola ( $u_{\delta D}$ ) je izračunata kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata simulacije nivoa polja, kada se za poprečni presek cevi dipola odabere jednakostranični mnogougao, čiji brojevi stranica iznose od 8 do 64.

Poslednja uticajna veličina, koja opisuje standardnu mernu nesigurnost simulacije WIPL-D Pro programa ( $u_{\delta W}$ ), dobijena je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata simulacije nivoa polja dobijenih kroz promenu reda tačnosti aproksimacija struja i proračuna integrala.

Kombinovana merna nesigurnost dobijena je kao kvadratni koren sume kvadrata standardnih vrednosti mernih nesigurnosti svih uticajnih veličina [45] i iznosi oko 0,83 dB. Proširena merna nesigurnost, za faktor  $k=2$ , sa verovatnoćom prekrivanja 95,45 %, iznosi 1,66 dB.

**Tabela 2.6** Budžet merne nesigurnosti numerički simuliranog nivoa električnog polja na rastojanju od 3 m od izvora

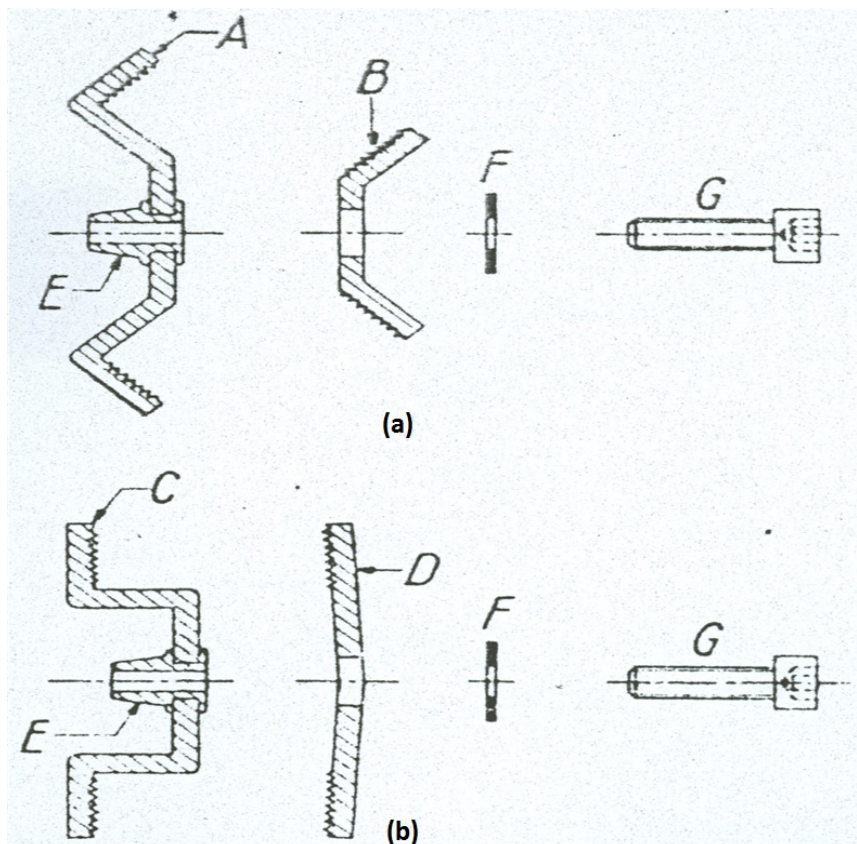
<i>Uticajna veličina</i>	<b>Procena [dB]</b>	<b>Raspodela</b>	<b>Standardna nesigurnost [dB]</b>
Tačnost prijema nivoa signala analizatora spektra <b>(<math>\delta V</math>)</b>	0,5	Normalna ( $k=2$ )	$u_{\delta V} = 0,25$
Impedansa razdelnika napona <b>(<math>\delta Z</math>)</b>	1,32	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta Z} = 0,76$
Tačnost aproksimacije poprečnog preseka cevi dipola <b>(<math>\delta D</math>)</b>	0,15	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta D} = 0,086$
Tačnost simulacije WIPL-D Pro programa <b>(<math>\delta W</math>)</b>	0,35	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta W} = 0,2$
<b>Kombinovana merna nesigurnost</b>	$u_c = \sqrt{u_{\delta V}^2 + u_{\delta Z}^2 + u_{\delta D}^2 + u_{\delta W}^2} = 0,83 \text{ dB}$		
<b>Proširena merna nesigurnost</b> ( $k=2$ )	$U = k \cdot u_c = 1,66 \text{ dB}$		

### 3 Izrada simulacionog modela Faradejevog kaveza

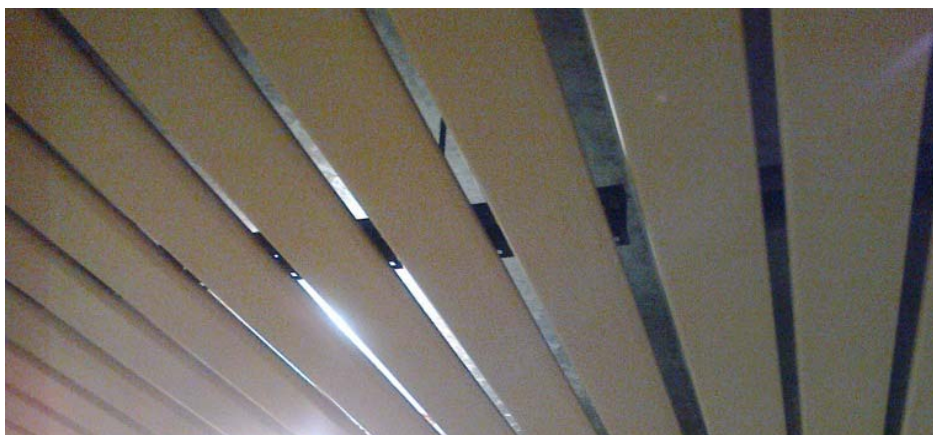
#### 3.1 Konstrukcija kaveza

Faradejev kavez u TOC-u [46] je izrađen pre četiri decenije. On je montažno-demontažnog tipa. Sastoji se od panela dimenzija 1,25 m × 2,5 m. Paneli su sendvič strukture, tj. središnji deo je od drvenih ploča, a one su obložene pocinkovanim limom. Svaka strana kaveza se sastoji od tri panela. Oni su međusobno povezani specifičnim profilima sa navrtkama. Postoje dva tipa profila: za panele koji su na uglovima (slika 3.1 (a)) i za povezivanje panela koji su u istoj ravni (slika 3.1 (b)). Zidovi kaveza su oblepljeni papirnim tapetama. U svojoj osnovi Faradejev kavez je kvadratnog oblika, unutrašnjih dimenzija 3,76 m × 3,76 m, a visina je 2,5 m.

Da bi se vizuelno prikrijele električne instalacije za osvetljenje, plafon kaveza je spušten. On se sastoji od plastificiranih aluminijumskih „Π“ profila (lamperije), koji idu celom dužinom kaveza (slika 3.2). Lamperija je elastičnim žabicama labavo prikačena na horizontalne gvozdene nosače. Nosači su različitih dužina i zavrtnjima su fiksno vezani za plafon kaveza.



*Slika 3.1 Povezivanje ploča: (a) povezivanje ploča na uglovima (b) povezivanje susednih ploča na zidu*



*Slika 3.2 Spušteni plafon Faradejevog kaveza*

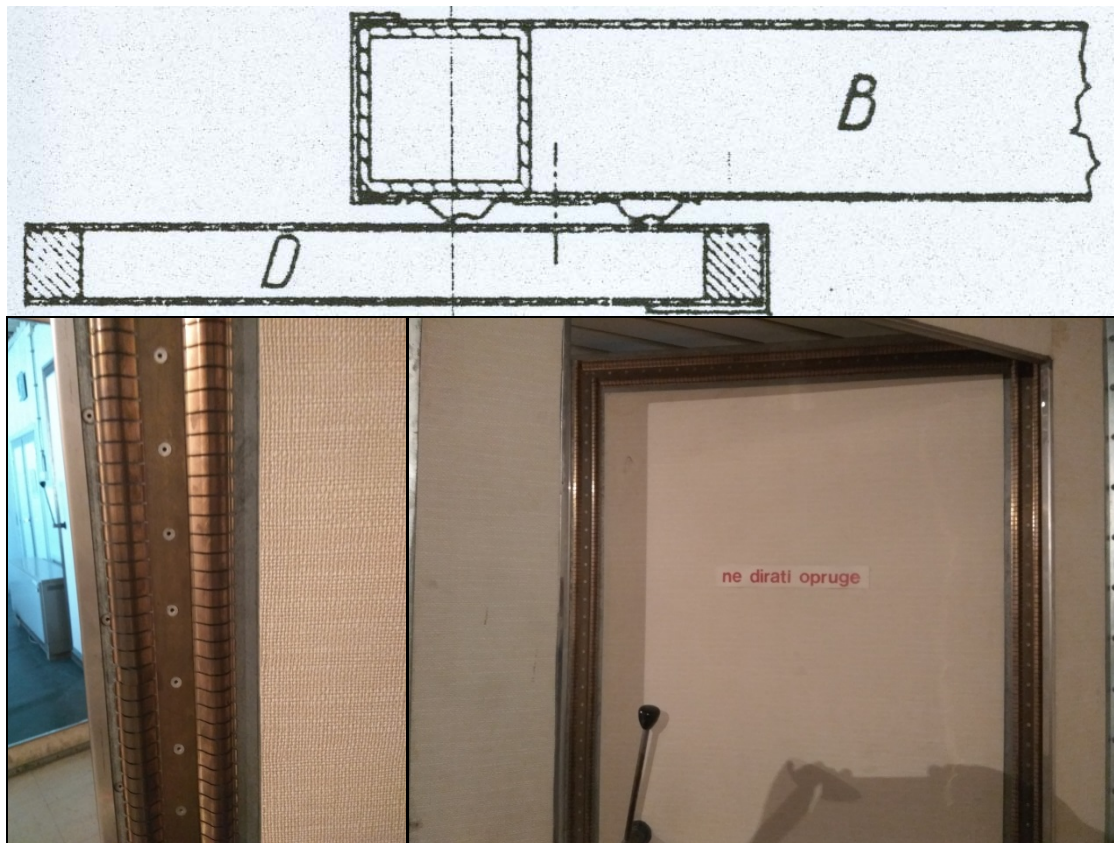
Kavez ima četiri otvora za ventilaciju (dva otvora na plafonu i dva na jednom zidu). Ventilacioni otvori su napravljeni u obliku talasovodnog saća (slika 3.3). Kavez na zidu, na kome je konektorsko polje, ima jednokrilna vrata (slika 3.4), sa kontaktnim oprugama od feder-bronze (slika 3.5).



*Slika 3.3 Ventilacioni otvor na zidu Faradejevog kaveza*



*Slika 3.4 Vrata i konektorsko polje Faradejevog kaveza*



*Slika 3.5 Kontakti vrata (opruge od feder-bronze)*

Za potrebe merenja, u Faradejevom kavezu se može nalaziti drveni sto obložen uzemljenim limovima, antene, ispitivani uređaj i druga oprema. Međutim, pri merenjima i simulacijama kaveza on je bio prazan, osim što se u njemu nalazila samo jedna monopol-antena (slika 3.6),

priključena na konektorsko polje kaveza (priključno polje) ili samo baterijski napajan analizator mreža.



*Slika 3.6 Položaj horizontalne monopol-antene u Faradejevom kavezu*

### 3.2 Rezonancije kaveza

Kavez je, približno, rezonantna šupljina koja je nastala pregrađivanjem pravougaonog talasovoda. Ako usvojimo da je Dekartov koordinatni sistem postavljen kao na slici 3.7, teorijske rezonantne frekvencije ove šupljine su [47]:

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}, \quad m, n, p = 0, 1, 2, \dots, \quad (3.1)$$

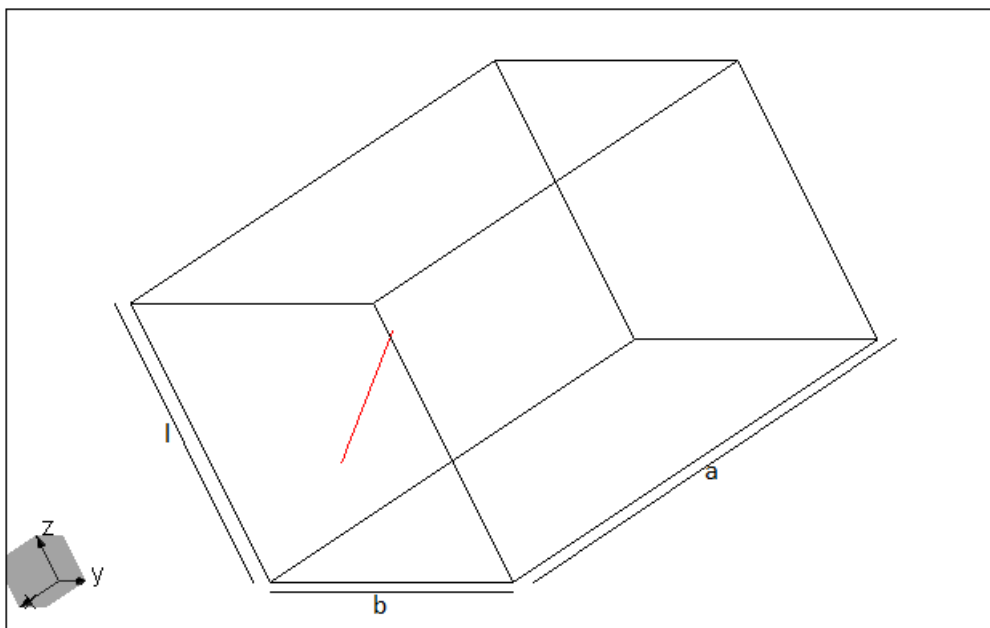
gde dužine  $a$ ,  $b$  i  $l$  odgovaraju dimenzijama kaveza. Rezonantne frekvencije proračunate do 110 MHz date su u tabeli 3.1 [29].

Pri merenjima električne emisije uređaja u Faradejevom kavezu može doći do značajne promene izmerenog nivoa polja, u zavisnosti od položaja uređaja u kavezu. To je posebno izraženo blizini rezonantnih frekvencija: kavez svojim prisustvom znatno utiče na rezultate ispitivanja opreme, jer drastično menja strukturu polja.



**Tabela 3.1** Rezonantne učestanosti kaveza

<i>Mod</i>	<i>f</i> [MHz]
TE <sub>110</sub>	56,42
TE <sub>101</sub> , TE <sub>011</sub>	72,05
TE <sub>111</sub>	82,35
TE <sub>210</sub> , TE <sub>120</sub>	89,20
TE <sub>201</sub> , TE <sub>021</sub>	99,82
TE <sub>121</sub> , TE <sub>211</sub>	107,51



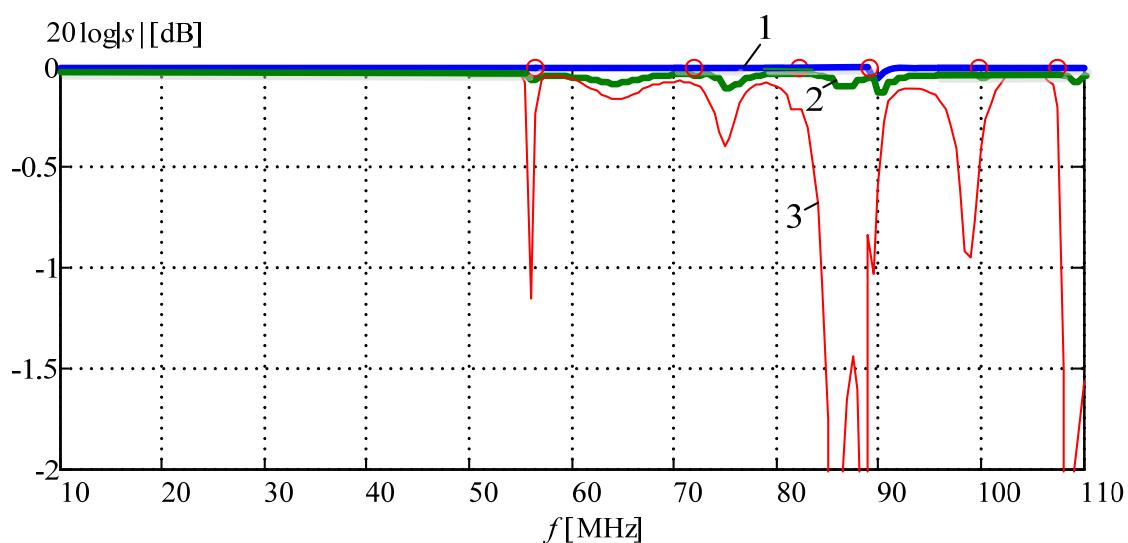
**Slika 3.7** Osnovni model Faradejevog kaveza i kose monopol-antene (u programu Wipl-D)

Ako se Faradejevom kavezu dodaju „mešači polja“ (pokretne metalne ploče koje menjaju strukturu polja), onda se on može koristiti kao reverberaciona komora [48]–[49]. Najniža upotrebljiva frekvencija (LUF) takve reverberacione komore je oko tri puta veća od minimalne rezonantne frekvencije kaveza, što u slučaju ovog Faradejevog kaveza iznosi oko 170 MHz [50]. Za frekvencije koje su niže od 170 MHz primena reverberacione komore nije moguća. Zbog toga je bilo neophodno razviti novu metodu koja omogućava merenja u Faradejevom kavezu, na frekvencijama ispod najniže upotrebljive frekvencije reverberacione komore. Naime, izabrane frekvencije na kojima se proverava nova metoda ( $f=50$  MHz i  $f=150$  MHz) su ispod najniže upotrebljive frekvencije Faradejevog kaveza kada se koristi kao reverberaciona komora. Pri tome, frekvencija od  $f=50$  MHz je niža i od minimalne rezonantne frekvencije kaveza (56,42 MHz).

### 3.3 Nesavršenosti kaveza

Površinski efekat u pocinkovanim pločama od kojih je kavez sastavljen izražen je već pri frekvencijama reda veličine nekoliko desetina megaherca (za gvožđe površinski efekat se javlja čak od frekvencije od 50 Hz). Zbog relativno male debljine sloja cinka (nekoliko mikrometara) postoje značajni gubici i u gvožđu. Specifičnu provodnost i permeabilnost zidova odredili smo eksperimentalno. Paralelno zidu kaveza postavili smo žicu koja sa njim obrazuje vod. Vod je na jednom kraju bio otvoren, a na drugom kraju vezan na analizator mreža. Analizatorom mreža merili smo ulazni koeficijent stojećeg talasa tako formiranog voda (VSWR). Takođe, taj vod je simuliran u programu *Microwave Office* [51]. Optimizacijom parametara voda, na frekvenciji od 50 MHz, dobili smo da se zadovoljavajuće poklapanje rezultata simulacije i eksperimenta dobija kada je provodnost zidova kaveza  $\sigma = 10 \text{ MS/m}$ , a permeabilnost  $\mu_r = 100$ .

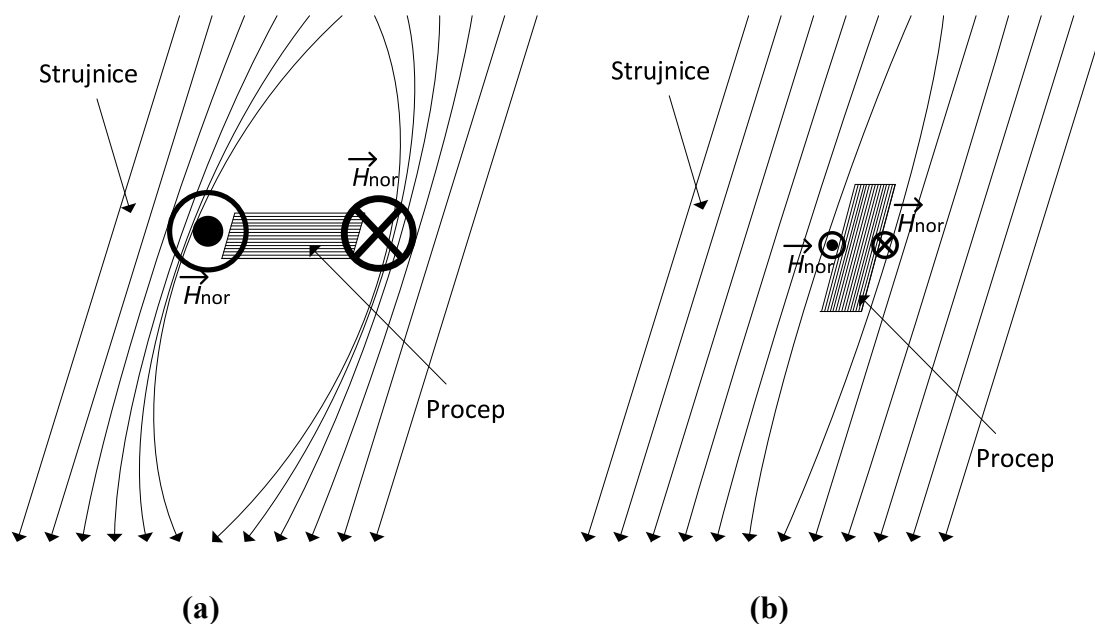
U osnovni model kaveza, koji je prikazan na slici 3.7, uključili smo površinske gubitke. Pretpostavili smo da su zidovi kaveza napravljeni od homogenog materijala. Na zidu kaveza, nalazi se koso postavljena monopol-antena dužine 1,014 m. Rezultati simulacije za koeficijent refleksije tog monopola su prikazani na slici 3.8.



**Slika 3.8** Modul koeficijenta refleksije monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za kavez (1) bez gubitaka, (2) sa gubicima usled površinskog efekta i (3) sa gubicima usled površinskog efekta i gubicima usled lošeg kontakta ploča (procepi)

Za slučaj kada se u modelu zanemare gubici, što odgovara slučaju kada je ulazna impedansa antene čisto reaktivna, (kriva 1) je  $|s_{11}| = 1$  (0 dB). Kada postoje gubici usled površinskog efekta, tada je  $|s_{11}| < 1$ , a u dijagramu na slici 3.8 vide se rezonancije (kriva 2),

čiji se položaji relativno dobro poklapaju sa rezonantnim učestanostima iz tabele 1 (koje su označene tačkama na apscisi).

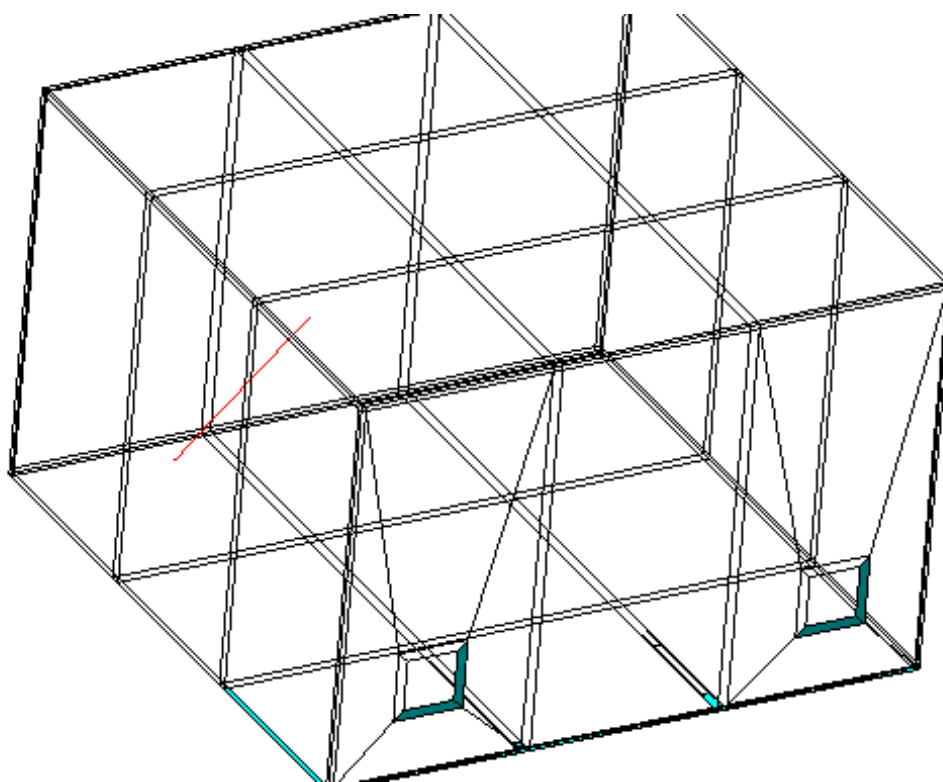


**Slika 3.9** Ilustracija merenja diskontinuiteta oklopa kaveza za slučaj kada su: **(a)** strujnice normalne na procep i **(b)** strujnice paralelne procepu

Međutim, ovi rezultati se nisu poklapali sa rezultatima merenja monopola: eksperimentalni rezultati pokazivali su dublje rezonancije, kao da su gubici drastično veći. Tražeći uzroke, ustanovili smo da su oni posledica loših kontakata na sastavima ploča kaveza (tzv. „curenje kaveza“). Otkrivanje neispravnih sastava rađeno je pomoću uređaja za detekciju diskontinuiteta oklopa Faradejevog kaveza EATON-3500 [52]. Princip merenja je zasnovan na generisanju struje (400 mA), učestanosti od 106 kHz, koja se preko elektroda, injektuje u kavez sa spoljašnje strane. Pomoću antene (magnetske sonde), u unutrašnjosti kaveza se detektuje normalno magnetsko polje (slika 3.9), koje je izrazito jako na mestima loših sastava (diskontinuiteta oklopa), gde je poremećen tok strujnica. Taj poremećaj strujnica uzrokuje pojavu normalne komponente magnetskog polja, koja je na krajevima procepa istog pravca i intenziteta, ali suprotnog smera, dok je na sredini procepa  $H_{nor} = 0$ . Treba obratiti pažnju da u slučaju kada su strujnice normalne na procep (slika 3.9 (a)), tada su vrednosti normalne komponente magnetskog polja izraženije u odnosu na slučaj kada strujnice prate pravac procepa (slika 3.9 (b)). Zbog toga je neophodno na više mesta postaviti elektrode da bi se mogao detektovati svaki procep.

Merenjem paralelne komponente magnetskog polja, koje stvaraju neperturbovane strujnice, pokazano je da strujnice nemaju pravac prostiranja koji je očekivan u kavezu izrađenog od homogenog materijala, ali se ploče od kojih je kavez sastavljen ponašaju homogeno i jedina mesta diskontinuiteta oklopa su pojedini spojevi ploča kaveza. Dominantna mesta gubitaka označena su na slici 3.10 zelenom bojom, a nalaze se na sastavima poda i zida, kao i na sastavima ventilacionih otvora sa zidovima.

U programu WIPL-D Pro, gubici na lošim spojevima modelovani su uzanim pločama (trakama), postavljenim duž spojeva. Menjali smo specifičnu provodnost materijala od koga su te trake napravljene. Probanjem smo ustanovili da se najbolje slaganje sa eksperimentom dobija ako se usvoji da je specifična provodnost tih traka veoma mala, reda veličine  $\sigma = 1 \mu\text{S/m}$  i manja. To odgovara potpunom gubitku kontakta, odnosno situaciji kada su u modelu trake potpuno izbačene.

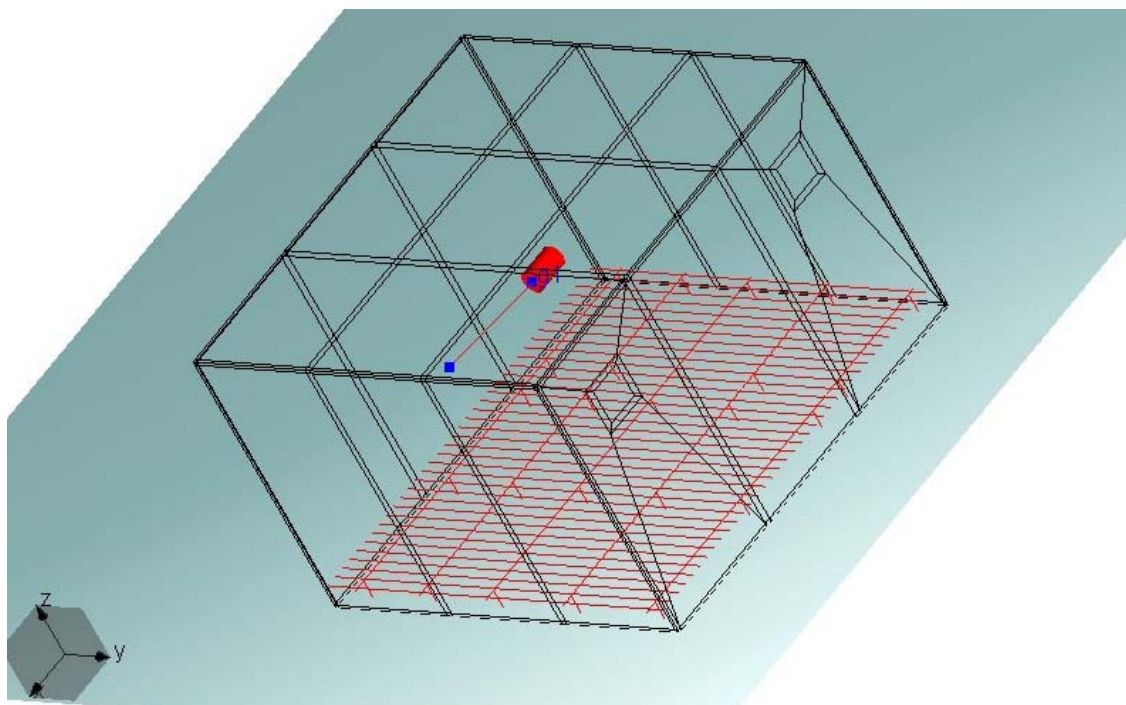


*Slika 3.10 Mesta diskontinuiteta oklopa Faradejevog kaveza*

Modelovanjem procepa, rezonancije, koje se vide u modulu koeficijenta refleksije monopola, postaju izraženije (kriva 3 na slici 3.8). Osim toga, dolazi do izvesnog pomeranja rezonantnih učestanosti, što znači da procepi utiču i na gubitke, i na strukturu rezonantnog polja.

### 3.4 Početni model kaveza

Početni model kaveza dobijen je preciznijim modelovanjem plafona (lamperije i nosača). Za modelovanje nosača u programu WIPL-D Pro bilo je potrebno napraviti veći broj spojeva žica i ploča na plafonu kaveza, što je dovelo do značajnog usložnjavanja modela. Međutim, merenjem „curenja“ kaveza ustanovljeno je da na plafonu ne postoje problematična mesta, tako da na plafonu nije potrebno modelovanje procepa. Pri tome, upoređivanjem sa rezultatima merenja, konstatovano je da je uticaj „curenja“ veći od uticaja gubitaka usled površinskog efekta. Stoga se plafon može modelovati i savršenim provodnikom. Da bismo izbegli spojeve žica i ploča, obrnuli smo kavez u modelu (slika 3.11), tako da plafon leži u savršeno provodnoj ravni  $xOy$ . Žice se sada spajaju za savršeno provodnu ravan, što pojednostavljuje simulacioni model i skraćuje vreme simulacije. Da bi početni model dao zadovoljavajuće stabilne rezultate, u programu WIPL-D Pro smo morali da povećamo tačnost integracije i stepen aproksimacije za po jedan nivo.



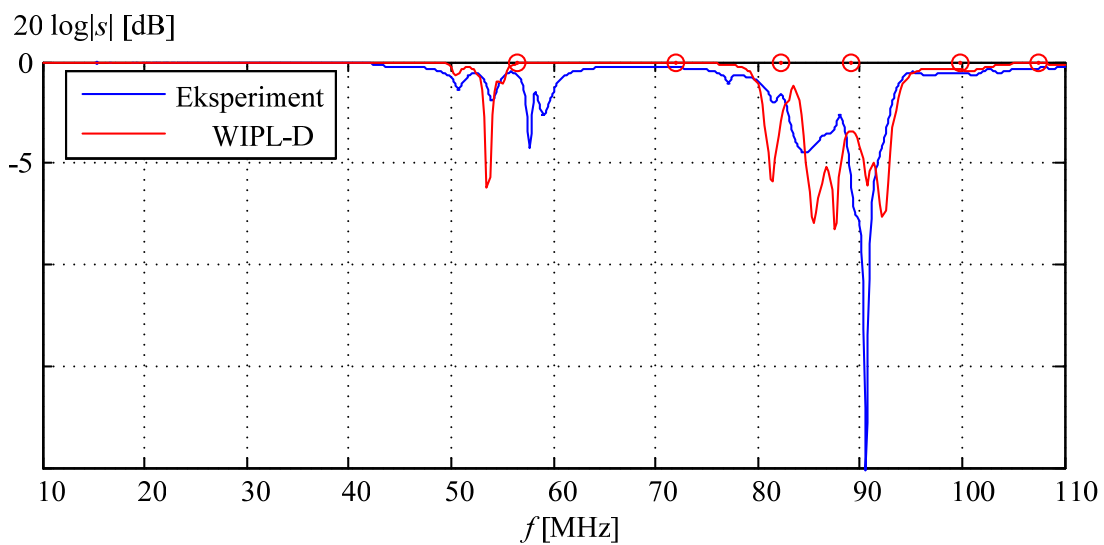
*Slika 3.11 Početni model Faradejevog kaveza sa analizatorom mreža u njemu*

Merenja su u ovoj fazi rađena i analizatorom mreža postavljenim u kavez. Na analizator je bila priključena teleskopska antena. Analizator je napajan baterijski. Stoga smo u WIPL-D Pro modelu analizator i antenu aproksimirali asimetričnim dipolom. Merenja su rađena za tri ortogonalna položaja tog dipola, paralelno jednoj po jednoj koordinatnoj osi. Znajući da dipol

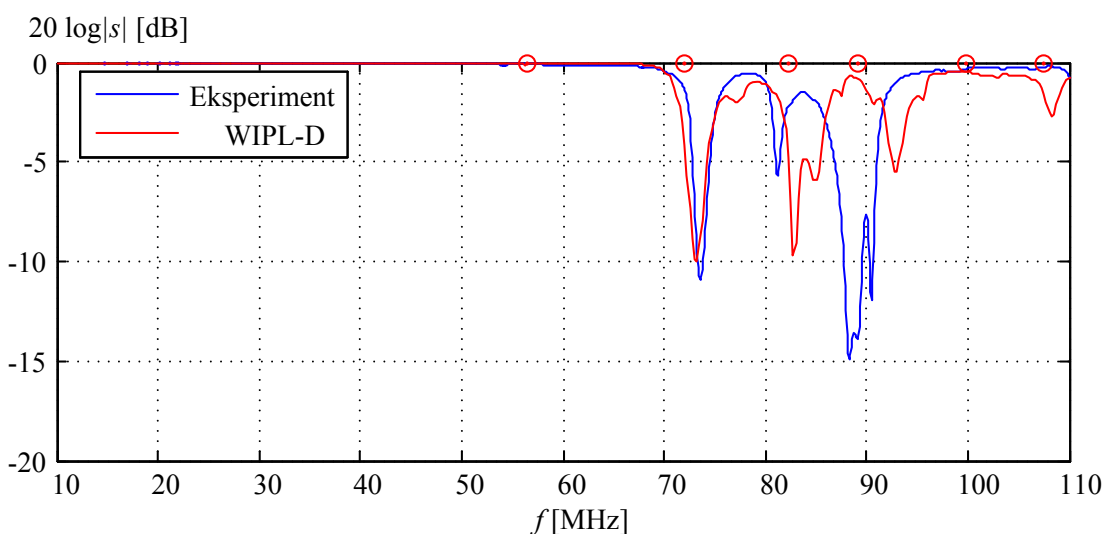
u rezultate unosi sopstvene rezonancije, a da bi se te rezonancije razlikovale od rezonancija kaveza, radili smo sa dve različite dužine teleskopske antene, i to dužinom dipola od 1,38 m (prva rezonancija usamljenog dipola u simulacionom modelu je na oko 89 MHz) i dužinom od 0,99 m (rezonancija je na oko 120 MHz).

Na slikama 3.12, 3.13 i 3.14 [29] prikazani su rezultati simulacija i merenja koeficijenta refleksije dužeg dipola, i to kada je dipol postavljen:

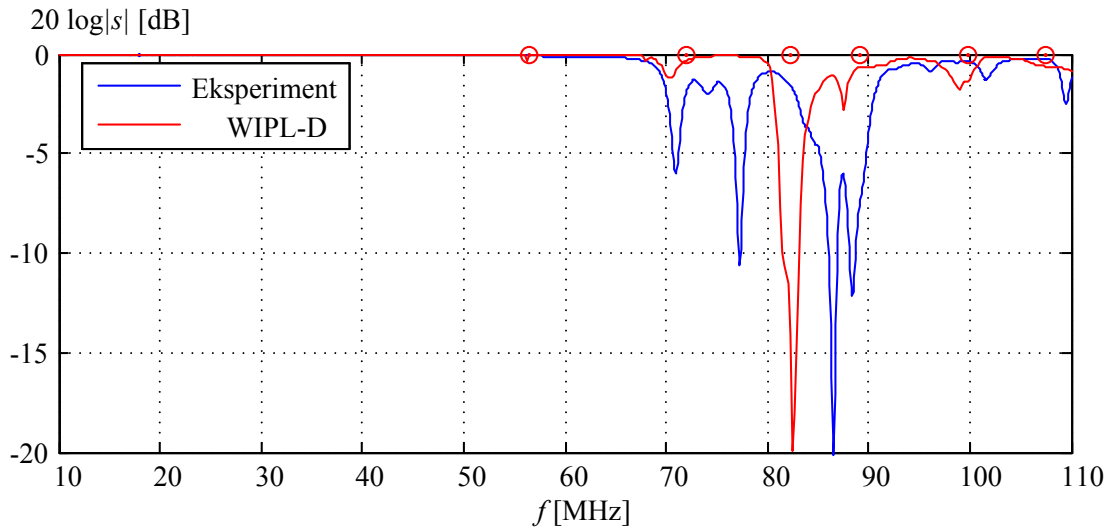
- vertikalno (paralelno  $z$ -osi),
- horizontalno, paralelno lamperiji (paralelno  $y$ -osi) i
- horizontalno, normalno na lamperiju (paralelno  $x$ -osi).



**Slika 3.12** Modul koeficijenta refleksije vertikalnog nesimetričnog dužeg dipola u funkciji učestanosti [29]



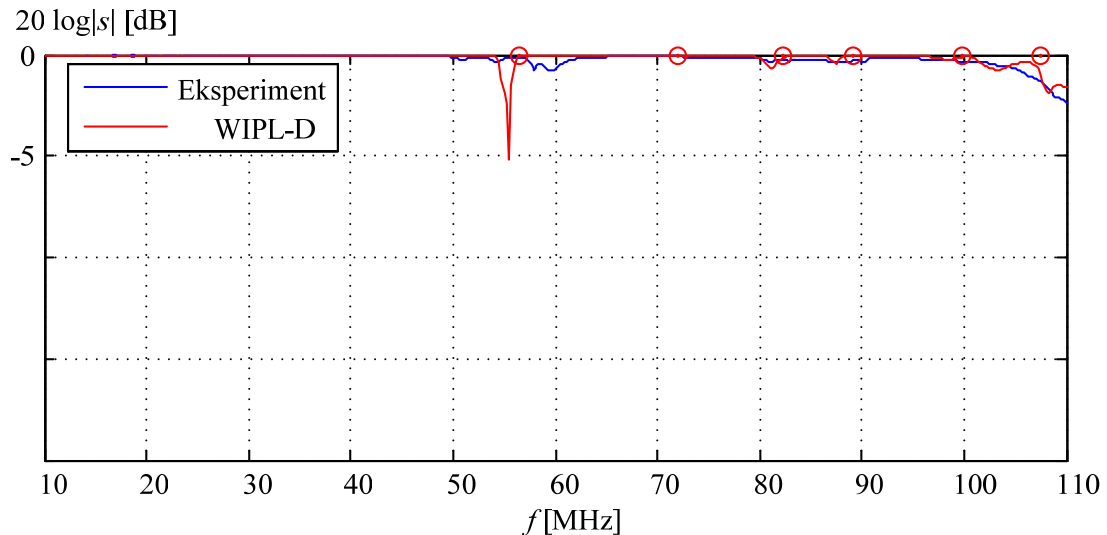
**Slika 3.13** Modul koeficijenta refleksije horizontalnog nesimetričnog dužeg dipola, paralelnog lamperiji, u funkciji učestanosti [29]



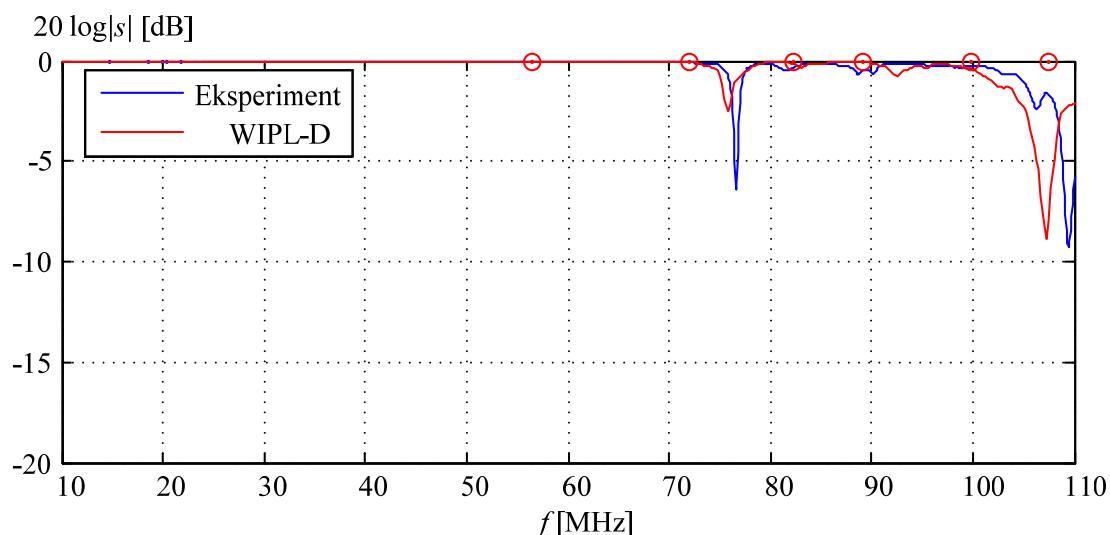
**Slika 3.14** Modul koeficijenta refleksije horizontalnog nesimetričnog dužeg dipola, normalnog na lamperiju, u funkciji učestanosti [29]

Najniža rezonantna učestanost (na oko 56 MHz) vidi se samo kada je dipol vertikalalan, jer je samo u tom položaju dipol spregnut sa rezonantnim poljem  $TE_{110}$  moda. Lamperija se ponaša kao anizotropna provodna površina. Stoga se dobijaju različiti rezultati kada je dipol paralelan lamperiji i kada je normalan na nju, što se vidi poređenjem slika 3.13 i 3.14.

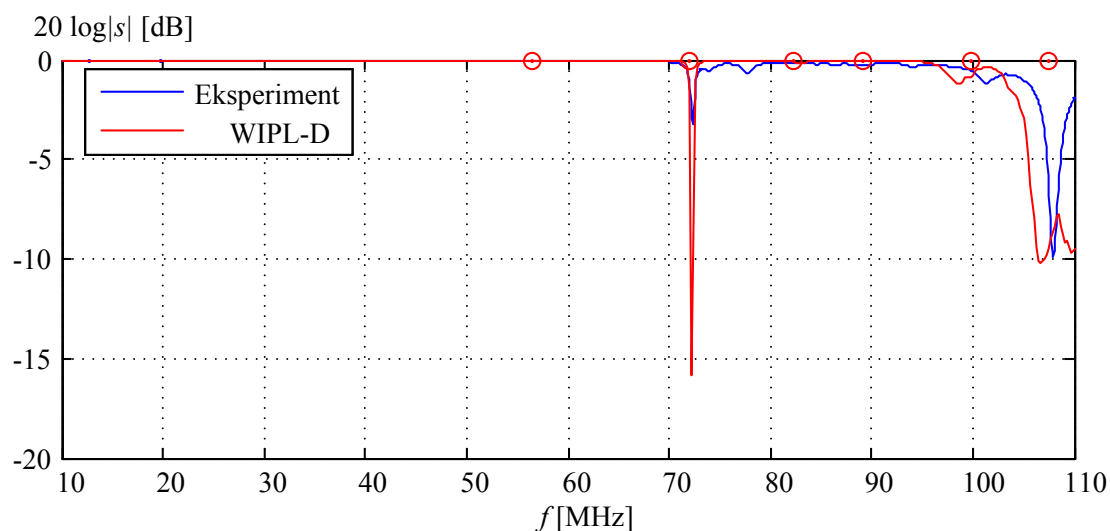
Na slikama 3.15, 3.16 i 3.17 [29] prikazani su rezultati za kraći dipol. Sprega između dipola i polja u kavezu je sada slabija, pa su rezonancije pliće.



**Slika 3.15** Modul koeficijenta refleksije vertikalnog nesimetričnog kraćeg dipola u funkciji učestanosti [29]



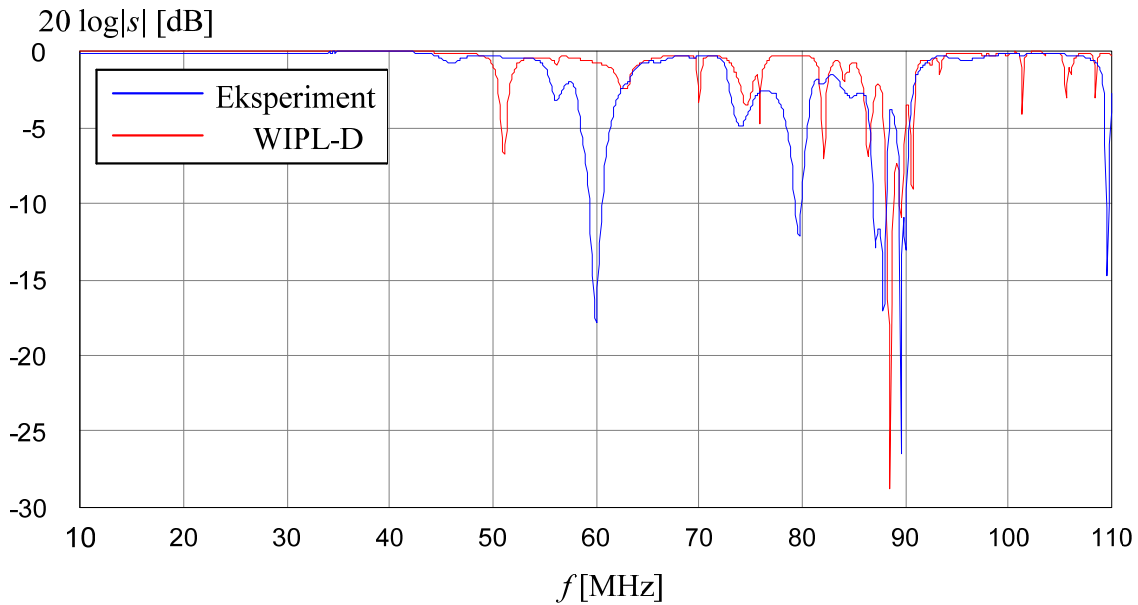
*Slika 3.16* Modul koeficijenta refleksije horizontalnog nesimetričnog kraćeg dipola, paralelnog lamperiji, u funkciji učestanosti [29]



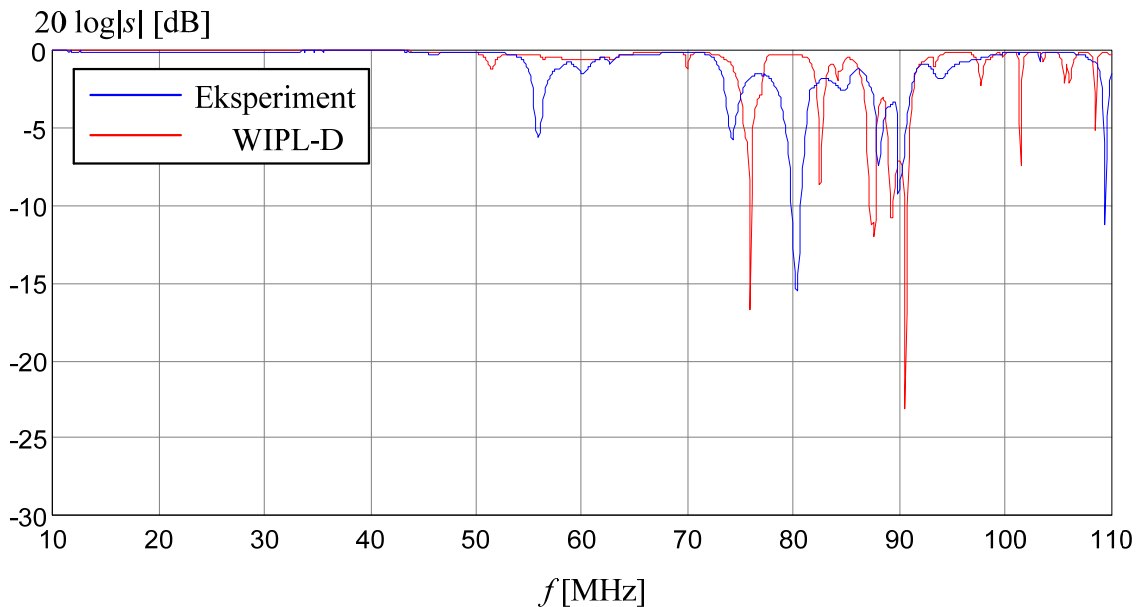
*Slika 3.17* Modul koeficijenta refleksije horizontalnog nesimetričnog kraćeg dipola, normalnog na lamperiju, u funkciji učestanosti [29]

Na kraju, na slikama 3.18 i 3.19 [29] prikazani su rezultati simulacija i merenja koeficijenta refleksije koso i horizontalno postavljenog monopola, dužine 1,014 m, respektivno, koji su priključeni na konektorsko polje na zidu kaveza. Razlike između rezultata simulacije sa slike 3.18 i krive 3 sa slike 3.8 potiču od lamperije i nosača (koji nisu uzeti u obzir na slici 3.8).





**Slika 3.18** Modul koeficijenta refleksije kose monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za kavez modelovan bez lamperije [29]



**Slika 3.19** Modul koeficijenta refleksije horizontalne monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za kavez modelovan bez lamperije [29]

Na slikama 3.18 i 3.19 se može videti da se eksperimentalni rezultati kvalitativno poklapaju sa rezultatima simulacije u programu WIPL-D Pro, ali da kvantitativno slaganje nije svuda najbolje. Naime, eksperimentalni rezultati pokazuju izraženije rezonancije, kao da su gubici drastično veći, a veći je i broj rezonantnih učestanosti. Glavni uzrok povećanih gubitaka i dodatnih rezonancija je lamperija koja u simulacionim modelima nije adekvatno predstavljena. U realnosti, aluminijumski profili su u obliku ploča koje su na krajevima

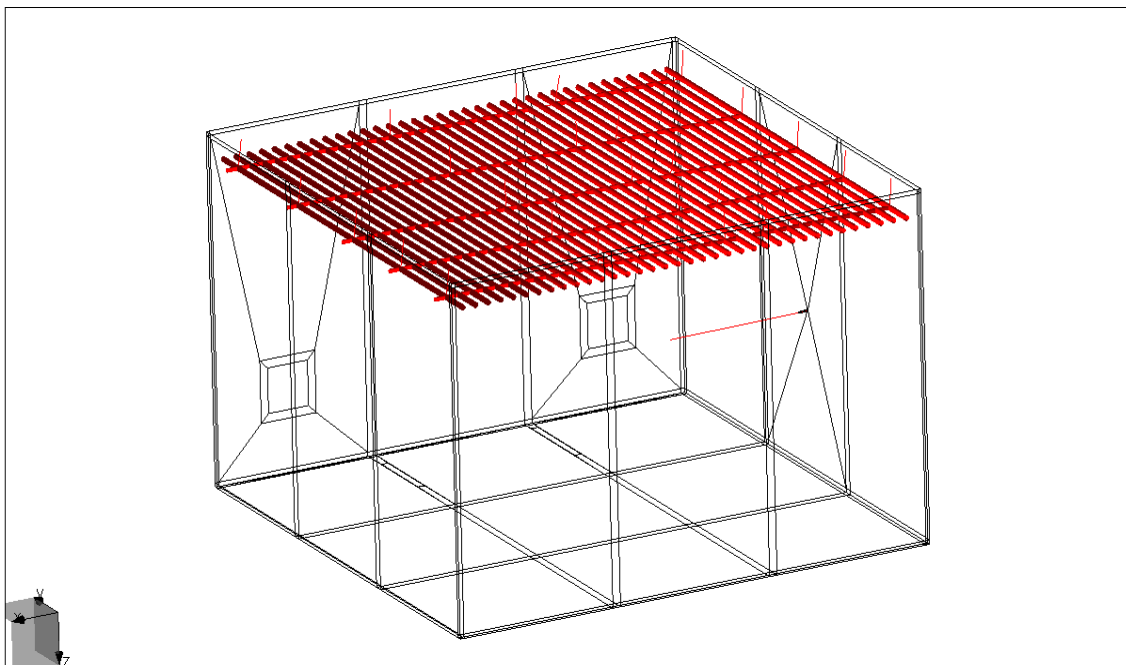
povijene ka unutrašnjosti. U početnom modelu takvi profili su aproksimirani žičanim provodnicima. Detaljnije modelovanje lamperije zahtevalo bi upotrebu velikog broja spojeva žica i ploča (veza nosača lamperije i lamperije), što bi usložnjavalo model i drastično povećalo broj upotrebljenih nepoznatih, kao i vreme potrebno za izvršenje simulacije. Osim toga, za svaki nosač bilo bi potrebno eksperimentalno proveriti kvalitet kontakta sa kavezom, a za svaku aluminijumsku ploču proveriti da li, eventualno, postoji galvanski kontakt sa nosačima i gde je kontakt lociran, što bi zahtevalo obimna ispitivanja.

### 3.5 Uprošćeni model kaveza

Na osnovu prethodno iznetog može se reći da se početni simulacioni model kaveza (slika 3.20) u programu WIPL-D Pro sastoji od:

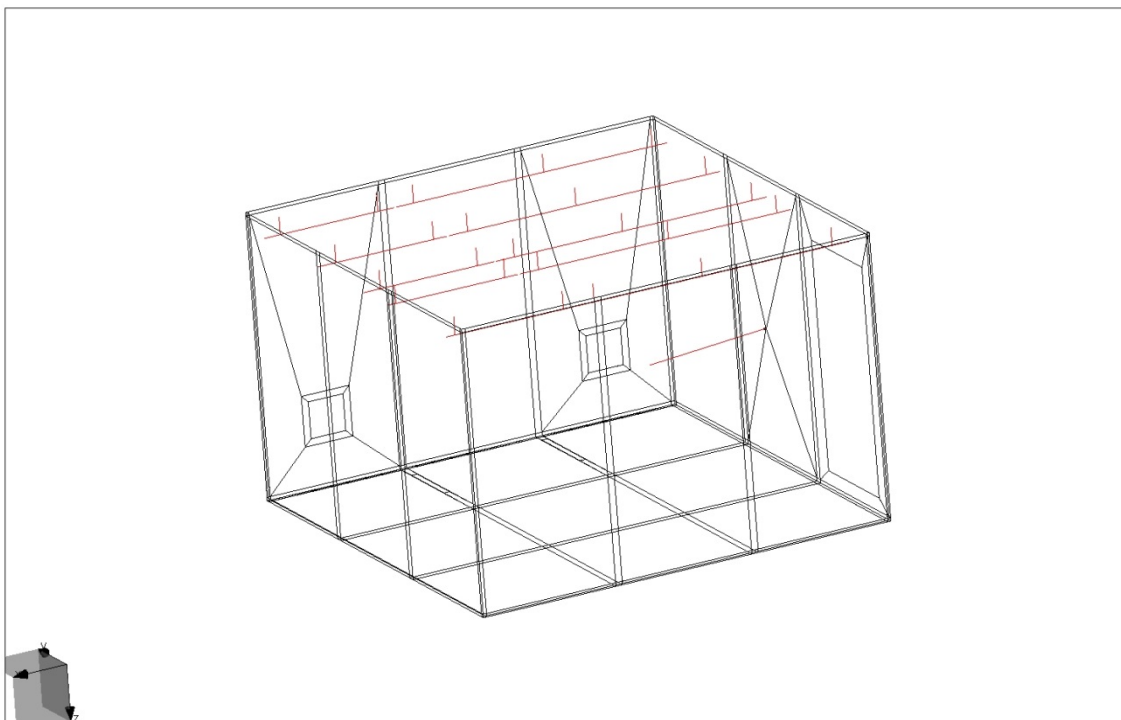
- ploča sa gubicima,
- ventilacionih otvora na zidu,
- aluminijumskih profila (lamperije),
- nosača i zavrtnja koji su modelovani žičanim provodnicima.

U model su uključeni gubici zbog loših sastava ploča (modelovanjem sastava uzanim trakama specifične provodnosti  $1 \mu\text{S/m}$ ).



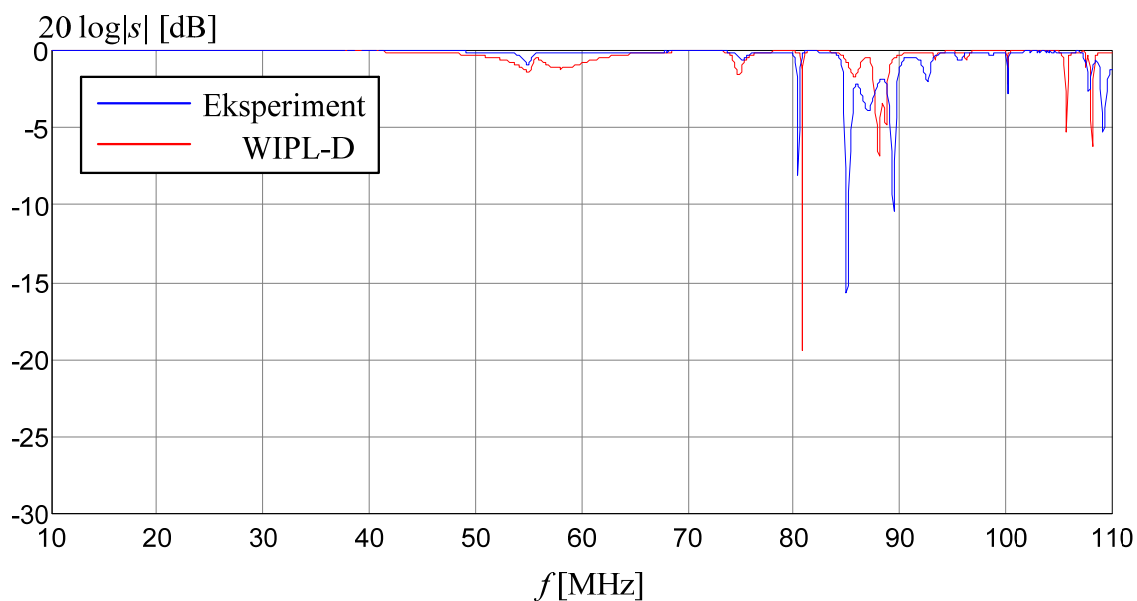
*Slika 3.20 Početni model Faradejevog kaveza i horizontalne monopol-antene (u programu Wipl-D)*

U cilju dobijanja jednostavnijeg, ali pouzdanijeg simulacionog modela, odnosno da bi se ostvarilo bolje predviđanje osobina kaveza, aluminijski profili su skinuti sa nosača. U kavezu su ostali samo nosači lamperije i zavrtnji kojima su oni obešeni o plafon (slika 3.21) [30].

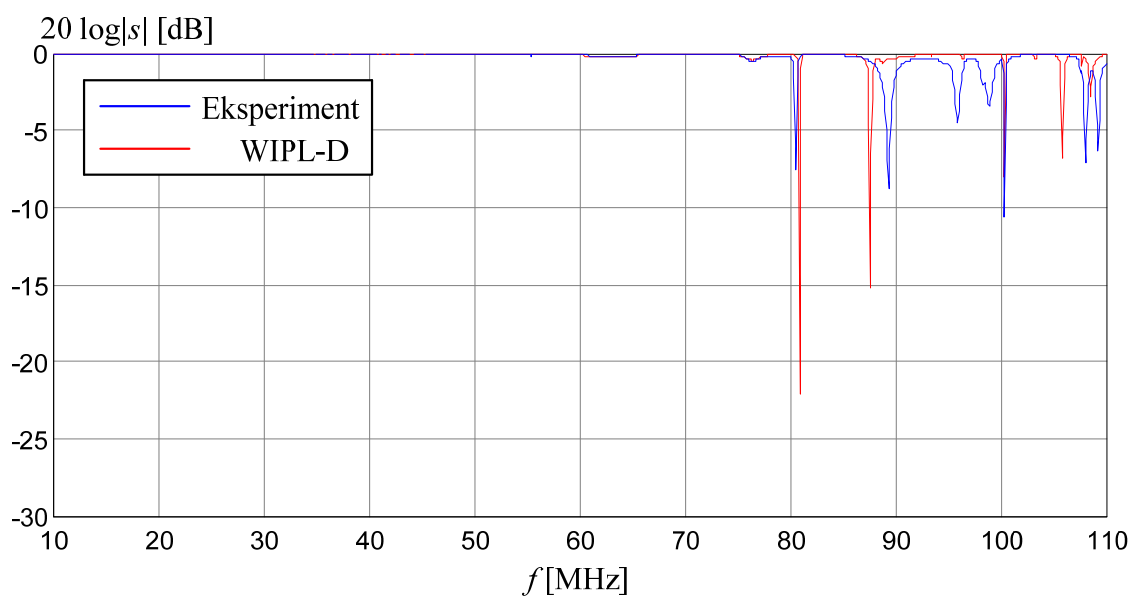


*Slika 3.21 Početni model Faradejevog kaveza i horizontalne monopol-antene (u programu Wipl-D) bez lamperije*

Rezultati merenja i odgovarajućeg simulacionog modela su dati na slikama 3.22 i 3.23 [30]. Na tim slikama se može uočiti izostanak većine parazitnih rezonancija koje postoje na slikama 3.18 i 3.19. Takođe, gubici kaveza su znatno manji, posebno na rezonantnim učestanostima kaveza. Na pojedinim frekvencijama, na primer u opsegu od 90 MHz do 100 MHz, u merenjima se javljaju parazitne rezonancije, koje u rezultatima simulacije ne postoje. Analizirajući model kaveza, primećuje se da, slično početnom modelu, aproksimacija nosača lamperije odgovarajućim žičanim provodnicima ne odgovara realnom obliku profila nosača, koji liči na ćirilično slovo „П“. Preciznije modelovanje nosača lamperije provodnim pločama značajno bi usložnjavalo model usled velikog broja spojeva provodnih ploča (spojevi nosača lamperije i zavrtnja kojima su oni obešeni o plafon), što bi povećalo vreme potrebno za izvršenje simulacije. Osim toga, i dalje ostaje otvoreno pitanje kvaliteta kontakata između: nosača i plafona kaveza.



**Slika 3.22** Modul koeficijenta refleksije kose monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za kavez bez lamperije [30]

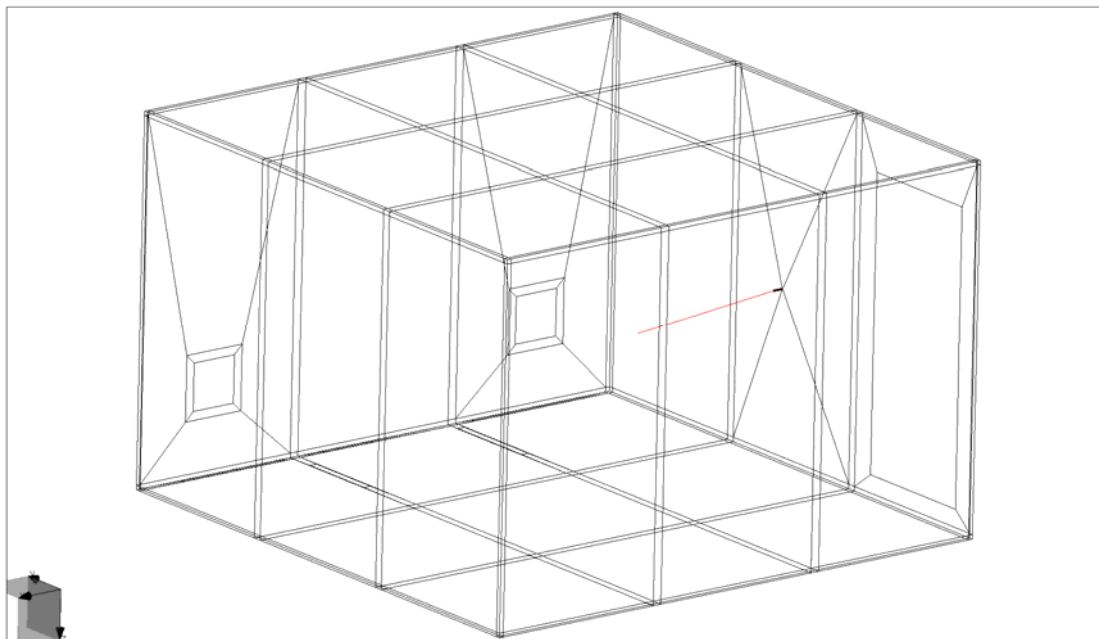


**Slika 3.23** Modul koeficijenta refleksije horizontalne monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za kavez bez lamperije [30]

### 3.6 Konačni model kaveza

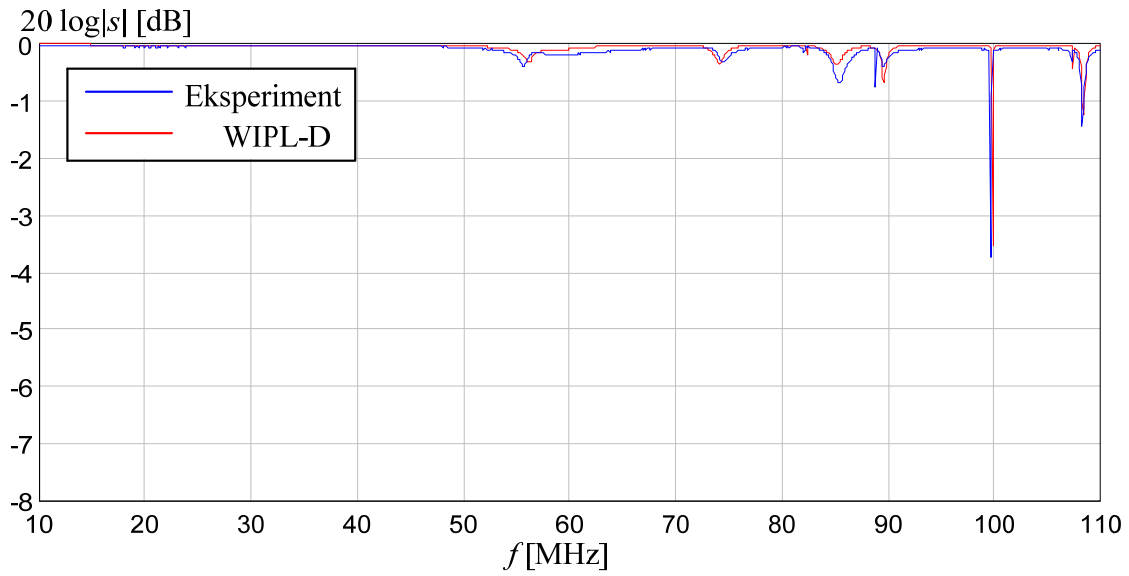
Da bi se izbegla neodređenost koju unose nosači lamperije, iz kaveza su uklonjeni i ti nosači, kao i zavrtnji. Takav kavez praktično ima oblik paralelepipeda, čije rezonantne učestanosti možemo teorijski proračunati jednačinom (3.1). Konačni model kaveza realizovan u programu WIPL-D Pro je prikazan na slici 3.24 [30].

Rezultati simulacije u programu WIPL-D Pro i eksperimentalni rezultati prikazani su na slikama 3.25 i 3.26. Na osnovu slika se može uočiti veoma dobro poklapanje rezultata simulacije i eksperimenta, ne samo kvalitativno, već i kvantitativno.

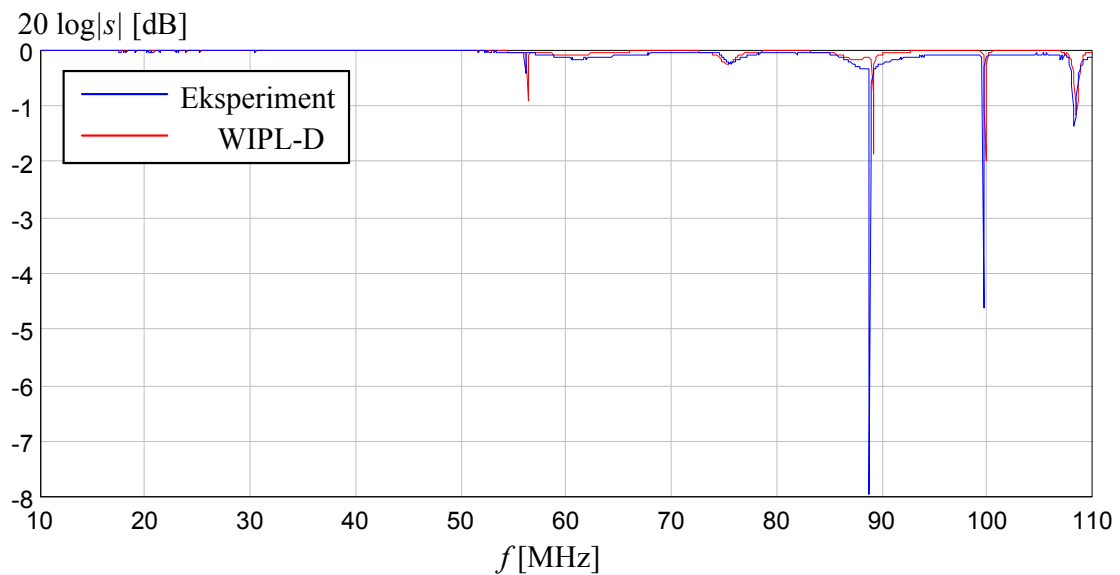


**Slika 3.24** Konačni model kaveza sa horizontalnom monopol-antenom u kavezu (u programu Wipl-D) [30]

U tabelama 3.2 i 3.3 [30] date su teorijske rezonantne učestanosti kaveza, kao i rezonantne učestanosti dobijene merenjem (eksperimentalno) i simulacijom. U rezultatima dobijenim merenjem i simulacijom se ne vidi rezonancija  $TE_{111}$  kada je antena horizontalna, jer je sprega između antene i rezonantnog polja slaba. U tabelama su date i relativne razlike između frekvencija. Vidi se da je relativna razlika u odnosu na teorijske učestanosti manja od 1 % za sve modove osim za  $TE_{101}$  i  $TE_{011}$ , za koje je razlika manja od 5 %. Relativna razlika između rezultata dobijenih merenjem i simulacijom je manja od 1 %. Bolje slaganje između rezultata dobijenih merenjem i simulacijom nego slaganje sa teorijskim rezonantnim učestanostima može se objasniti lošim kontaktima između ploča. Ti kontakti su modelovani u programu WIPL-D Pro, ali teorijski rezultati važe samo za idealnu rezonantnu šupljinu.



**Slika 3.25** Modul koeficijenta refleksije kose monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za kavez bez lamperije, nosača lamperije i zavrtnja [30]



**Slika 3.26** Modul koeficijenta refleksije horizontalne monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za kavez bez lamperije, nosača lamperije i zavrtnja [30]

**Tabela 3.2** Relativna greška rezonantne učestanosti kose monopol-antene za kavez bez lamperije, nosača lamperije i zavrtnja [30]

<i>Mod</i>	<i>f</i> [MHz] <i>Teor.</i>	<i>f</i> [MHz] <i>Eksper.</i>	<i>f</i> [MHz] <i>WIPL-D</i>	$\delta$ [%] <i>Teor. /</i> <i>Eksper.</i>	$\delta$ [%] <i>Teor. /</i> <i>WIPL-D</i>	$\delta$ [%] <i>Eksper. /</i> <i>WIPL-D</i>
TE <sub>110</sub>	56,42	55,6	56,1	0,57	0,57	0,90
TE <sub>101</sub> , TE <sub>011</sub>	72,05	74,3	74,1	3,12	2,85	0,27
TE <sub>111</sub>	82,35	82	82,3	0,43	0,06	0,37
TE <sub>210</sub> , TE <sub>120</sub>	89,20	89,6	89,6	0,45	0,45	0,00
TE <sub>201</sub> , TE <sub>021</sub>	99,82	99,6	99,8	0,22	0,02	0,20
TE <sub>121</sub> , TE <sub>211</sub>	107,51	107,3	107,4	0,20	0,10	0,09

**Tabela 3.3** Relativna greška rezonantne učestanosti horizontalne monopol-antene za kavez bez lamperije, nosača lamperije i zavrtnja [30]

<i>Mod</i>	<i>f</i> [MHz] <i>Teor.</i>	<i>f</i> [MHz] <i>Eksper.</i>	<i>f</i> [MHz] <i>WIPL-D</i>	$\delta$ [%] <i>Teor. /</i> <i>Eksper.</i>	$\delta$ [%] <i>Teor. /</i> <i>WIPL-D</i>	$\delta$ [%] <i>Eksper. /</i> <i>WIPL-D</i>
TE <sub>110</sub>	56,42	56,1	56,4	0,04	0,04	0,53
TE <sub>101</sub> , TE <sub>011</sub>	72,05	75,7	75,3	5,07	4,51	0,53
TE <sub>111</sub>	82,35	/	/	/	/	/
TE <sub>210</sub> , TE <sub>120</sub>	89,20	88,8	89,2	0,45	0,00	0,45
TE <sub>201</sub> , TE <sub>021</sub>	99,82	99,6	99,9	0,22	0,08	0,30
TE <sub>121</sub> , TE <sub>211</sub>	107,51	108,3	108,5	0,73	0,92	0,18

S obzirom da su u ovom istraživanju frekvencije od interesa 50 MHz i 150 MHz, a da je realizovani model potvrđen samo u opsegu frekvencija od 10 MHz do 110 MHz, bilo je neophodno model Faradejevog kaveza potvrditi i na frekvenciji od 150 MHz. Zbog toga su realizovana dodatna eksperimentalna i simulaciona ispitivanja konačnog modela Faradejevog kaveza, za prošireni frekvencijski opseg od 10 MHz do 160 MHz. Pri tome, za povezivanje sa monopol antenom, umesto pretposlednjeg BNC konektora u nizu (videti sliku 3.6), što je bio prethodno slučaj, korišćen je poslednji BNC konektor u nizu (videti sliku 3.27). Promena je izvršena da bi se prijemna antena što je moguće više udaljila od centra Faradejevog kaveza i time se dobila bolja sprega između uređaja koji se testira (koji se pri merenjima postavlja u centar kaveza) i prijemne monopol antene. Takođe, kod dodatnih merenja (merenja u širem frekvencijskom opsegu), pri kosoj orijentaciji monopol antene, korišćen je neznatno kraći BNC kabl (kojim se postiže koso postavljanje štap antene na konektorsko polje), čime je kosi monopol malo više približen zidu sa konektorskom pločom. Na osnovu slike 3.27, može se primetiti da na plafonu postoje „oklopljeni“ kablovi za električnu instalaciju. U konačnom

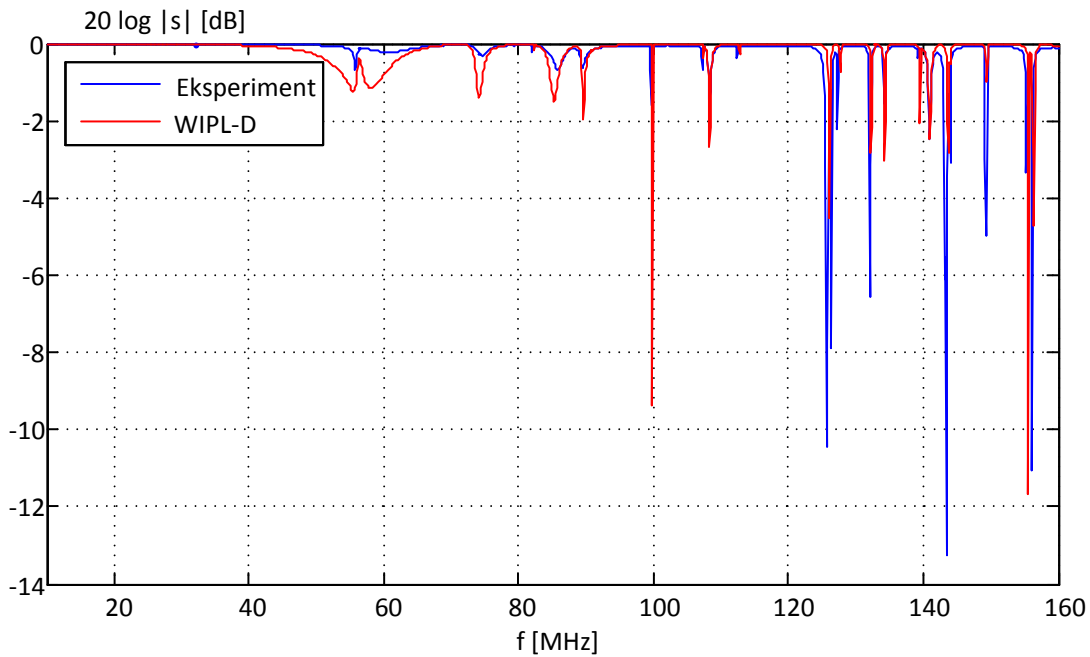
modelu kaveza ti kablovi se ne modeluju posebno, jer oni imaju puno uzemljenja, a sekcije između uzemljenja ne prave rezonancije tamo gde je nama potrebno.



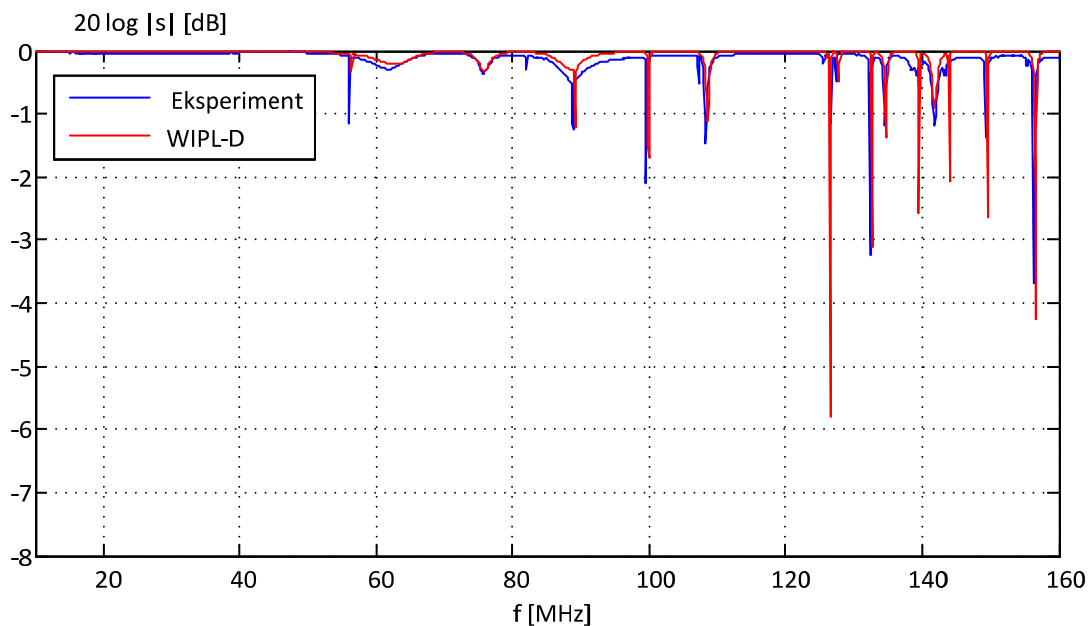
*Slika 3.27 Položaj kose monopol-antene u Faradejevom kavezu pri merenjima u proširenom frekvencijskom opsegu*

Na slikama 3.28 i 3.29 prikazana je uporedna analiza rezultata simulacije i merenja za dodatna merenja u opsegu od 10 MHz do 160 MHz. Upoređivanjem tih rezultata merenja (slike 3.28 i 3.29) sa rezultatima dobijenim pri merenjima u užem frekvencijskom opsegu (slike 3.25 i 3.26), može se primetiti njihovo međusobno manje odstupanje, pre svega u dubinama rezonancija, kao posledica razlike položaja prijernih antena.





*Slika 3.28* Modul koeficijenta refleksije kose monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za konačan model kaveza, za prošireni opseg frekvencija do  $f = 160$  MHz



*Slika 3.29* Modul koeficijenta refleksije horizontalne monopol-antene u kavezu, u funkciji učestanosti, za konačan model kaveza, za prošireni opseg frekvencija do  $f = 160$  MHz

Na kraju, može se reći da je u ovom poglavlju prikazan razvoj simulacionih modela Faradejevog kaveza. Poboljšanja modela dobijana su poredeći rezultate simulacija i rezultate merenja, detektujući, pri tome, uzročnike povećanih gubitaka i parazitnih rezonancija. Uzročnici su uklanjani, jedan po jedan. Konačan model je obuhvatio gubitke usled

površinskog efekta u pločama od kojih je kavez napravljen. Gubici su dobijeni merenjem, a eksperimentalno su detektovana i mesta curenja na sastavima ploča, oko ventilacionih otvora i ulaznih vrata.

Za konačne modele, rezultati simulacija i merenja se dobro slažu i kvalitativno i kvantitativno. Naime, rezonancije u simulacijama imaju iste položaje, kao i u merenjima. Pri tome, relativna razlika između simulacija i merenja po položaju (učestanosti) rezonancija, manja je od 1%. Takođe, relativna razlika vrednosti modula koeficijenta refleksije je neznatna, osim na rezonantnim frekvencijama, što je posledica nesavršenosti modela kaveza.

Na frekvencijama od interesa (50 MHz i 150 MHz), kvantitativna razlika je neznatna, te se može smatrati da postoji dovoljno dobar model Faradejevog kaveza da bi predložena nova metoda mogla da se dalje razvija.

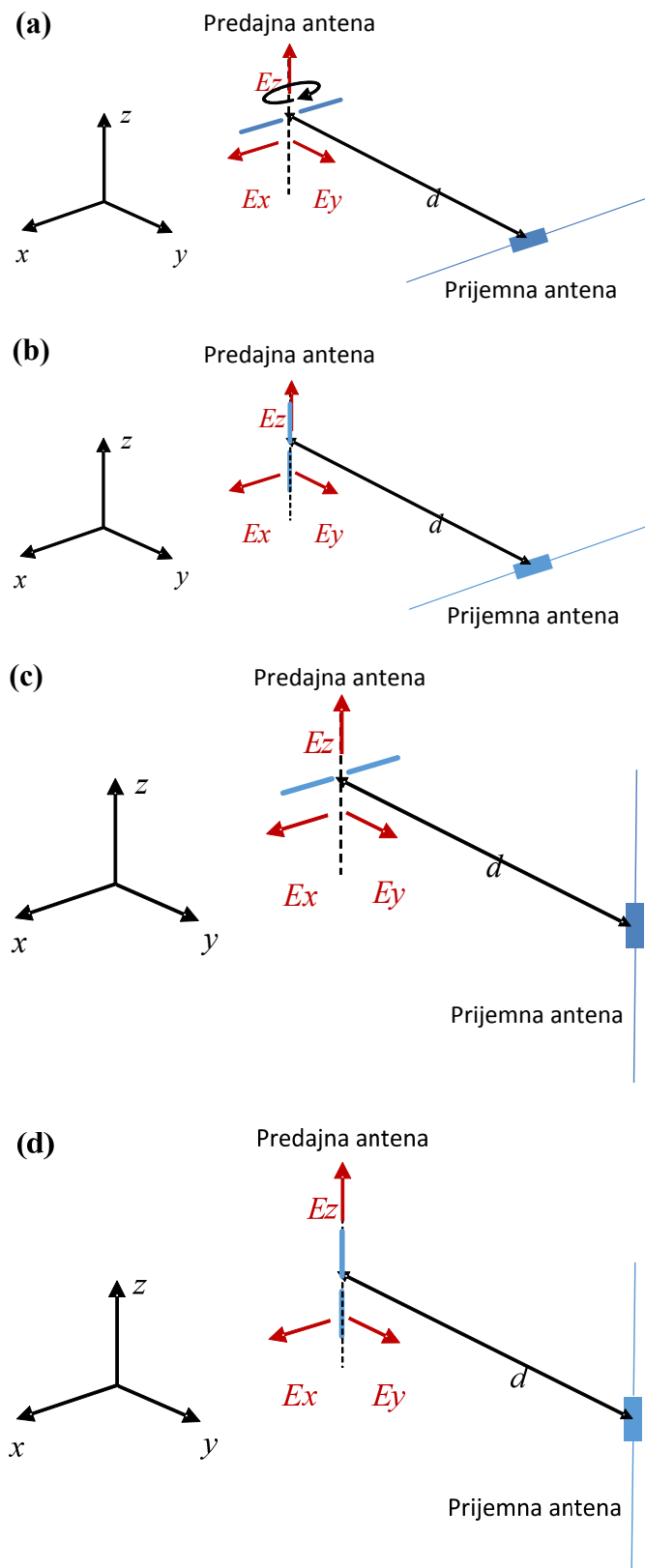
## 4 Merenje ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu i anehoičnoj sobi

### 4.1 Merenje ispitivanog uređaja u anehoičnoj sobi

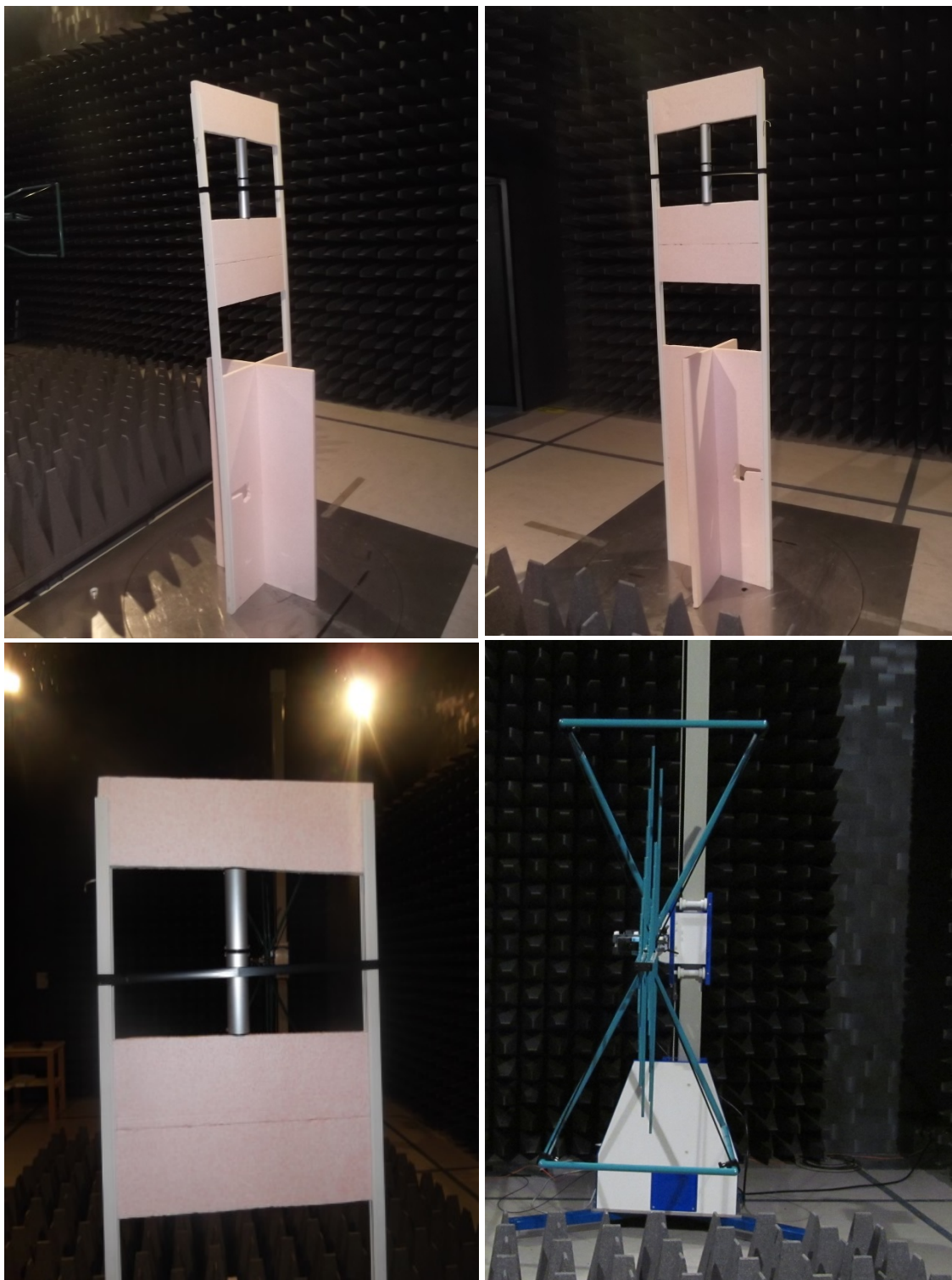
Radi potpune karakterizacije ispitivanog uređaja, realizovana su merenja u anehoičnoj sobi u Idvorski laboratoriji [49]. Cilj merenja je provera parametara izvora (dipola) kroz poređenje nivoa električnog polja dobijenog merenjem, sa onim dobijenim simulacijom (opisano u odeljku 2.2). Merenja su realizovana na dve frekvencije, na 50 MHz i 150 MHz, što odgovara talasnim dužinama od  $\lambda = 6$  m i  $\lambda = 2$  m, respektivno. Izvršena su četiri tipa merenja, koja odgovaraju različitim položajima predajne, odnosno prijemne antene. Položaji antena, kao i osnovne šeme merenja, koje odgovaraju određenim položajima su prikazani na slici 4.1 (prijemna antena je na slici nacrtana uprošćeno), i to:

- položaj 1 – horizontalna polarizacija prijemne i predajne antene,
- položaj 2 – vertikalna polarizacija predajne i horizontalna polarizacija prijemne antene,
- položaj 3 – horizontalna polarizacija predajne i vertikalna polarizacija prijemne antene,
- položaj 4 – vertikalna polarizacija predajne i prijemne antene.

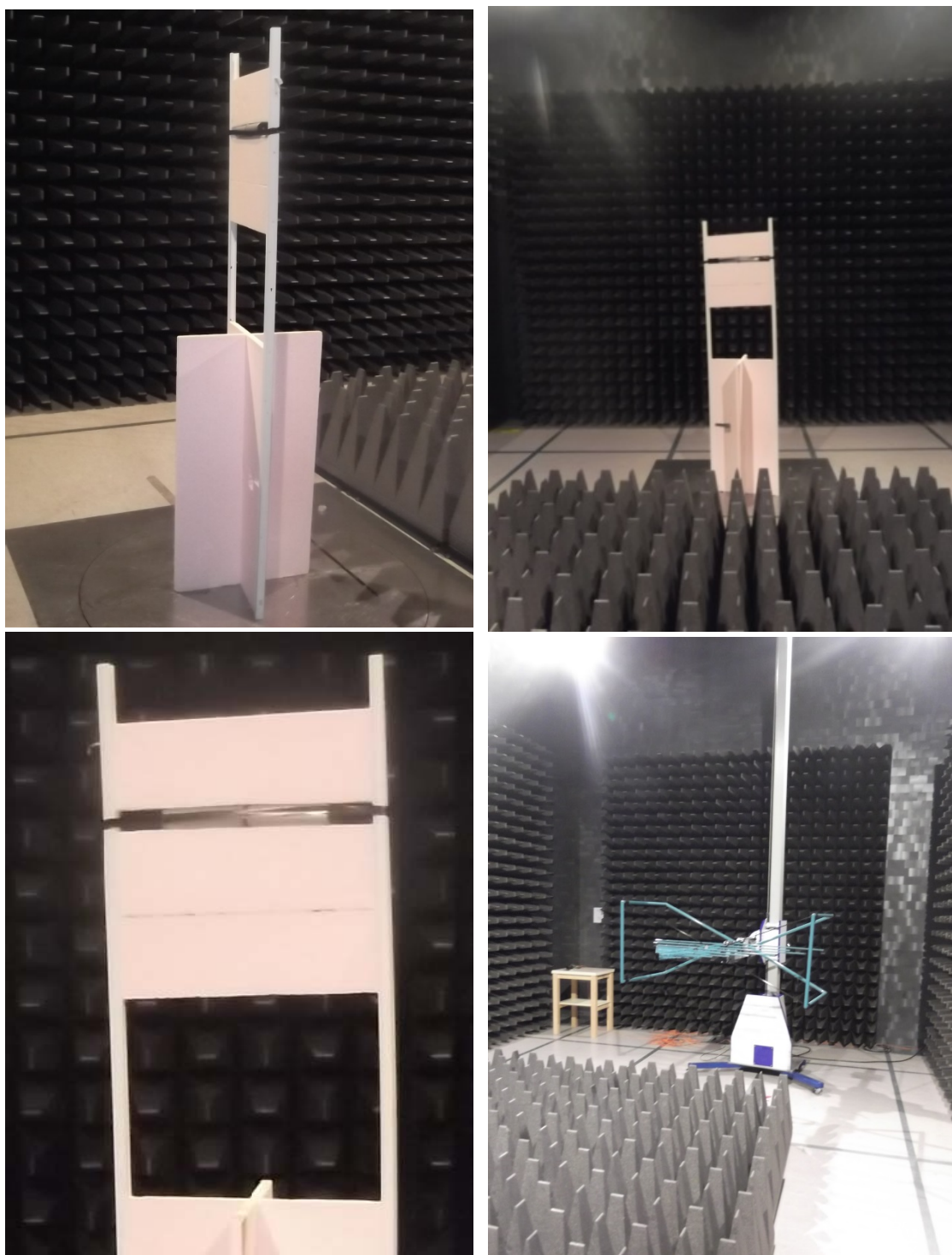
Prijemna antena je TESEQ CBL6144 X-Wing BiLog od 26 MHz do 3 GHz, koja je montirana na postolje proizvođača MATURO na visini od 1,73 m mereno u odnosu na pod. Predajna antena je cevasti dipol (opisan u poglavlju 2) postavljen na obrtno postolje proizvođača MATURO. Predajna antena je fiksirana na visini od 1,73 m u odnosu na obrtno postolje, sa nosačima napravljenim od PVC profila i stiropora, tako da je uticaj nosača na rezultate merenja praktično zanemarljiv. Rastojanje između predajne i prijemne antene iznosi  $d = 3$  m. Na podu između predajne i prijemne antene postavljeni su apsorberi, koji smanjuju neželjene refleksije od poda, čime se praktično postiže efekat anehoične sobe. Merni prijemnik je proizvođača TESEQ, model SMR4503. Na mernom prijemniku je izabrana rezoluciona ćelija opsega od 120 kHz. Merni prijemnik i prijemna antena su povezani koaksijalnim kablovima sa N konektorima. Na slikama 4.2 i 4.3 su prikazane odgovarajuće fotografije merne postavke.



**Slika 4.1** Četiri merne postavke: **(a)** Položaj 1 – horizontalna polarizacija predajne i prijemne antene, **(b)** Položaj 2 – vertikalna polarizacija predajne i horizontalna polarizacija prijemne antene, **(c)** Položaj 3 – horizontalna polarizacija predajne i vertikalna polarizacija prijemne antene, **(d)** Položaj 4 – vertikalna polarizacija predajne i prijemne antene



*Slika 4.2 Fotografije vertikalno polarizovane predajne i prijemne antene*

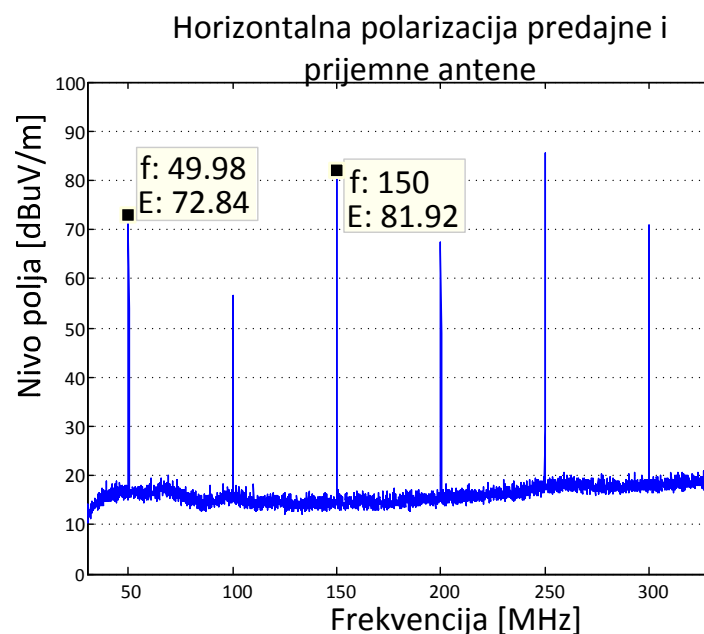


*Slika 4.3 Fotografije horizontalno polarizovane predajne i prijemne antene*

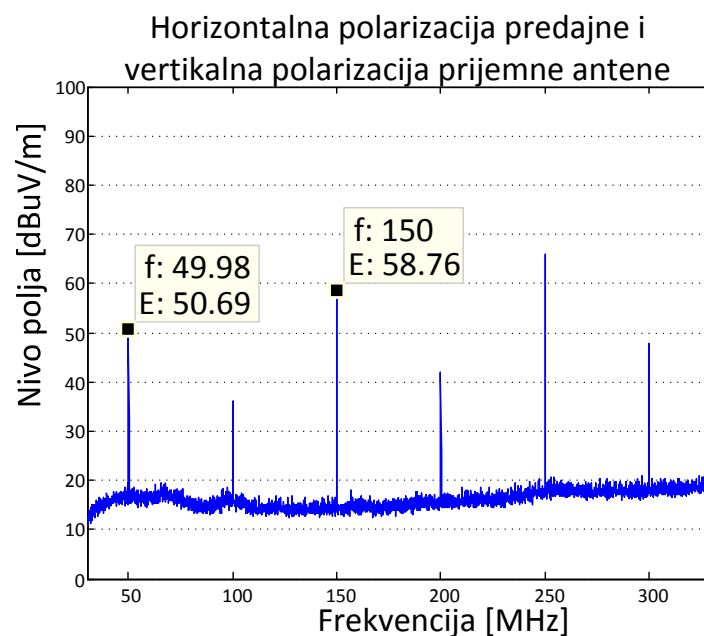
#### **4.2 Rezultati merenja u anehoičnoj sobi**

Nivo električnog polja (referentna efektivna vrednost je  $1 \mu\text{V/m}$ ) na mestu prijemne antene dobija se dodavanjem antenskog faktora (vrednost u decibelima) na izmereni nivo napona

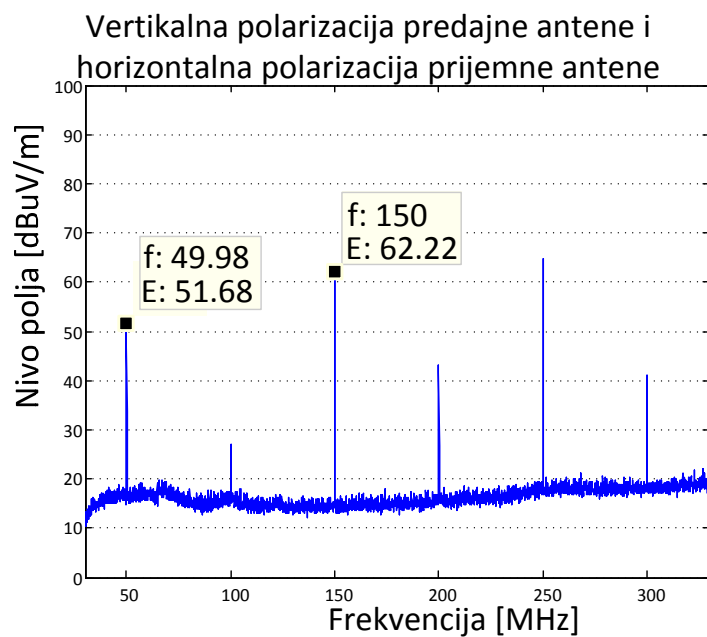
EMI prijemnika (referentna efektivna vrednost je  $1 \mu\text{V}$ ). Na slici 4.4 [39] prikazani su rezultati merenja nivoa električnog polja za četiri merna položaja (merni položaji definisani u poglavlju 4.1). Maksimalni nivoi električnog polja odgovaraju slučajevima kada su prijemna i predajna antena isto polarizovane (položaj 1 i položaj 4). Dobijene razlike u nivoima električnog polja, za frekvencije od 50 MHz i 150 MHz iznose 0,3 dB i 2,3 dB, respektivno. One su dobijene očitavanjem naznačenih nivoa električnog polja sa dijagrama (slika 4.4 (a) i slika 4.4 (d)).



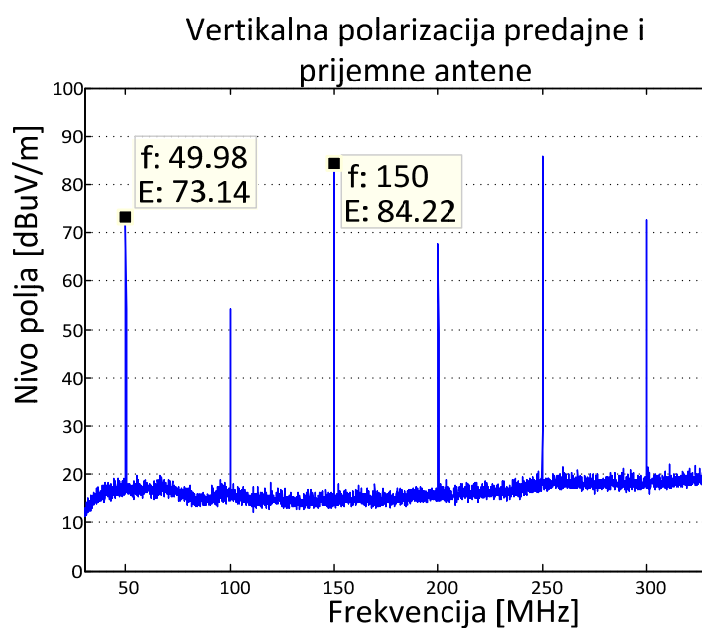
(a)



(b)



(c)



(d)

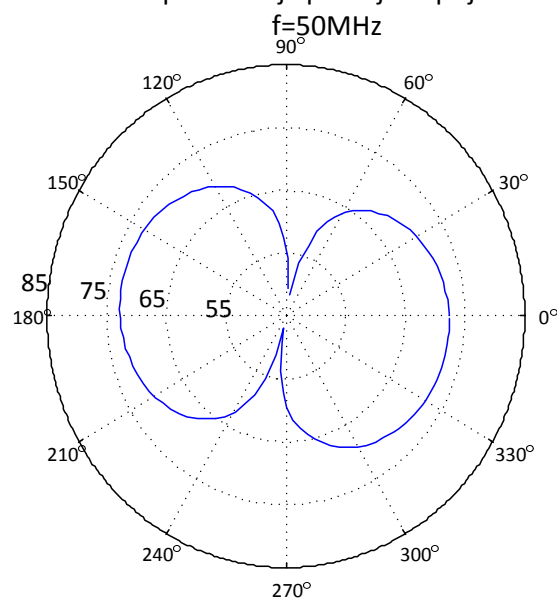
**Slika 4.4** Maksimalna vrednost polja u zavisnosti od frekvencije za: **(a)** položaj 1, **(b)** položaj 2, **(c)** položaj 3, **(d)** položaj 4

Razlike nivoa električnog polja u slučajevima kada su antene u istoj polarizaciji u odnosu na slučajeve kada su antene ortogonalno polarizovane veće su od 20 dB. Time je i potvrđena linijska polarizacija uređaja koji se testira. Na polarnim dijagramima na slici 4.5 [39] su prikazani nivoi električnog polja u zavisnosti od ugla rotacije, za dve frekvencije (50 MHz i



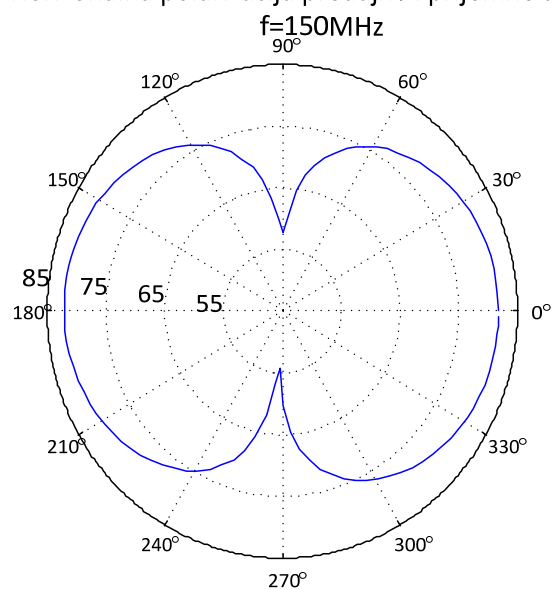
150 MHz), u slučaju kada su prijemna i predajna antena horizontalno polarizovane (položaj 1).

Horizontalna polarizacija predajne i prijemne antene,



(a)

Horizontalna polarizacija predajne i prijemne antene,



(b)

**Slika 4.5** Polarni prikaz nivoa električnog polja u  $\text{dB}\mu\text{V/m}$  u funkciji ugla rotacije, za horizontalnu polarizaciju antena, za frekvenciju: (a)  $f = 50 \text{ MHz}$  i (b)  $f = 150 \text{ MHz}$

Navedena merenja moguće je sublimirati navodeći samo rezultate maksimalnog nivoa električnog polja (videti tabelu 4.1) [39]. Horizontalna polarizacija se odnosi na merenja koja odgovaraju položaju 1, tj. slučaju kada su predajna i prijemna antena horizontalno

postavljene, za ugao rotacije kojim se dobija maksimalni nivo električnog polja. Vertikalna polarizacija se odnosi na slučaj kada su obe antene u vertikalnoj poziciji u odnosu na pod (položaj 4). Navedene vrednosti predstavljaju maksimalne nivoe električnog polja i one su ujedno i referentne vrednosti za dokazivanje tačnosti nove metode.

Vrednosti proširene merne nesigurnosti su prikazane u tabeli 4.1. One su uzete iz budžeta merne nesigurnosti za merenja nivoa električnog polja i u nju su uključene uticajne veličine koje opisuju tačnosti merne instrumentacije i opreme, kao i nesavršenosti mernog prostora.

**Tabela 4.1** Maksimalni nivoi električnog polja uređaja koji se ispituje na rastojanju  $d=3$  m

$f$ [MHz]	Horizontalna polarizacija $E$ [dB $\mu$ V/m]	Vertikalna polarizacija $E$ [dB $\mu$ V/m]	Proširena merna nesigurnost za horizontalnu polarizaciju $U(F_s)$ [dB]	Proširena merna nesigurnost za vertikalnu polarizaciju $U(F_s)$ [dB]
50	72.8	73.1	4.9	5.0
150	81.9	84.2	4.9	5.0

### 4.3 Merenje ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu

Na kraju, realizovana su merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu, koji se nalazi u Tehničkom opitnom centru. Podaci dobijeni ovim merenjima su ujedno ulazni podaci u inverznom algoritmu. Rezultati merenja su prikazani kroz tri serije merenja, onako kako se metod razvijao. Serije merenja se međusobno razlikuju u mernim postavkama. Merenja u trećoj seriji su realizovana u dve grupe.

#### 4.3.1 Prva serija merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu

Prijemna antena u prvoj seriji merenja je horizontalni monopol, koji je normalno postavljen na konektorsko polje vertikalnog zida kaveza (slika 3.6). Visina na kojoj je postavljen iznosi 1,13 m mereno u odnosu na pod. Dužina monopola je 1,014 m. Predajna antena je ista kao u slučaju merenja u anehoičnoj sobi (cevasti dipol), a postavljena je na tripod sa uglomerom (slika 4.6). Uglomer je preko osovine u centru tripoda moguće rotirati oko svoje uzdužne ose, što omogućava rotaciju izvora pri merenjima. Tripod je smešten u centar kaveza i spušten do poda, zbog smanjivanja uticaja na rezultate merenja (postolje tripoda i uglomer napravljeni su od aluminijuma). Na obrtni deo spuštenog tripoda (uglomer) je montirana plastična (PVC) cev, koja je dodatno učvršćena drvenom drškom. Na kraju cevi je plastičnim vezicama

učvršćen cevasti dipol, tako da u odnosu na pod može biti horizontalno ili vertikalno orijentisan. Visina cevastog dipola je 1,395 m u odnosu na pod kaveza.



*Slika 4.6 Spušteni tripod sa uglomerom*

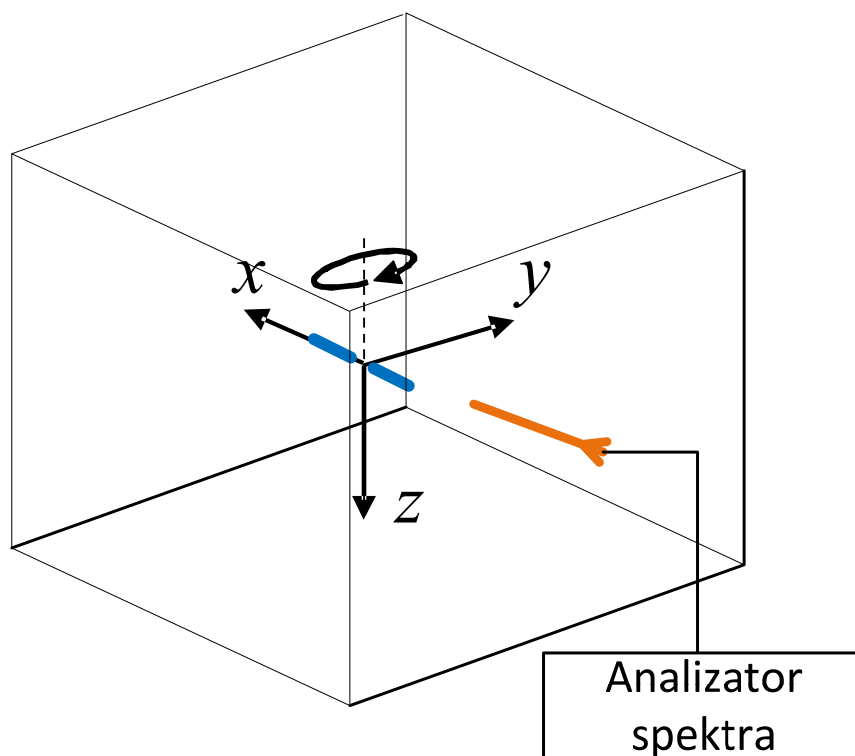
Prijemna antena je zatvorena prenosnim analizatorom spektra (Agilent RF Analyzer FieldFox N9912), koji služi kao merni prijemnik. Podešavanja analizatora su:

- RBW – 75 Hz,
- VBW – 75 Hz,
- Span – 10 kHz,
- Sweep time – 113 ms, 1001 pts,
- Ref. level – -20 dBm.

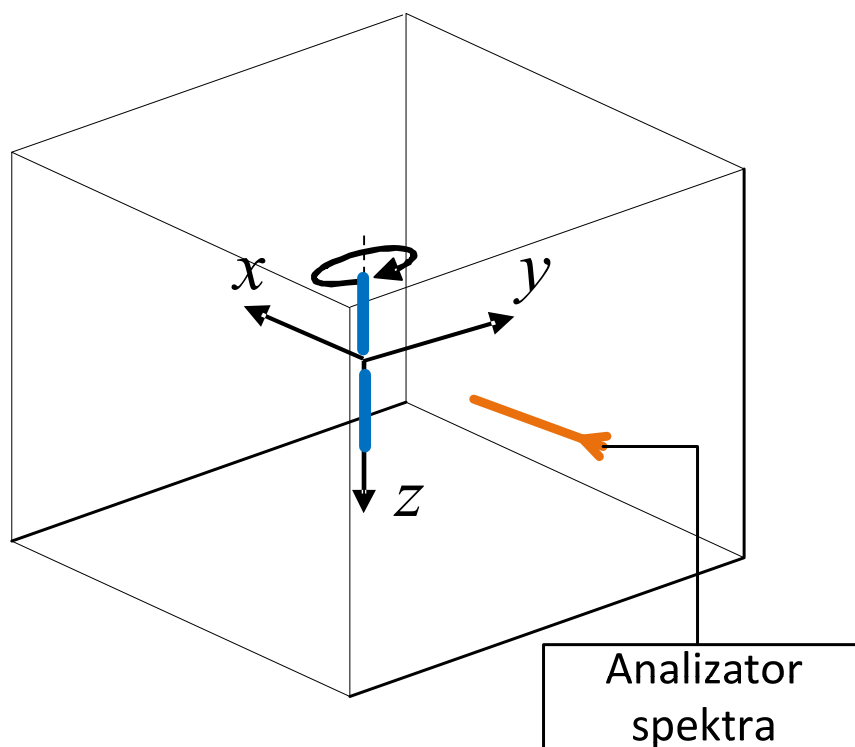
U merenjima je još korišćen koaksijalni kabl sa BNC konektorima (proizvođača EATON) od 1 m i jedan prelaz sa BNC konektora na N konektor (za povezivanje antene i mernog prijemnika). Merenja slabljenja kabla nisu realizovana u ovoj seriji merenja.

Na slici 4.7 je prikazane skice postavki merenja za obe polarizacije (pozicije) predajnog dipola. Za svaku poziciju predajnika realizovano je po 36 merenja, gde su merene snage na

prijemniku za svaki ugao rotacije. Korak rotacije u merenjima iznosi  $10^\circ$ . Na slici 4.8 su prikazane različite fotografije merne postavke eksperimenta.



(a)



(b)

**Slika 4.7** Dve eksperimentalne postavke: (a) pozicija 1 – horizontalna polarizacija predajnog dipola i (b) pozicija 2 – vertikalna polarizacija predajnog dipola



*Slika 4.8 Fotografije merne postavke u Faradejevom kavezu*

### 4.3.2 Rezultati prve serije merenja u Faradejevom kavezu

Na slikama 4.9 i 4.10 [39] su prikazane normalizovane efektivne vrednosti indukovane struje na ulazu mernog prijemnika. Normalizacija je ostvarena deljenjem izmerenih vrednosti sa maksimalnom vrednošću, za svaku frekvenciju posebno. Efektivna vrednost struje je dobijena na osnovu izmerenog nivoa snage mernog prijemnika (referentna snaga je 1 mW), uz pretpostavku da je impedansa mernog prijemnika  $50 \Omega$ .

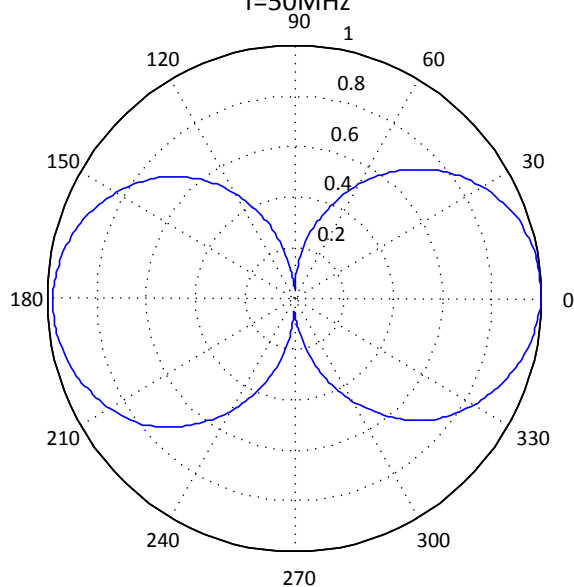
Na osnovu slike 4.9 (b), može se primetiti da je usled refleksija od zidova kaveza, na frekvenciji od  $f = 50$  MHz, moguće meriti polje za slučaj kada su prijemna i predajna antena ortogonalno polarizovane. Nasuprot tome, na frekvenciji od 150 MHz to nije bilo moguće, jer rezultati merenja pokazuju jako slabu spregu prijemne i predajne antene (videti sliku 4.10 (b)). Naime, dobijeni oblik dijagrama nema očekivani oblik kružnice, a postoji i odstupanje rezultata za početni i krajnji ugao rotacije. S obzirom da je predajna antena vertikalno postavljena cevasti dipol, a prijemna antena je postavljena horizontalno, može se iz oblika dijagrama pretpostaviti da, pored vertikalne komponente polja cevastog dipola, na prijemnoj anteni indukovana struja potiče i delom od horizontalne komponente polja cevastog dipola. Upravo ta indukovana struja od strane horizontalne komponente polja dipola utiče na rezultate merenja i onemogućava tačno merenje indukovane struje od strane vertikalne komponente polja. U opštem slučaju, izvor zračenja je nepoznat te je neophodno pronaći adekvatnu mernu postavku kojom se obezbeđuje njegoa karakterizacija, za bilo koji položaj ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu.

Rezultati prve serije merenja koristiće se pre svega u cilju sagledavanja uticaja različitih mernih postavki na rezultate obrade, a ne za samu potvrdu nove metode.

Takođe, neophodno je odrediti uzroke koji dovode do slabe indukcije struje na prijemnoj anteni od strane vertikalne komponente električnog polja izvora. U istraživanjima se prvo pošlo od pretpostavke da je to posledica:

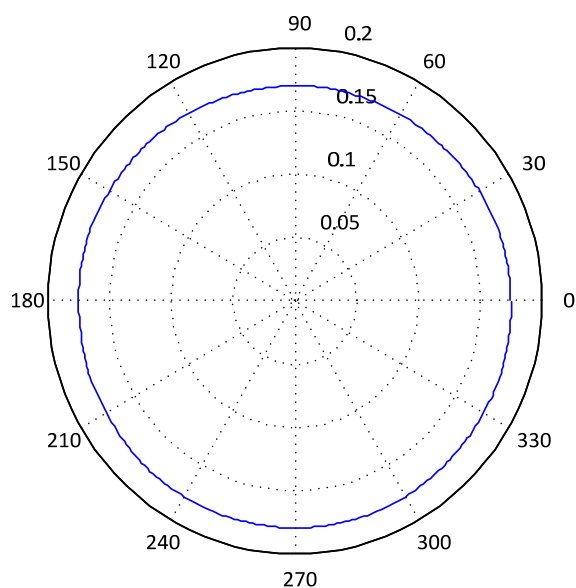
- mogućnosti da prenosni analizator spektra, kojim su realizovana merenja, nije zadovoljavajuće osetljivosti i tačnosti, tj. da se merenja odvijaju u nivoima šuma,
- izraženih uticaja spuštenog tripoda sa uglomerom,
- nesavršenog postavljanja dipola u vertikalni položaj.

Horizontalna polarizacija predajne antene,  
 $f=50\text{MHz}$



**(a)**

Vertikalna polarizacija predajne antene,  $f=50\text{MHz}$

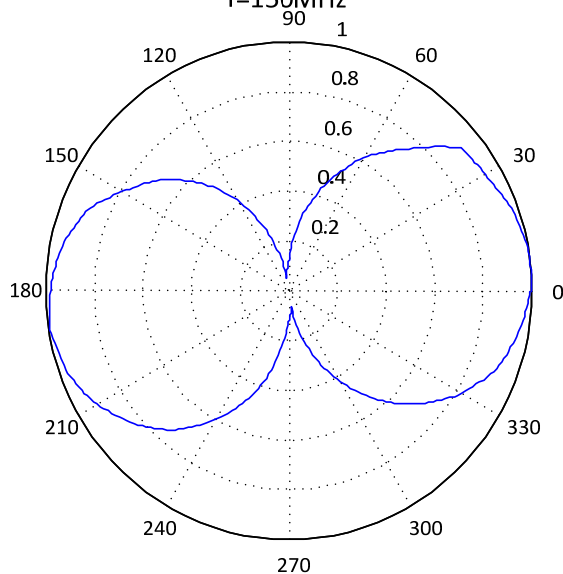


**(b)**

*Slika 4.9 Polarni prikaz prve serije merenja normalizovane efektivne vrednosti struje, na ulazu mernog prijemnika, u funkciji ugla rotacije predajne antene, za  $f=50\text{ MHz}$ :*

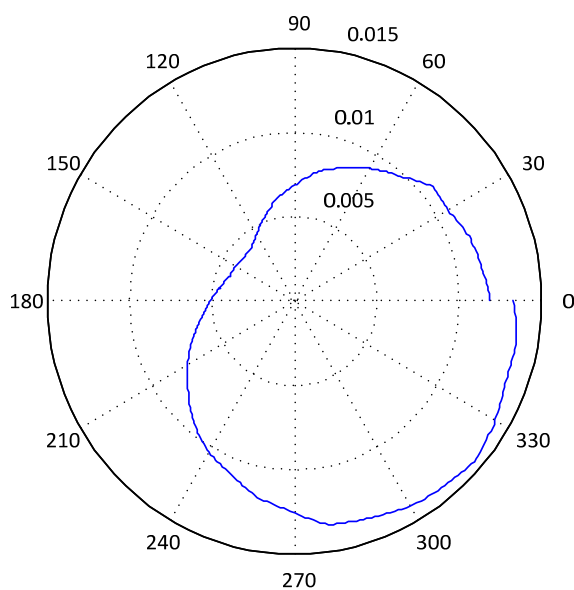
*(a) pozicija 1 i (b) pozicija 2*

Horizontalna polarizacija predajne antene,  
 $f=150\text{MHz}$



(a)

Vertikalna polarizacija predajne antene,  $f=150\text{MHz}$



(b)

**Slika 4.10** Polarni prikaz prve serije merenja normalizovane efektivne vrednosti struje na ulazu mernog prijemnika, u funkciji ugla rotacije predajne antene, za  $f=150\text{MHz}$ :

(a) pozicija 1 i (b) pozicija 2

Da bi se konačno utvrdilo da li neki od pomenutih uzroka značajno utiče na rezultate merenja, neophodno je da se celokupna merenja ponove uz korišćenje sledeće merne postavke:

- laboratorijski analizator spektra veće osetljivosti i tačnosti,



- nosač sa uglomerom od neprovodnih materijala,
- libela za utvrđivanje vertikalnog/horizontalnog položaja predajnog dipola.

#### **4.3.3 Druga serija merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu**

Druga serija merenja je, kao i prva serija merenja, izvršena u Faradejevom kavezu sa horizontalno postavljenom monopol antenom, gde je umesto prenosnog analizatora spektra (Agilent RF Analyzer FieldFox N9912) korišćen EMC Analyzer, Agilent 7402A, koji se odlikuje većom osetljivošću i tačnošću. Podešavanja analizatora spektra su sledeća:

- RBW – 100 Hz,
- VBW – 100 Hz,
- Span – 10 kHz,
- Sweep time – 113 ms, 1001 pts,
- Detector – Peak Detector,
- Power Average – 5.

U merenjima je još korišćen koaksijalni kabl sa N konektorom dužine od 1 m i jedan prelaz sa N konektora na BNC konektor. Gubici kabla i prelaza su izmereni korišćenjem analizatora mreža i iznose 0,45 dB i 0,52 dB na frekvencijama od  $f = 50$  MHz i  $f = 150$  MHz, respektivno.

Zbog zahteva da se izbegnu uticaji tripoda sa uglomerom, napravljen je plastični (PVC) nosač koji može da se rotira oko uzdužne ose i na čijem vrhu je moguće postaviti predajni dipol u obe polarizacione ravni (slika 4.11). Prilikom rotacije moguće je vršiti očitavanje ugla rotacije sa kartonskog uglomera, čiji su podeoci po  $10^\circ$ .

Korak rotacije u ovoj seriji merenja ostao je isti i iznosi  $10^\circ$ . Fotografije mernih postavki za vertikalnu i horizontalnu polarizaciju cevastog dipola su prikazane na slici 4.12.



*Slika 4.11 PVC obrtno postolje sa nosačem dipola i uglomerom za vertikalno i horizontalno orijentisan dipol*



*Slika 4.12* Postavke ponovljenih merenja u Faradejevom kavezu

#### **4.3.4** Rezultati druge serije merenja u Faradejevom kavezu

Rezultati druge serije merenja (normalizovana efektivna vrednost indukovane struje na mernom prijemniku, u funkciji ugla rotacije, za obe frekvencije i polarizacije) su prikazani na

slikama 4.13 i 4.14. Radi upoređivanja rezultata prve i druge serije merenja, na dijagramima su, uz prikaz rezultata iz druge serije merenja, prikazani uporedno i rezultati iz prve serije merenja, uz pretpostavku da su gubici u kablju koji se koristi za povezivanje prijemne antene i mernog prijemnika jednaki u obe serije merenja. Ta pretpostavka nije dokazana merenjima, jer nisu mereni gubici kabla korišćenog u prvoj seriji merenja, već se bazira na činjenici da su njihove dužine jednake (1 m), te je očekivano da su i odgovarajuća slabljenja približna.

Normalizacija efektivnih vrednosti struja mernih prijemnika je realizovana po principu deljenja izmerene struje iz prve odnosno druge serije merenja sa objedinjenom maksimalnom vrednošću efektivne struje iz prve i druge serije merenja, za svaku frekvenciju posebno. Treba imati na umu da su jedine razlike između ove dve serije merenja u korišćenju drugog analizatora spektra i nosača sa uglomerom, kao i preciznijoj početnoj postavci izvora.

Na osnovu upoređivanja rezultata merenja prve i druge serije, može se zapaziti da se normalizovane efektivne vrednosti struja kvalitativno ne razlikuju i da su dobijeni oblici dijagrama za prvu i drugu seriju merenja slični. Jedina značajna razlika se ogleda u kvantitativnim razlikama efektivne vrednosti struje, gde su lokalni maksimumi prve serije merenja za oko 20 % (oko 1,9 dB) manji od lokalnih maksimuma druge serije merenja. Te razlike su posledica različitih uslova merenja, tj. korišćenja različitih analizatora spektra, zatim uticaja metalnih delova spuštenog tripoda sa uglomerom i nepreciznog početnog postavljanja izvora.

Da bi se utvrdio uticaj spuštenog tripoda sa uglomerom, realizovana su simulaciona merenja u programu WIPL-D Pro, sa i bez spuštenog tripoda sa uglomerom. Dobijena razlika nivoa indukovanih struja na prijemnoj anteni je oko 0,2 dB, tako da se može zaključiti da je uticaj spuštenog tripoda zanemarljiv.

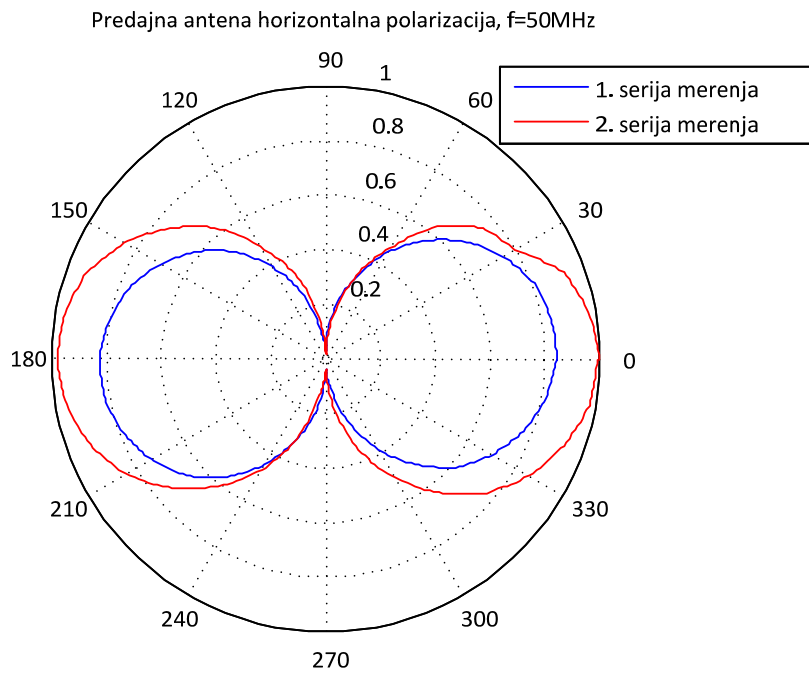
Rezultati dobijeni za vertikalnu polarizaciju predajnog dipola na 150 MHz se ponašaju slično kao rezultati u prvoj seriji merenja. Iz istih razloga kao u prvoj seriji merenja (videti odeljak 4.3.2) se može smatrati da rezultati druge serije merenja nisu pogodni za potvrdu nove metode.

Oblik dijagrama iz druge serije merenja, za vertikalnu polarizaciju izvora, za frekvenciju od 150 MHz, nije oblika kružnice. U traženju razloga za navedeni oblik dijagrama pretpostavilo se da je to posledica nesimetričnog napajanja krakova dipola, što je bilo neophodno potvrditi pomoću numeričkog modela. U programu WIPL-D Pro, napravljene su simulacije, koje odgovaraju merenjima u Faradejevom kavezu, za vertikalnu polarizaciju izvora, na frekvenciji od 150 MHz. Za efektivne vrednosti napona napajanja cevastog dipola,

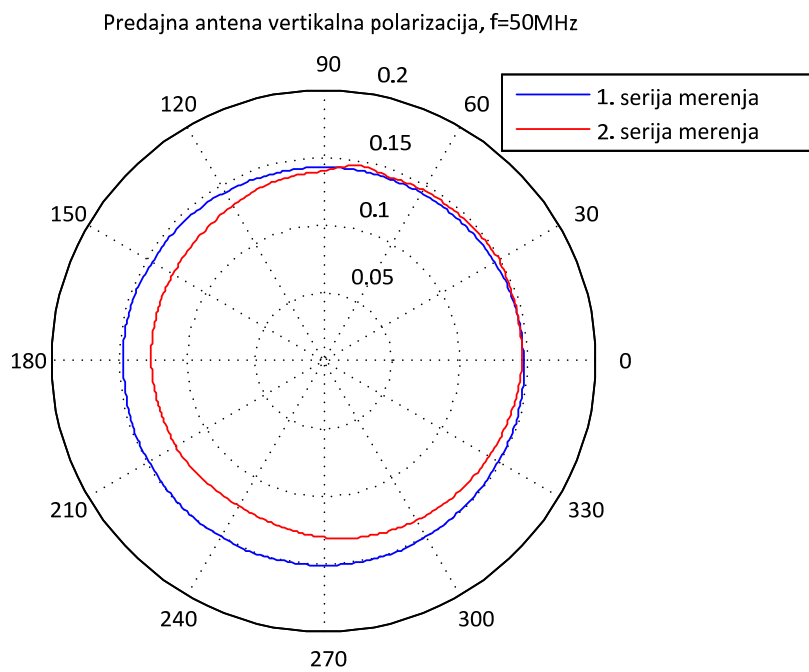
uzete su vrednosti ranije izmerene (videti odeljak 2.2). Na slici 4.15 je prikazan model kaveza razvijen u programu WIPL-D Pro sa uređajem koji se testira u njemu.

Simulirani rezultati merenja u Faradejevom kavezu, za vertikalnu orijentaciju predajne antene, na frekvenciji od  $f = 150$  MHz, su prikazani na slici 4.16. Kao što se može videti u simulacijama merenja, dijagram koji se dobija nije oblika kružnice (očekivano je da se dobije oblik kružnice kada se vertikalno polarizovan dipol meri prijemnom antenom koja je horizontalno polarizovana), već je oblika sličniji „osmici“. To ukazuje na postojanje horizontalne komponente električnog polja izvora, čija polarizacija je ista kao i polarizacija prijemne antene. Poznato nam je da je vertikalna komponenta električnog polja izvora značajno veća od odgovarajuće horizontalne komponente, ali, isto tako, ta vertikalna komponenta električnog polja je ortogonalna u odnosu na prijemnu antenu, te samim tim je i sprega sa prijemnom antenom značajno manja. Razlika nivoa indukovanih struja na prijemnoj anteni kada je ona ortogonalno polarizovana u odnosu na predajnu antenu i slučaja kada je ona isto polarizovana je veća u odnosu na razliku nivoa vertikalne i horizontalne komponente električnog polja predajne antene. To praktično znači da se za određene uglove rotacije, kada su horizontalna komponenta polja izvora i predajne antene isto polarizovane, na prijemnoj anteni dominantno indukuju struje koje potiču od horizontalne komponente polja predajne antene. Time se objašnjava oblik dijagrama, koji se razlikuje od oblika kružnice.

U opštem slučaju, pri merenjima nepoznatog uređaja u Faradejevom kavezu nije unapred poznata njegova polarizacija. Pri tome, neophodno je izbeći slučaj da uređaj pri merenjima bude postavljen tako da dominantna komponenta električnog polja tog uređaja bude ortogonalno polarizovana u odnosu na prijemnu antenu i da se na prijemnoj anteni meri indukovana struja koja potiče od manje horizontalne komponente polja izvora. Jedan od načina da se taj problem prevaziđe je promena polarizacije predajne antene i to tako da se umesto horizontalno polarizovane prijemne antene koristi koso polarizovana prijemna antena, kada je sprega horizontalne i vertikalne komponente električnog polja sa prijemnom antenom i dalje dobra.

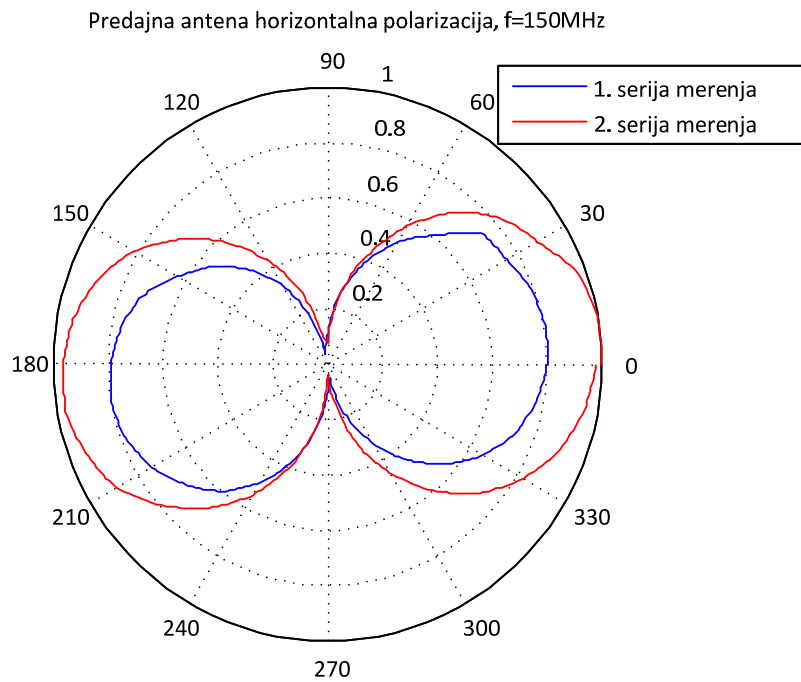


(a)

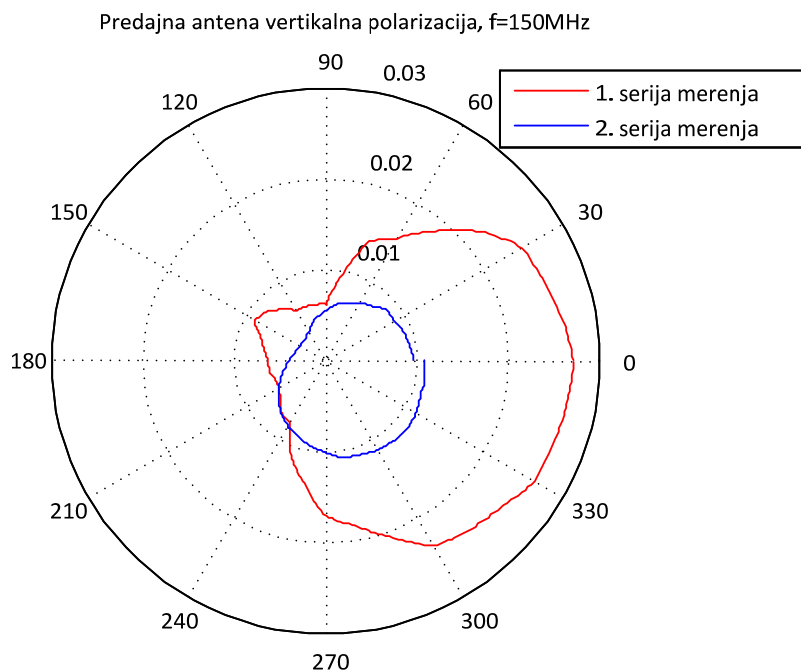


(b)

**Slika 4.13** Uporedni polarni prikaz prve i druge serije merenja normalizovane efektivne vrednosti struje, na ulazu mernog prijemnika, u funkciji ugla rotacije predajne antene, za  $f=50\text{ MHz}$ : (a) pozicija 1 i (b) pozicija 2

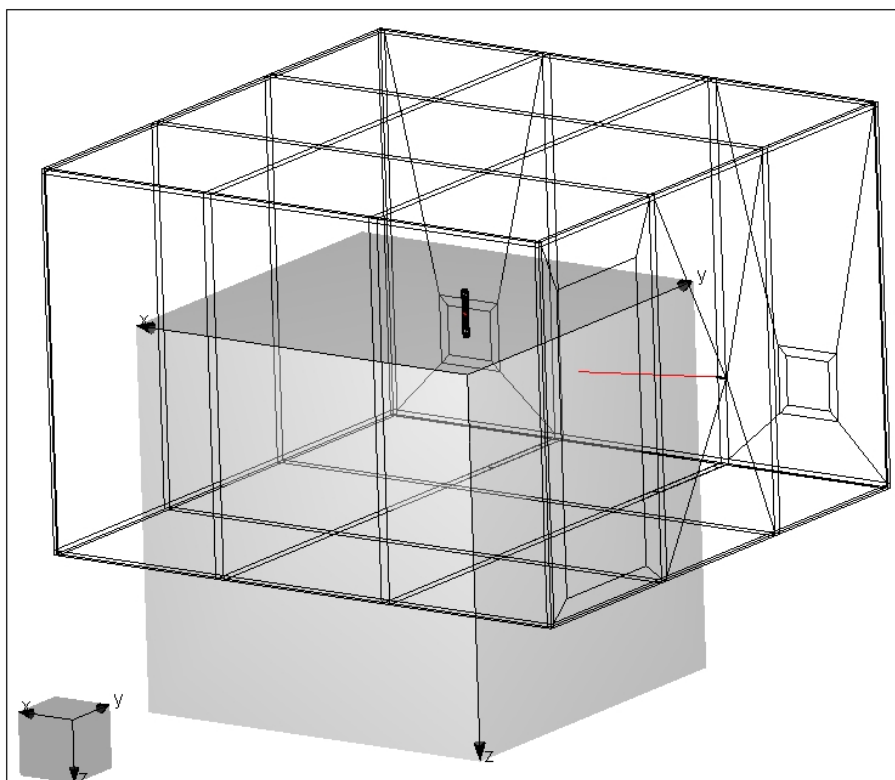


(a)

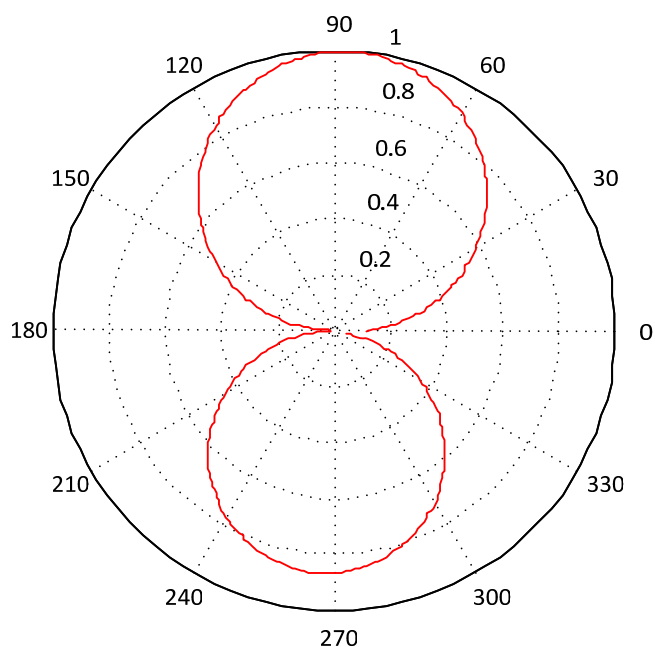


(b)

*Slika 4.14 Uporedni polarni prikaz prve i druge serije merenja normalizovane efektivne vrednosti struje, na ulazu mernog prijemnika, u funkciji ugla rotacije predajne antene, za  $f=150\text{ MHz}$ : (a) pozicija 1 i (b) pozicija 2*



*Slika 4.15 Simulacioni model merenja vertikalnog dipola (uređaja koji se testira, postavljen duž z-ose) u Faradejevom kavezu*



*Slika 4.16 Polarni prikaz simuliranog dijagrama normalizovane efektivne vrednosti struje, na priključku antene, u funkciji ugla rotacije, druge serije merenja, za vertikalno postavljene izvor, prijemna antena horizontalni monopol, za  $f = 150$  MHz*



#### **4.3.5 Treća serija merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu**

Treća serija merenja u Faradejevom kavezu je realizovana koristeći kao prijemnu antenu kosi monopol, umesto horizontalnog monopola. Ona se sastoji od dve grupe merenja. Pri tome, druga grupa merenja je realizovana pod istim uslovima kao i prva grupa merenja. Naime, merenja druge grupe suštinski predstavljaju ponavljanje merenja prve grupe, čija je osnovna svrha da se stekne uvid koliki je uticaj postavke uređaja koji se ispituje i prijemne antene na rezultate merenja. Radi lakše identifikacije, navedene dve grupe merenja u trećoj seriji su označene nazivima: merenja treće serije prva grupa i merenja treće serije druga grupa.

Treća serija merenja se u odnosu na drugu seriju merenja u pogledu merne postavke jedino razlikuje u orijentaciji prijemne antene, tako da je umesto horizontalnog monopola korišćen kosi monopol. Tom promenom se želi postići bolja sprega između prijemne i predajne antene za vertikalnu orijentaciju predajne antene. Ostali elementi merne postavke, kao što je korišćena merna oprema, podešavanje analizatora spektra, položaji dipola, korak rotacije itd., identični su onima navedenim u odeljku 4.3.3 (druga serija merenja). Fotografije postavki treće serije merenja su prikazane na slici 4.17.

#### **4.3.6 Rezultati treće serije merenja ispitivanog uređaja u Faradejevom kavezu**

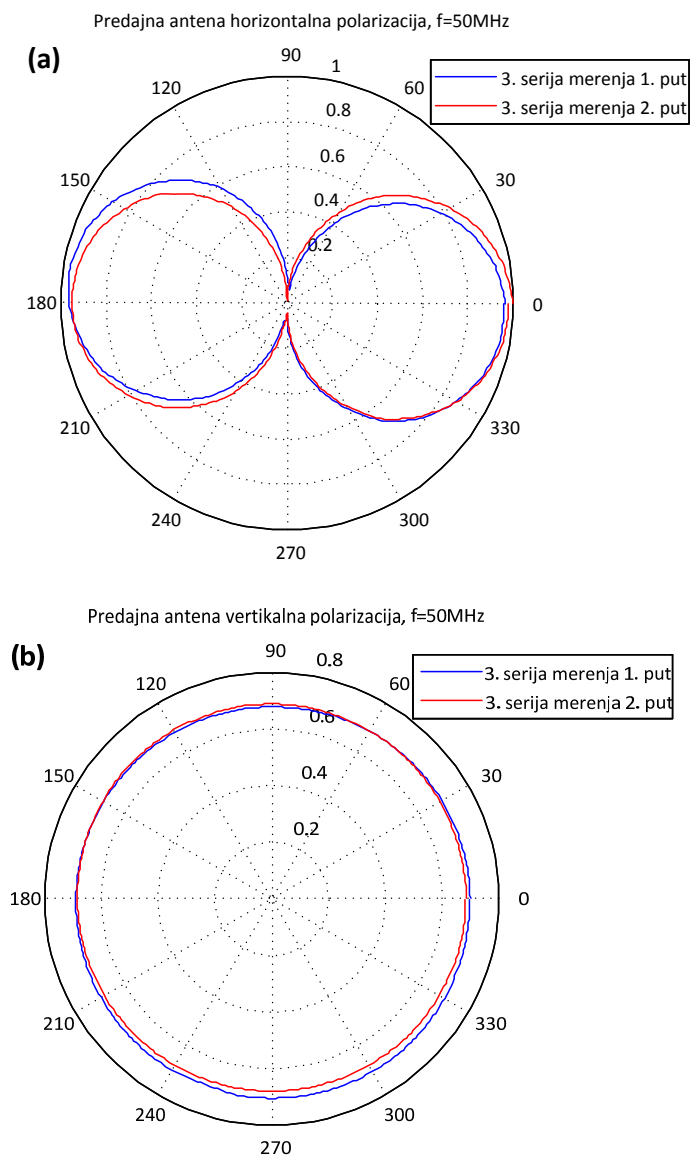
Rezultati merenja normalizovane efektivne vrednosti struje na ulazu mernog prijemnika za treću seriju merenja su prikazani na slikama 4.18 i 4.19. Normalizacija efektivnih vrednosti struja mernih prijemnika je realizovana po principu deljenja izmerene struje sa objedinjenom maksimalnom vrednošću za prvu i drugu grupu merenja, za svaku frekvenciju posebno.

Radi upoređivanja rezultata prve i druge grupe merenja oni su na dijagramima prikazani uporedno. Na osnovu upoređivanja rezultata za prvu i drugu grupu merenja, primećuje se maksimalno odstupanje efektivnih vrednosti struja oko 5 % (0,4 dB).

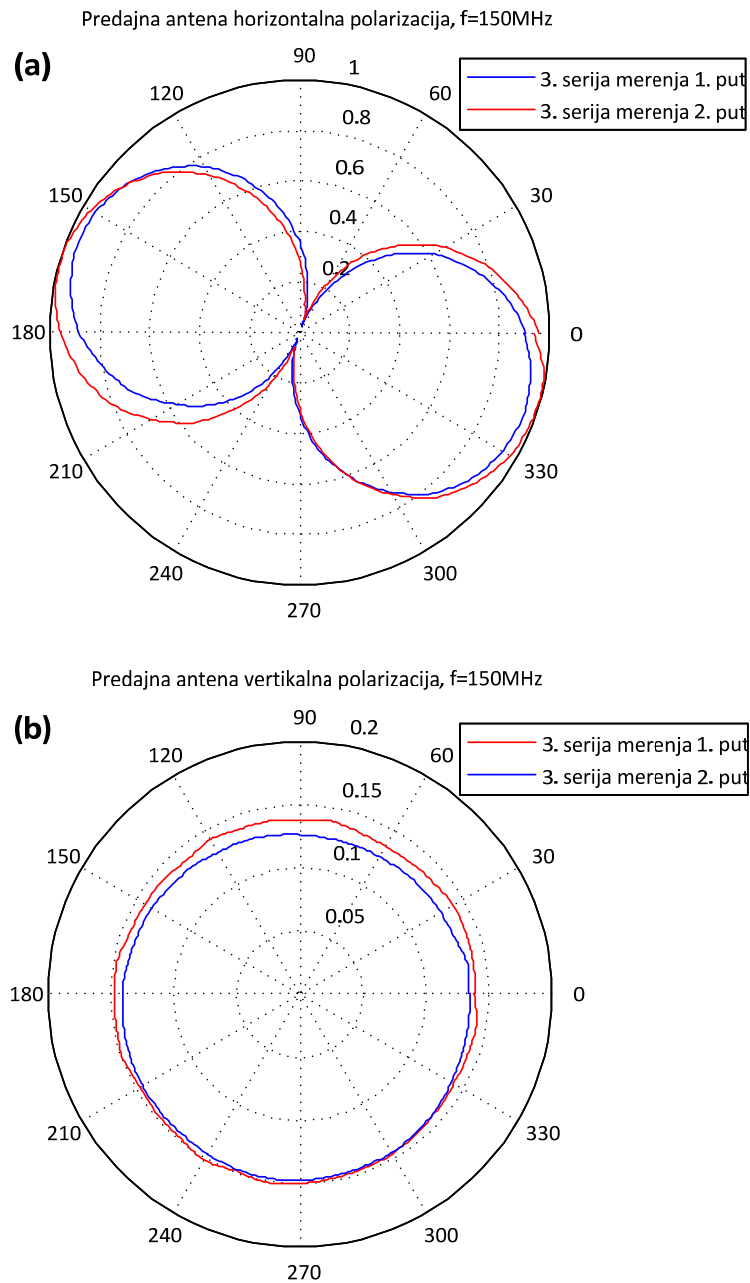
Takođe, u ovoj seriji merenja, sprega predajne antene, vertikalno postavljene, sa prijemnom antenom je primetno bolja, usled kosog položaja monopola. Pri tome, vertikalna komponenta električnog polja izvora dominantno indukuje struje na prijemnoj anteni (prijemniku), što nije bio slučaj u prve dve serije merenja. Dijagrami za vertikalnu polarizaciju dipola, na frekvenciji od 50 MHz i 150 MHz, su oblika kružnice (videti sliku 4.18 (b) i sliku 4.19 (b)), što je u stvari potvrda validnosti rezultata merenja. Naime, kružni oblik dijagrama potvrđuje da vertikalna komponenta polja predajne antene (cevastog dipola) dominantno indukuje struju na prijemnoj anteni. Iz svega navedenog, može se zaključiti da su rezultati treće serije merenja validni i da će se koristiti za potvrdu nove metode.



*Slika 4.17 Fotografije postavki treće serije merenja u Faradejevom kavezu*



**Slika 4.18** Uporedni polarni prikaz treće serije merenja prvi put i treće serije merenja drugi put normalizovane efektivne vrednosti struje, na ulazu mernog prijemnika, u funkciji ugla rotacije predajne antene, za  $f=50\text{ MHz}$ : **(a)** pozicija 1 i **(b)** pozicija 2

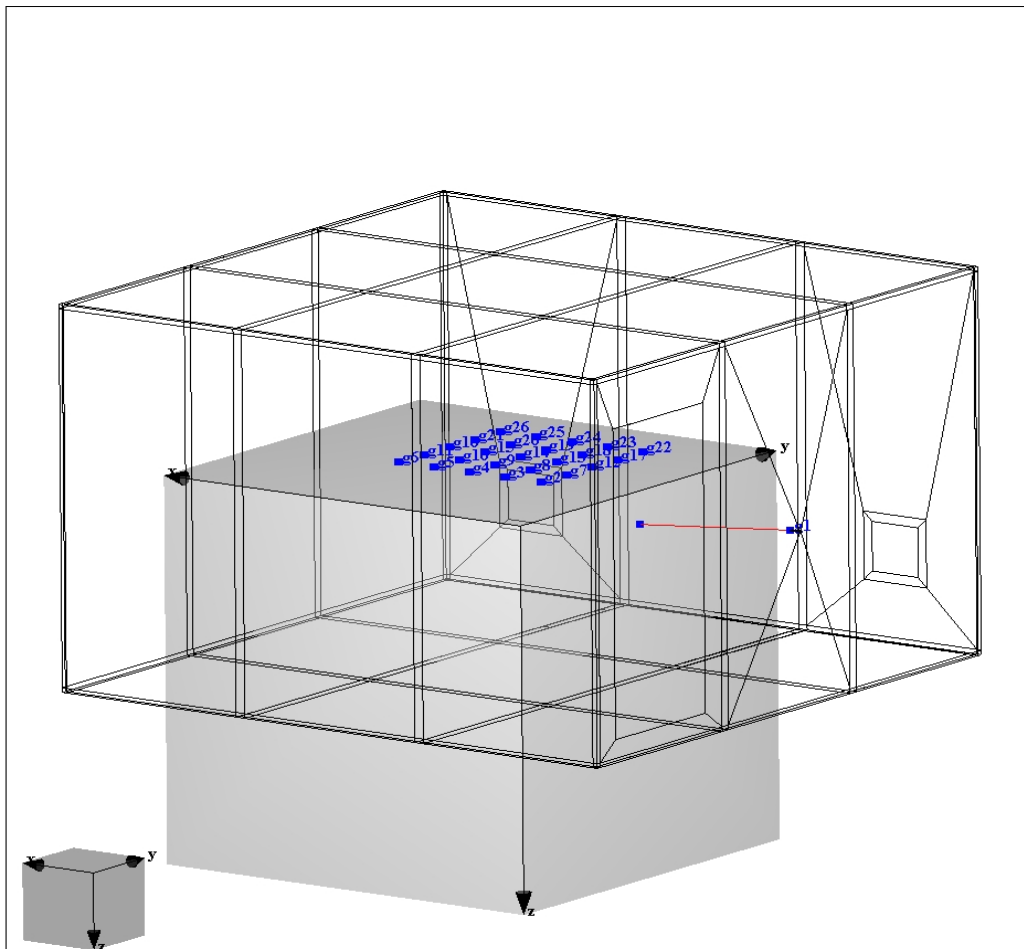


*Slika 4.19 Uporedni polarni prikaz treće serije merenja prvi put i treće serije merenja drugi put normalizovane efektivne vrednosti struje, na ulazu mernog prijemnika, u funkciji ugla rotacije predajne antene, za  $f=150\text{ MHz}$ : **(a)** pozicija 1 i **(b)** pozicija 2*

## 5 Proračun parametara zračenja uređaja novom metodom

### 5.1 Simulacioni model ekvivalentnih dipola

Rešavanje inverznog problema zahteva što precizniji numerički model Faradejevog kaveza. U poglavlju 3 opisan je razvoj modela Faradejevog kaveza sa prijemnom antenom, koji uključuje nesavršenosti zidova, poda i plafona kaveza. Taj model predstavlja osnovu za proračun strujnih odziva ekvivalentnih dipola, koji su smešteni u Faradejev kavez.

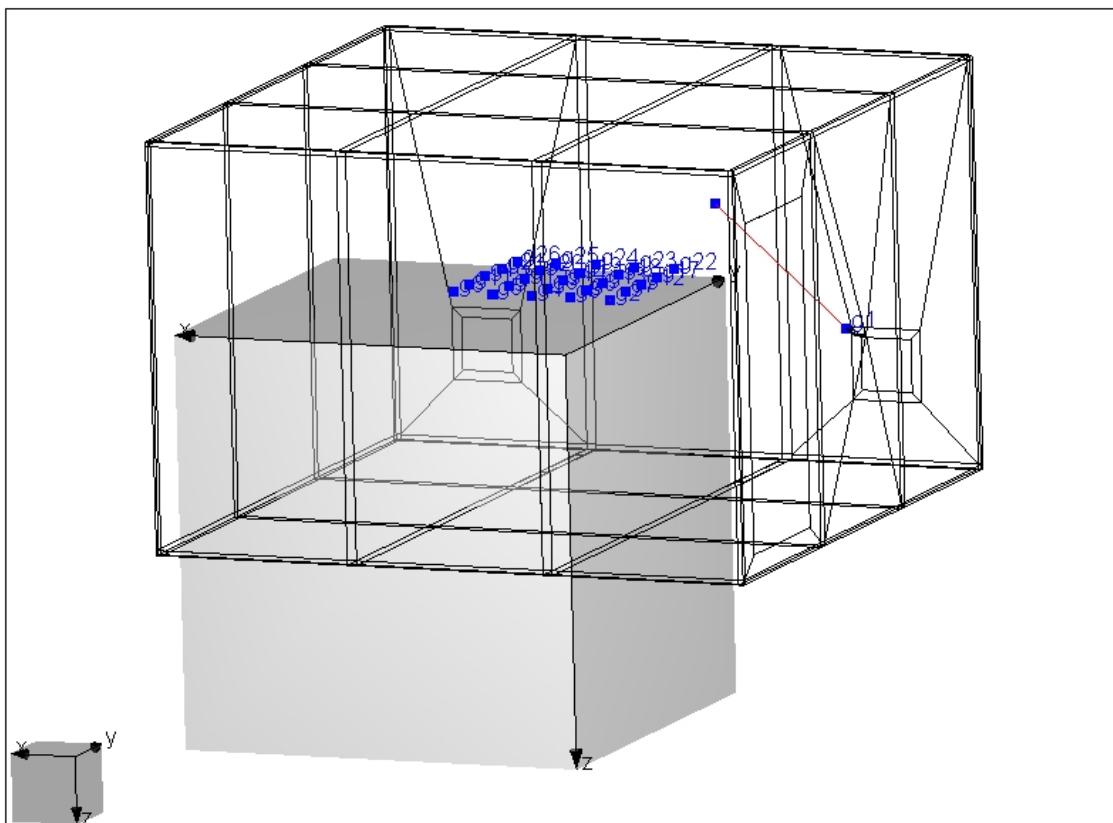


*Slika 5.1 Simulacioni model Faradejevog kaveza sa prijemnim horizontalnim monopolom i ekvivalentnim dipolima, koji su postavljeni duž x-ose, za nulti ugao rotacije*

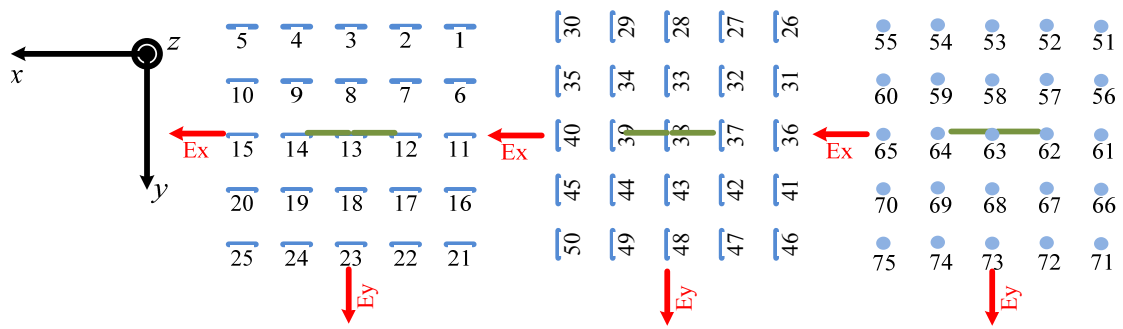
Kao što je opisano u poglavlju 1, u model kaveza postavlja se mreža ekvivalentnih dipola. Ona je postavljena tako da pozicija centra mreže odgovara poziciji centra cevastog dipola pri merenjima u Faradejevom kavezu. Primer simulacionog modela Faradejevog kaveza, sa horizontalnom monopol antenom i mrežom ekvivalentnih dipola, prikazan je na slici 5.1.

Odabrana mreža je dimenzija 5 x 5, sa ukupno 25 čvorova. U svakom čvoru nalaze se po tri ortogonalna dipola, od kojih je svaki paralelan odgovarajućoj osi Dekartovog koordinatnog sistema. Zbog lakše manipulacije pri rotaciji mreže dipola, kao i lakše obrade rezultata simulacije, model je “razbijen” na tri manja modela, gde pravci ekvivalentnih dipola odgovaraju pravcima osa Dekartovog koordinatnog sistema. Na slici 5.1 i slici 5.2 prikazani su simulacioni modeli namenjeni za određivanje odziva ekvivalentnih dipola, za slučaj horizontalne i kose monopol antene. Takođe, na pomenutim slikama ekvivalentni dipoli su postavljeni paralelno  $x$ -osi.

Ekvivalentne dipole smo numerisali kao što je prikazano na slici 5.3. Radi opšteg sagledavanja cevasti dipol je smešten u centru mreže i obeležen zelenom bojom. Dimenzije prostora Faradejevog kaveza koji je pokriven ekvivalentnim dipolima, iznose  $1\text{m} \times 1\text{m}$ . Dužina i poluprečnik ekvivalentnog dipola su 2 mm i 0,1 mm, respektivno.

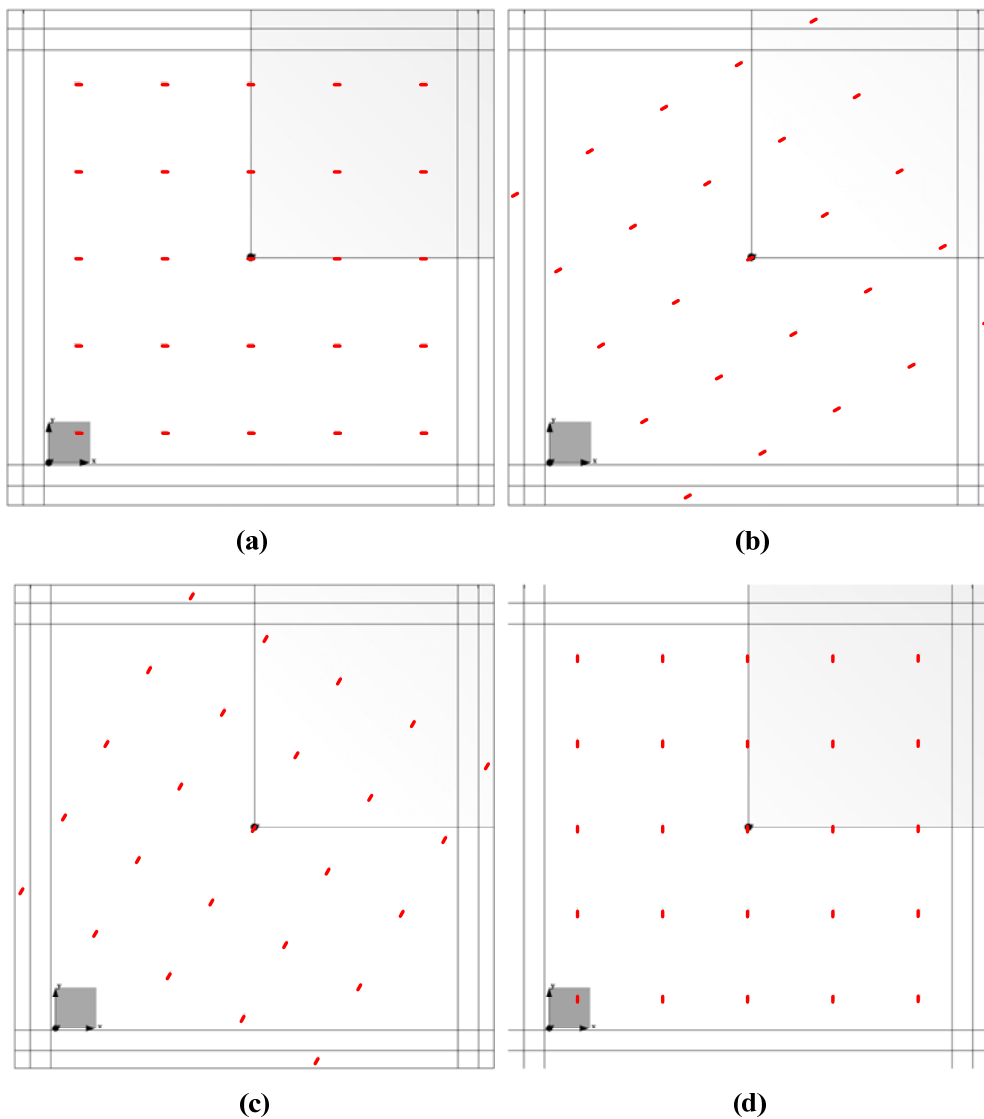


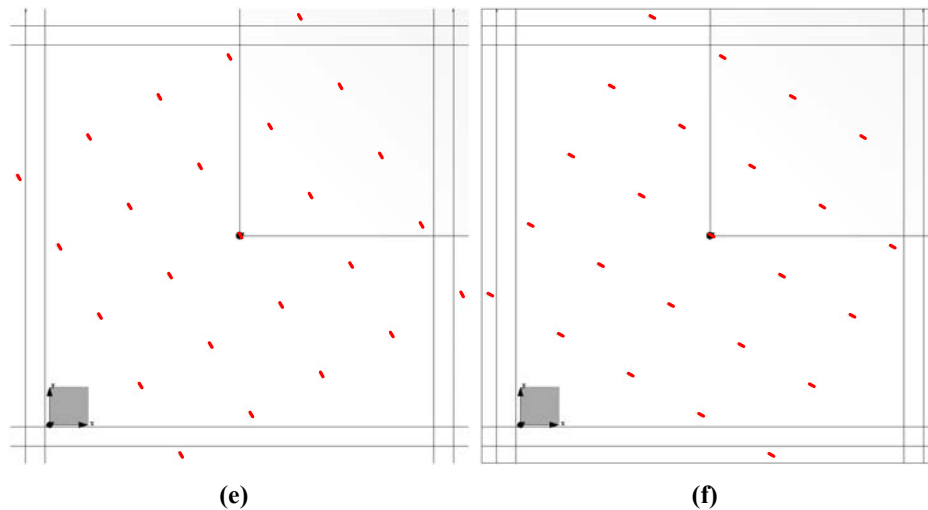
*Slika 5.2 Simulacioni model Faradejevog kaveza sa prijemnim kosim monopolom i ekvivalentnim dipolima, koji su postavljeni duž  $x$ -ose, za multi ugao rotacije*



**Slika 5.3** Numeracija ekvivalentnih dipola

Tokom merenja u Faradejevom kavezu DUT (cevasti dipol) se rotira oko  $z$ -ose sa korakom od  $10^\circ$ . Slično tome, u simulacionim modelima se celokupna mreža rotira oko  $z$ -ose (videti sliku 5.4), za odgovarajuće uglove.





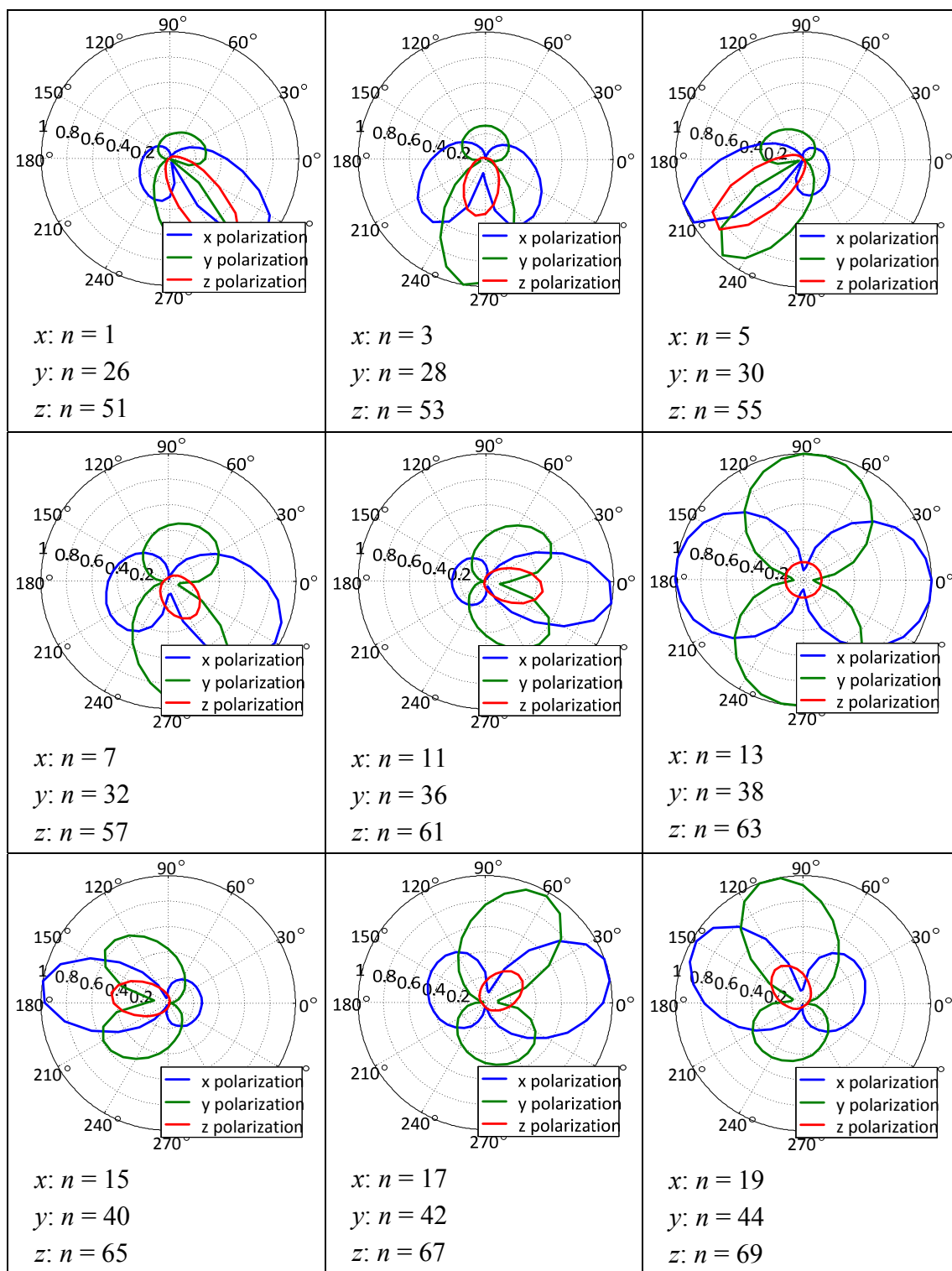
**Slika 5.4** Rotacija ekvivalentnih dipola: **(a)** rotacija  $0^\circ$ , **(b)** rotacija  $30^\circ$ , **(c)** rotacija  $60^\circ$ , **(d)** rotacija  $90^\circ$ , **(e)** rotacija  $120^\circ$ , **(f)** rotacija  $150^\circ$

## 5.2 Rezultati simulacije odziva ekvivalentnih dipola

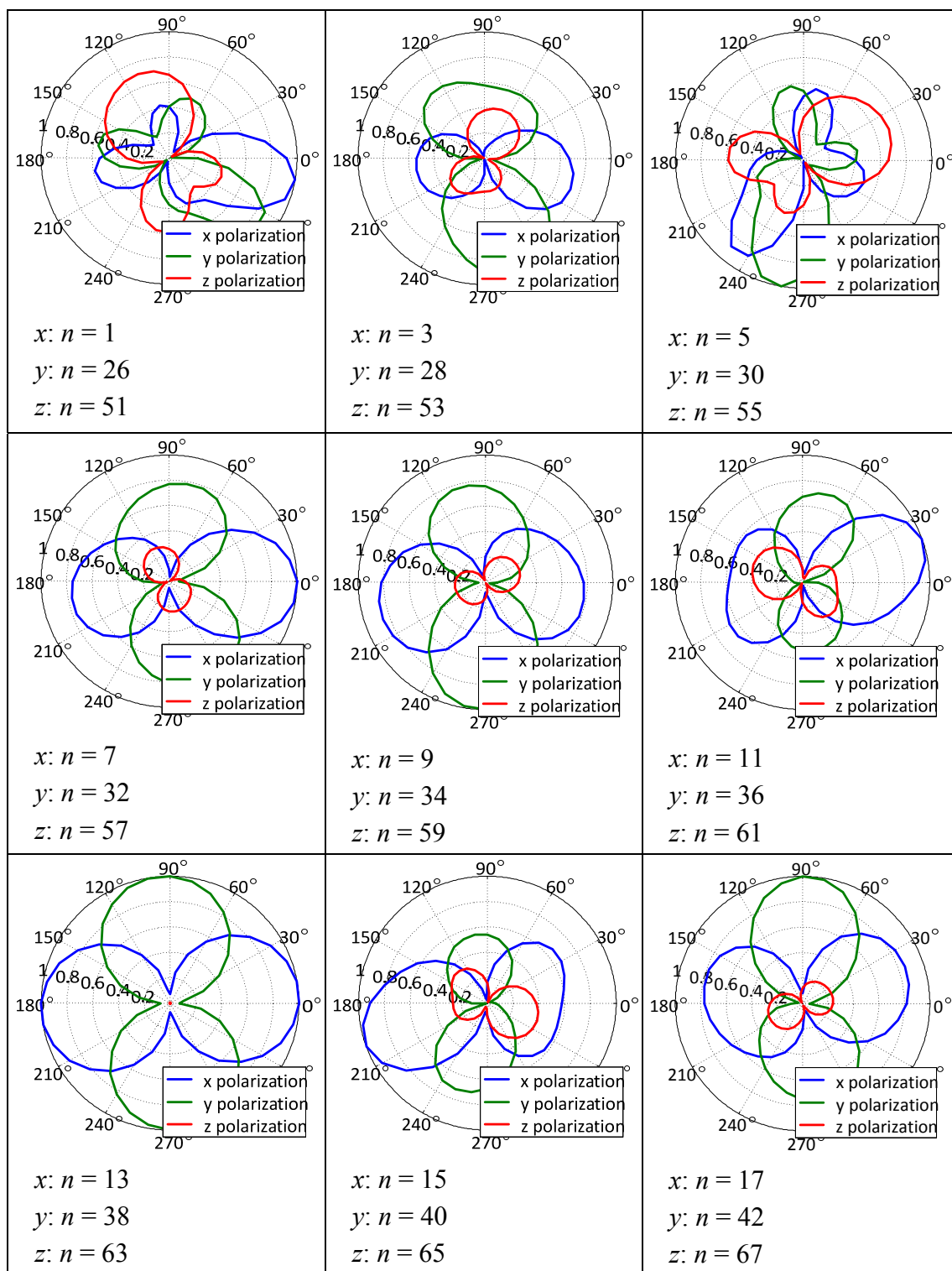
Za potrebe optimizacije rezultata dobijenih merenjima u Faradejevom kavezu, simulaciono su proračunati odzivi ekvivalentnih dipola. Pod pojmom „odziv ekvivalentnog dipola“, podrazumevamo simulaciono određen dijagram efektivne vrednosti indukovane struje na mestu pristupa prijemne antene koju ekvivalentni dipol indukuje kada se u mreži rotira oko  $z$ -ose. Primeri rotacije mreže ekvivalentnih dipola oko  $z$ -ose, su prikazani na slici 5.4. Pri tome, prijemna antena (monopol antena) je na svom kraju zatvorena sa otpornikom otpornosti od  $50 \Omega$ .

Normalizovani odzivi ekvivalentnih dipola su prikazani na slikama 5.5 i 5.6 [36], za horizontalni monopol, a na slikama 5.7 i 5.8 za kosi monopol. Odzivi ekvivalentnih dipola su određeni za sve položaje dipola u mreži, za obe frekvencije ( $f = 50 \text{ MHz}$  i  $f = 150 \text{ MHz}$ ). Na prethodno navedenim slikama su prikazani samo odzivi za karakteristične ekvivalentne dipole. Indeks  $n$  na slikama označava broj ekvivalentnog dipola u mreži u skladu sa usvojenom numeracijom sa slike 5.3. Na osnovu rezultata se može primetiti da, usled uticaja kaveza, svaki ekvivalentni dipol ima specifičan oblik dijagrama. Centralni dipol u mreži, sa indeksima 13 i 38, ima simetričan oblik dijagrama.

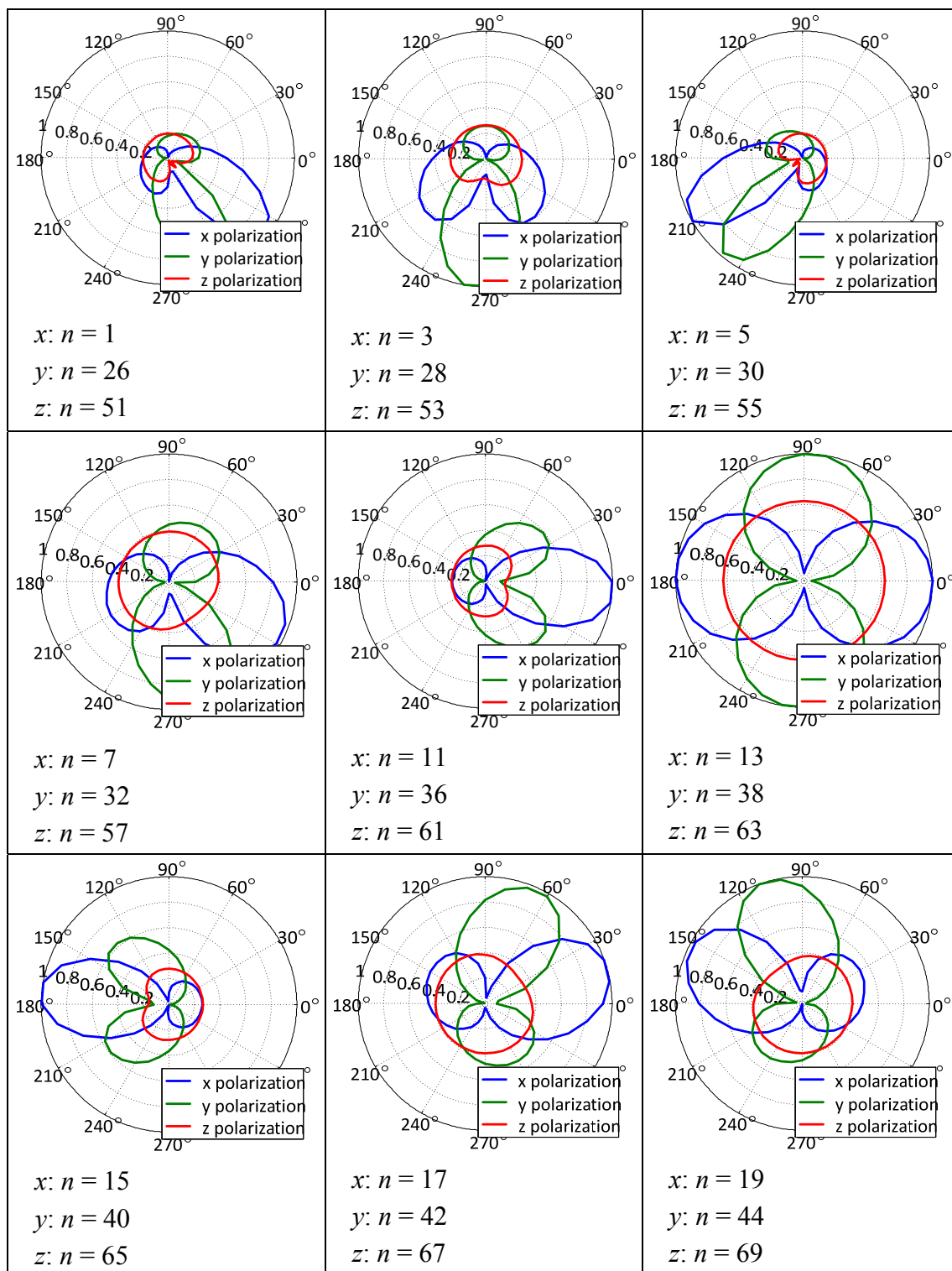




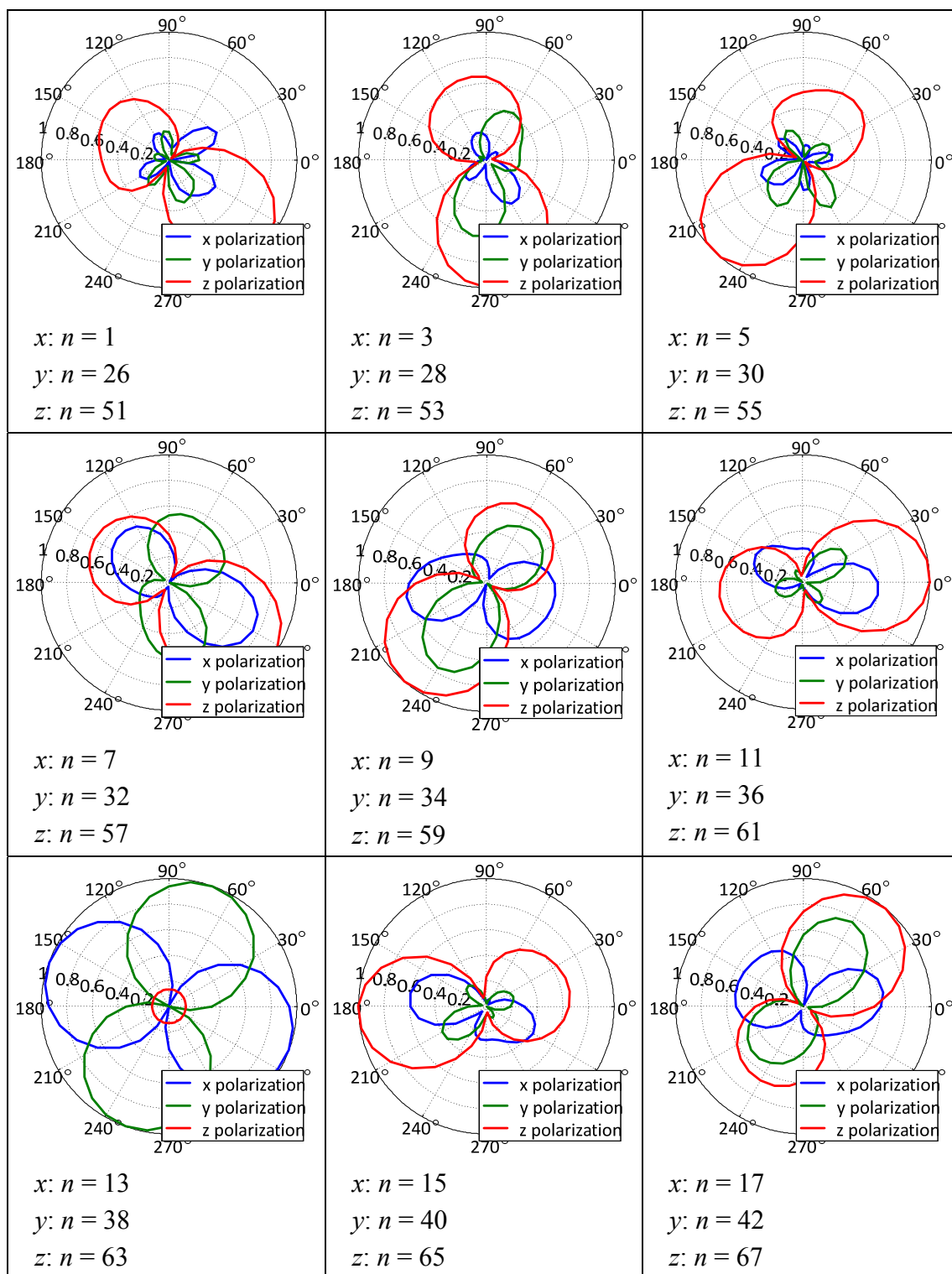
*Slika 5.5 Simulirana vrednost struje koju indukuje  $k$ -ti ekvivalentni dipol u prijemnoj anteni, na mestu konektora (horizontalni monopol), za  $f = 50$  MHz, za sve tri polarizacije*



*Slika 5.6 Simulirana vrednost struje koju indukuje k-ti ekvivalentni dipol u prijemnoj anteni, na mestu konektora (horizontalni monopol), za  $f = 150$  MHz, za sve tri polarizacije*



*Slika 5.7 Simulirana vrednost struje koju indukuje k-ti ekvivalentni dipol u prijemnoj anteni, na mestu konektora (kosi monopol), za  $f = 50$  MHz, za sve tri polarizacije*



*Slika 5.8 Simulirana vrednost struje koju indukuje k-ti ekvivalentni dipol u prijemnoj anteni, na mestu konektora (kosi monopol), za  $f = 150$  MHz, za sve tri polarizacije*

### 5.3 Optimizacija

Pod pojmom optimizacije podrazumevamo postupak kojim se, pomoću tehnike obrade retkih signala, na osnovu linearnog elektromagnetskog modela, dobijaju parametri izvora elektromagnetskog zračenja (ekvivalentni dipoli) [33] i [39]. Na osnovu tih parametara moguće je odrediti vrednosti električnog polja koje taj izvor stvara u proizvoljnom elektromagnetskom okruženju uz pretpostavku da su momenti tih ekvivalentnih izvora nezavisni od okruženja u kome se nalaze. U konkretnom slučaju, okruženje od interesa je slobodan prostor.

Parametri ekvivalentnih izvora određuju se minimizacijom funkcije (1.11) koju, radi bolje preglednosti, ponovo navodimo

$$\left\| \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{k} - \mathbf{i} \right\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{k}\|_1, \quad (6.1)$$

gde je  $\mathbf{k}$  nepoznati vektor koji sadrži magnitudo ekvivalentnih izvora,  $\tilde{\mathbf{H}}$  je matrica sistema koja sadrži strujne odzive ekvivalentnih dipola u Faradejevom kavezu,  $\mathbf{i}$  je vektor koji sadrži struje izmerene na pristupu prijemne antene, a  $\lambda$  je koeficijent regularizacije. Rešenje (6.1), zavisi od koeficijenta regularizacije. U radu smo njegovu vrednost proračunavali primenom L-krive, koja obezbeđuje izdvajanje dominantnog člana. Ostali članovi vektora  $\mathbf{k}$  su zanemarljive vrednosti.

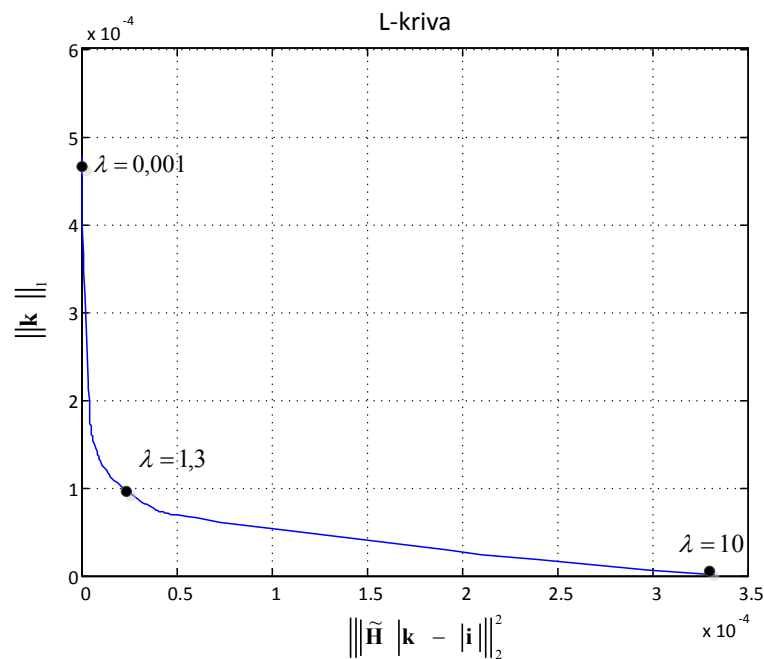
Ako aproksimacija pomoću dominantnog dipola ne daje dovoljno precizne rezultate, model se može ufinirati dodavanjem još dva ortogonalna dipola koji se nalaze na istom mestu kao i pronađeni dipol. Parametre novih dipola (amplitude, relativne faze u odnosu na dominantni dipol) određujemo pomoću globalnog pretraživanja. Rešenje koje usvajamo ima najmanje kvadratno odstupanje u odnosu na merenja.

Rezultati procene električnog polja dobijeni optimizacijom su podeljeni na tri celine, kako su realizovane tri serije merenja u Faradejevom kavezu. Optimizacija treće serije merenja sadrži obradu dve grupe merenja i one su objedinjeno prikazane.

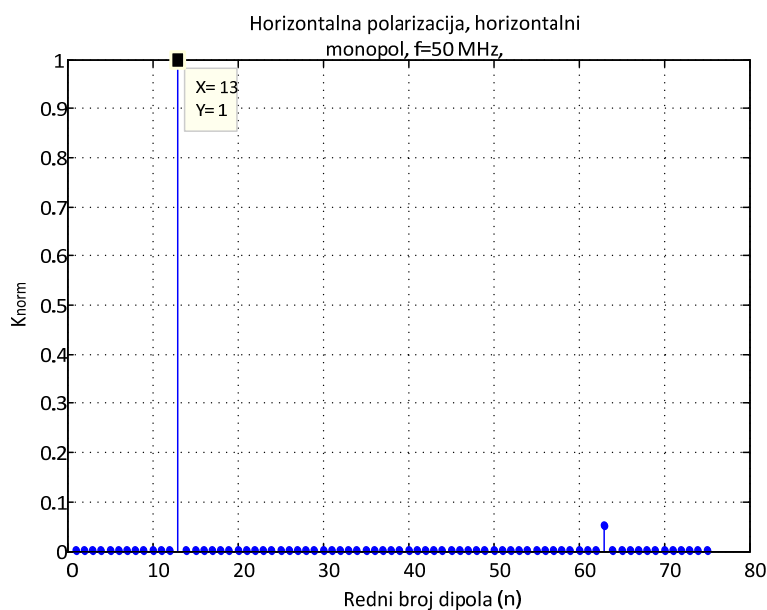
#### 5.3.1 Optimizacija prve serije merenja

Prvo, uzeti su u obzir rezultati prve serije merenja u Faradejevom kavezu i to za slučaj kada je cevasti dipol horizontalno postavljen, za frekvenciju od  $f = 50$  MHz. U početnom položaju, za nulti ugao rotacije, DUT je postavljen paralelno prijemnoj anteni (duž  $x$ -ose). Koleno L-krive (videti sliku 5.7) daje vrednost koeficijenta regularizacije  $\lambda = 1,3$ . Na slici 5.8 [39] su prikazane normalizovane efektivne vrednosti pobude ekvivalentnih dipola, koje su dobijene

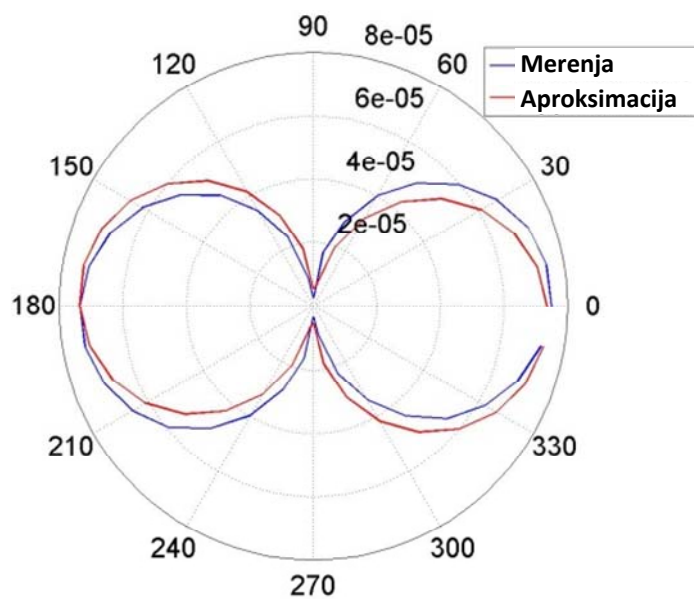
obradom retkih signala, za prethodno određenu vrednost parametra  $\lambda$ . Sa dijagrama se vidi da je dominantna vrednost pod rednim brojem 13 ( $n=13$ ), koja odgovara dipolu sa  $x$ -polarizacijom koji je smešten u centru kaveza (slika 5.3), što odgovara položaju DUT-a. Efektivna vrednost amplitude ekvivalentnog dipola je  $U_x = 46$  kV (treba imati u vidu da je dužina ovakvog teorijskog dipola samo 2 mm, čime se objašnjava tako velika efektivna vrednost napona). Usvojena je nulta faza napajanja dipola. Nivo električnog polja u slobodnom prostoru, koju generiše takav dipol, na rastojanju od 3 m, iznosi 68,9 dB $\mu$ V/m.



*Slika 5.7* Određivanje koeficijenta  $\lambda$  iz kolena L-krive, za prvu seriju merenja, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz



**Slika 5.8** Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za prvu seriju merenja, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz



**Slika 5.9** Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje prve serije merenja na mernom prijemniku i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno  $x$ -osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz

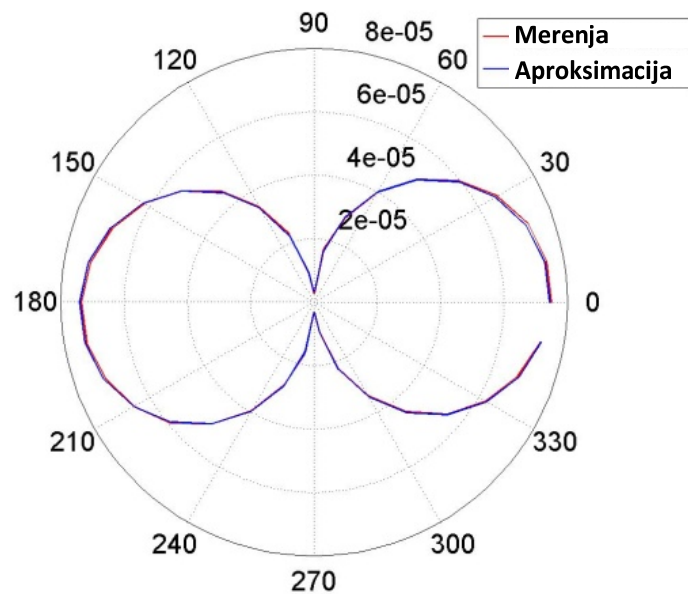
Na slici 5.9 [39] upoređene su efektivne vrednosti struje merene u prvoj seriji merenja na mernom prijemniku i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol indukuje na

pristupu prijemne antene. Pošto je  $I_1$  regularizacijom izdvojen jedan dominantni ekvivalentni dipol, vrednost aproksimirane struje se dobija kada se odziv dominantnog ekvivalentnog dipola pomnoži brojem čija vrednost odgovara brojčanoj vrednosti efektivnog napona napajanja dominantnog ekvivalentnog dipola.

Pošto su odzivi ekvivalentnog dipola određeni na mestu pristupa prijemne antene (videti odeljak 5.2), onda je i aproksimirana struja određena na mestu pristupa prijemne antene. Nasuprot tome, merena struja (prikazana na slici 5.9) je određena na mestu mernog prijemnika i nije moguće odrediti njenu vrednost na mestu konektora prijemne antene, zato što za prvu seriju merenja nije određena vrednost slabljenja kabla. Time se za prvu seriju merenja unosi sistemska greška, koja odgovara slabljenju kabla. Pretpostavka je da je to slabljenje približno iste vrednosti kao slabljenje kabla korišćenog u drugoj i trećoj seriji merenja (oko 0,5 dB), te bi na određene nivoe električnog polja trebalo dodati vrednost tog slabljenja. Pošto se obradom rezultata merenja iz prve serije ne potvrđuje nova metoda, onda nema svrhe ni korigovati nivoe električnog polja dodavanjem pretpostavljene vrednosti slabljenja kabla. Kod obrade druge i treće serija merenja, gubici u kablovima su mereni, tako da je kod njih određena vrednost merene struje na mestu konektora prijemne antene.

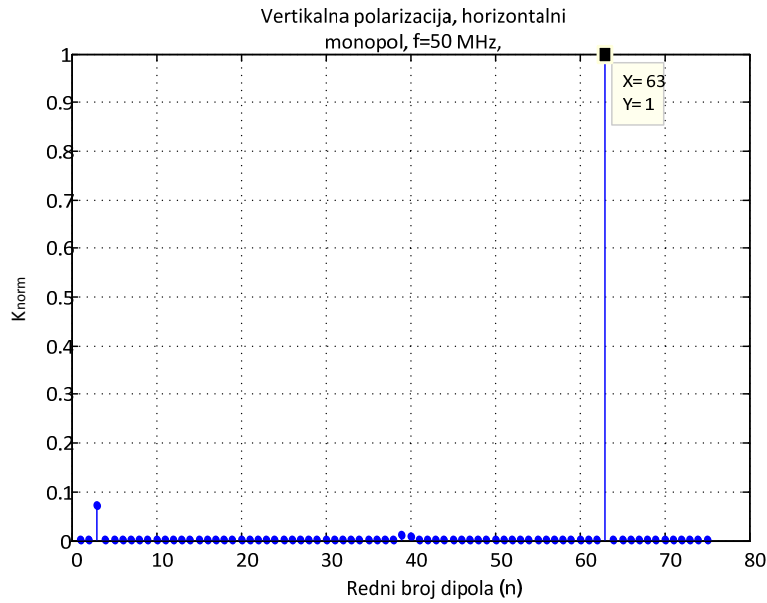
Da bismo postigli bolje slaganje između merenih i aproksimiranih struja, sproveli smo još jednu optimizaciju. Na već određen dominantni ekvivalentni dipol, koji ima  $x$ -polarizaciju, dodali smo još dva ortogonalna dipola, koji su postavljeni paralelno  $y$  i  $z$ -osi, respektivno. Globalnom pretragom dobijeni su kompleksni naponi napajanja ova dva dodatna dipola:  $U_y = 5,56 \exp(j3,1) \text{ kV}$  i  $U_z = 1,85 \exp(-j2,1) \text{ kV}$ . Na slici 5.10 [39] su prikazane izmerene efektivne vrednosti struje merenja u prvoj seriji i aproksimirane efektivne vrednosti struje tri ortogonalna ekvivalentna dipola određena globalnom pretragom. Dodatne komponente koje se javljaju u globalnoj pretrazi bolje aproksimiraju struje koje DUT (cevasti dipol) indukuje na prijemnoj anteni. Da bi se utvrdilo da li dodatni ekvivalentni dipoli opisuju parazitne komponente polja DUT-a ili greške merenja, realizovana je dodatna simulacija u programu WIPL-D Pro uređaja koji se ispituje (cevastog dipola). Simulacijom polja u slobodnom prostoru na rastojanju od 3 m je dobijeno da je efektivna vrednost dominantne komponente električnog polja izvora oko 10000 puta veća u odnosu na druge dve ortogonalne komponente polja. Takođe, taj odnos je značajno veći nego što je odnos napona napajanja dominantnog dipola i dodatnih ortogonalnih dipola. Zbog toga se može pretpostaviti da dodatni dipoli opisuju greške merenja i greške modela.



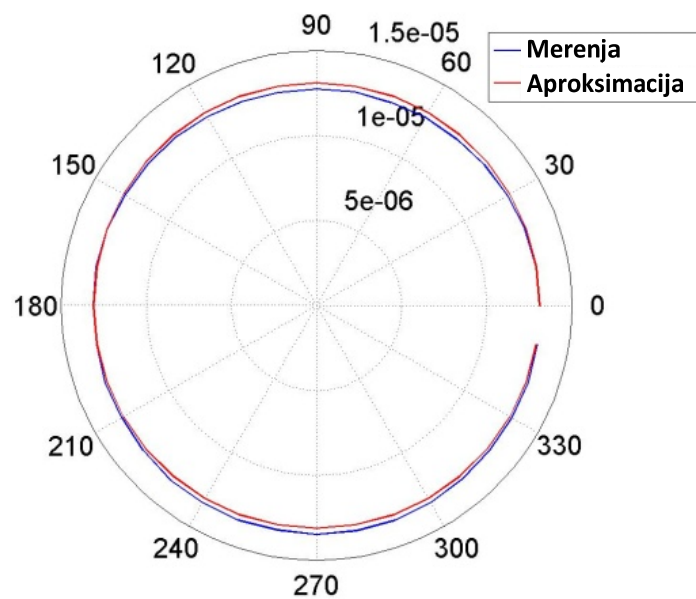


*Slika 5.10 Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje prve serije merenja na mernom prijemuiku i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol i dodatni ortogonalni dipoli, dobijeni globalnom pretragom, indukuju na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz*

U drugom slučaju predajna antena se nalazi u vertikalnoj poziciji (paralelna je  $z$ -osi). Slično prethodnom postupku, određena je vrednost koeficijenta  $\lambda$  ( $\lambda = 1$ ). Normalizovane efektivne vrednosti pobude ekvivalentnih dipola, gde je sada dominantan član sa rednim brojem  $n = 63$ , prikazani su na slici 5.11 [39]. To je ekvivalentni dipol sa  $z$ -polarizacijom koji se nalazi u centru kaveza. Efektivna vrednost amplitude napona pobude tog ekvivalentnog dipola je 36 kV. Tako definisan dipol generiše nivo električnog polja od 66.8 dB $\mu$ V/m na rastojanju od 3 m. Na slici 5.12 [39] su prikazana merena efektivna vrednost struje na mestu mernog prijemnika i aproksimirana efektivna vrednost struje koju dominantni ekvivalentni dipol postavljen paralelno  $z$ -osi indukuju na pristupu prijemne antene. Na osnovu navedene slike, može se videti da je poklapanje rezultata merenja i simulacije veoma dobro.



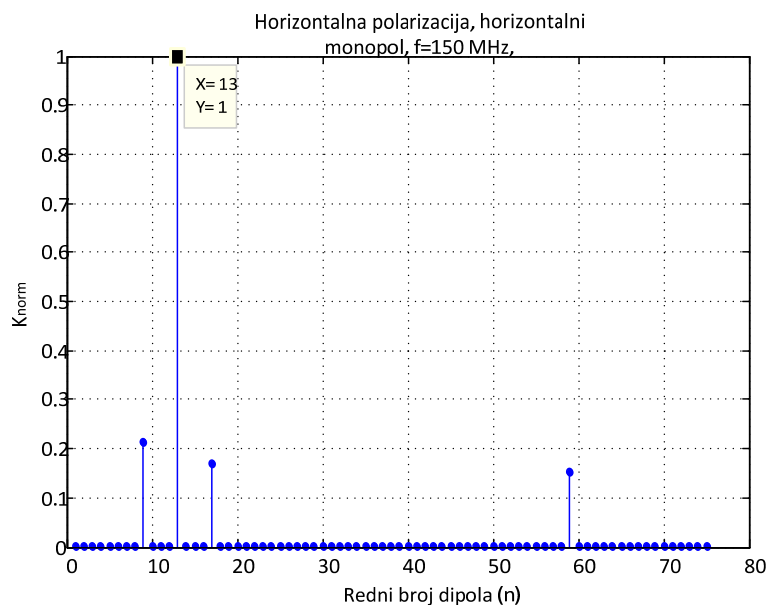
*Slika 5.11* Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za prvu seriju merenja, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz



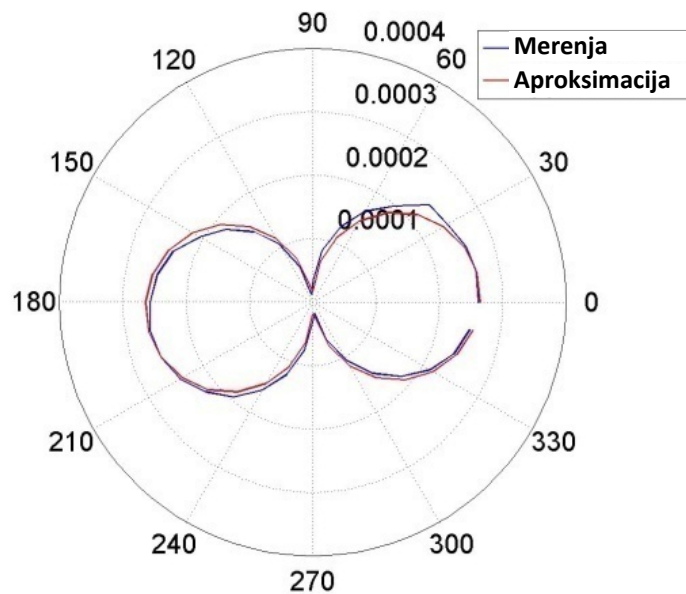
*Slika 5.12* Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje prve serije merenja na mernom prijemu i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno z-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz

Konačno, obrađeni su podaci prve serije merenja na frekvenciji od  $f = 150$  MHz. U ovom slučaju, cevasti dipol je u horizontalnoj poziciji, paralelan prijemnoj anteni (paralelan  $x$ -osi). Normalizovane efektivne vrednosti pobude ekvivalentnih dipola su prikazani na slici 5.13 [39]. Kao što je očekivano, dominantan dipol je centralni dipol ( $n = 13$ ), paralelan  $x$ -osi. U konkretnom slučaju efektivna vrednost amplitude napona pobude dipola je 18 kV. Nivo električnog polja tog dipola, na rastojanja od 3 m, iznosi 80 dB $\mu$ V/m. Na slici 5.14 [39] je demonstrirano dobro poklapanje između merene efektivne vrednosti struje prve serije merenja i aproksimirane efektivne vrednosti struje.

U ovoj disertaciji nisu obrađena merenja prve serije za vertikalnu poziciju izvora na frekvenciji od 150 MHz, jer merenja nisu validna (opisano u odeljku 4.3.2).



*Slika 5.13 Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za prvu seriju merenja, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 150$  MHz*



*Slika 5.14 Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje prve serije merenja na mernom prijemniku i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno x-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 150$  MHz*

### 5.3.2 Optimizacija druge serije merenja

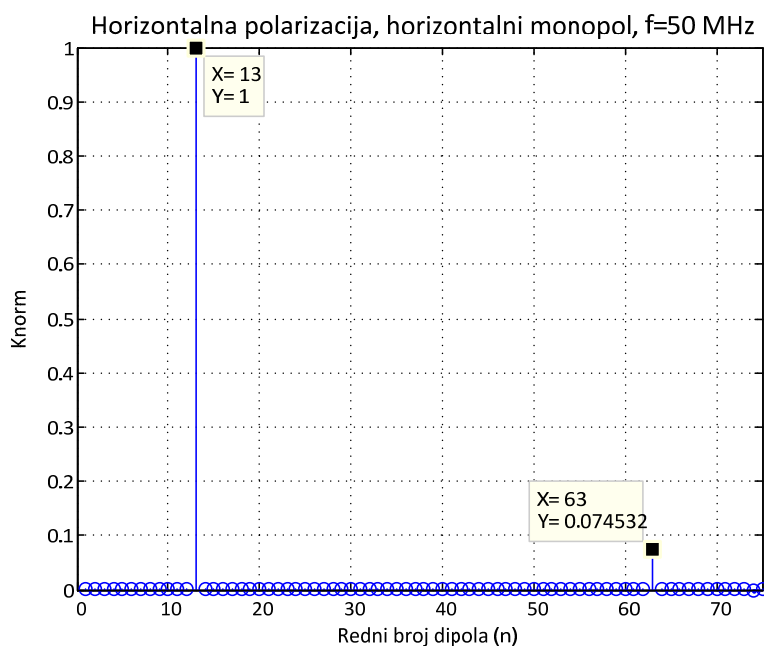
Druga serija merenja u Faradejevom kavezu se razlikuje u odnosu na prvu seriju zato što je korišćena drugačija merna postavka i to:

- laboratorijski analizator spektra veće osetljivosti i tačnosti,
- PVC nosač sa uglomerom,
- libela za utvrđivanje vertikalnog/horizontalnog položaja predajnog dipola.

Optimizacijom druge serije merenja se želi videti kolika je razlika nivoa električnog polja, za merenja u Faradejevom kavezu, u kojima se koriste različite merne postavke. Pored toga, želi se još videti uticaj na procenu određivanja položaja dominantnog ekvivalentnog dipola.

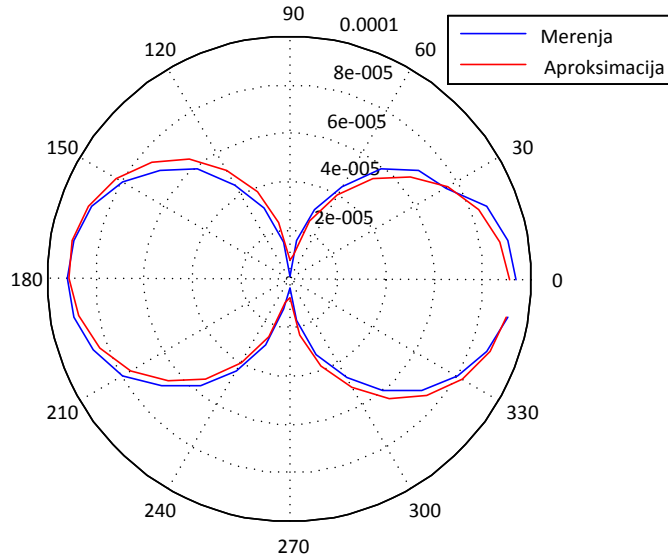
Najpre, posmatrali smo slučaj horizontalno postavljenog predajnog dipola na frekvenciji od 50 MHz. Normalizovane efektivne vrednosti napona pobude ekvivalentnih dipola dobijene tehnikom obrade retkih signala, za vrednost parametra  $\lambda = 3,388$  i prikazane su na slici 5.15. Dominantan dipol je pod rednim brojem 13 ( $n = 13$ ), što odgovara dipolu sa x-polarizacijom u centru kaveza, gde se DUT i nalazi. Dobijena efektivna vrednost amplitude ekvivalentnog dipola iznosi  $U_x = 56,8$  kV što je više za 10,8 kV u odnosu na rezultat dobijen obradom odgovarajućih merenja iz prve serije. Nivo električnog polja, koji generiše dominantni

ekvivalentni dipol, u slobodnom prostoru, na rastojanju od 3 m, je 70,73 dB $\mu$ V/m, što u odnosu na rezultat obrade iz prve serije merenja predstavlja povećanje od 1,8 dB.

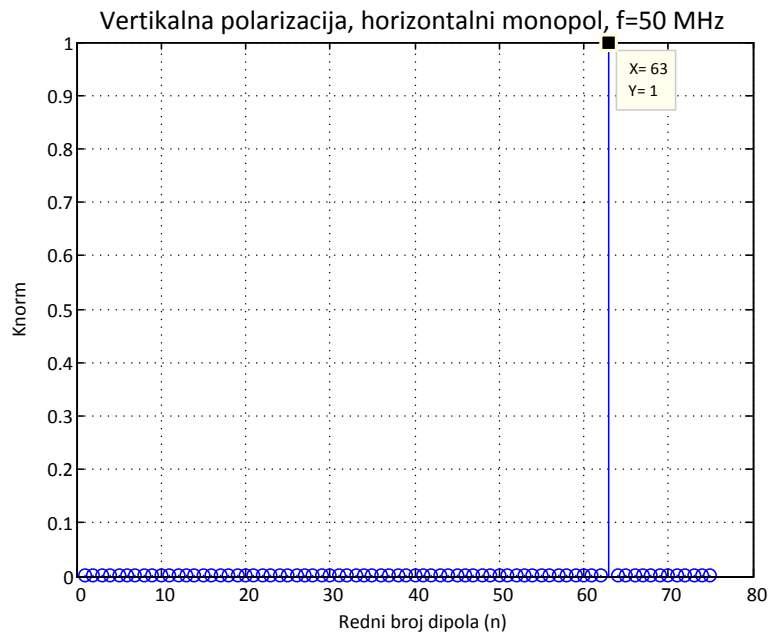


**Slika 5.15** Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za drugu seriju merenja, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz

Na slici 5.16, dati su uporedno rezultati efektivne vrednosti struje na pristupu prijemne antene merene u drugoj seriji merenja i aproksimirane struje koju generiše dominantni ekvivalentni dipol, za horizontalni položaj cevastog dipola.



**Slika 5.16** Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje druge serije merenja na pristupu antene i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno x-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz



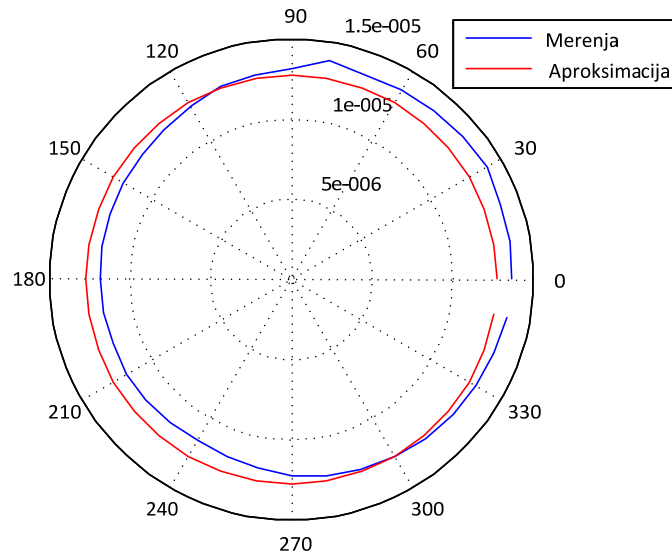
**Slika 5.17** Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za drugu seriju merenja, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz

U drugoj poziciji, predajna antena je vertikalna (paralelna z-osi). Za ovo merenje je dobijena vrednost koeficijenta regularizacije od  $\lambda = 5,129$ .

Dominantan član normalizovanih koeficijenata dipola je sa rednim brojem  $n = 63$  (videti sliku 5.17). To je dipol sa  $z$ -polarizacijom, koji se nalazi u centru kaveza. Efektivna vrednost amplitude napona pobude tog ekvivalentnog dipola iznosi 56,9 kV, što u odnosu na efektivnu vrednost dobijenu obradom prve serije merenja predstavlja povećanje od 26,9 kV. Tako definisan dipol generiše nivo električnog polja od 70,57 dB $\mu$ V/m, na rastojanju od 3 m od izvora, što predstavlja povećanje nivoa od 3,7 dB u odnosu na rezultate obrade odgovarajućih merenja iz prve serije. Iz navedenih rezultata se vidi da postoji značajno odstupanje rezultata obrade za različite merne postavke (prve i druge serije merenja). Analizirajući moguće uzroke za ovoliku razliku u nivoima polja može se zaključiti sledeće:

- U prvoj seriji merenja nije uračunato slabljenje koaksijalnog kabla i ono je po proceni oko 0,5 dB.
- U drugoj seriji merenja je korišćen laboratorijski analizator spektra veće osetljivosti i tačnosti u odnosu na onaj korišćen u prvoj seriji. Naime, merna nesigurnost apsolutnog nivoa snage za analizator spektra iz prve serije merenja je oko 1,5 dB.
- Simulaciono je utvrđeno da spuštenu tripod sa uglomerom (glava tripoda i uglomer izrađeni od provodnih materijala) utiče na smanjivanje nivoa merene snage za oko 0,2 dB (videti odeljak 4.3.3)
- Nepreciznost pri postavljanju u početni položaj cevastog dipola (tačnost po položaju i paralelnost sa  $x$ -osom,  $y$ -osom i  $z$ -osom), kao i nepreciznosti pri zauzimanju određenog ugla rotacije, mogući su uzročnici koji dovode do različitih rezultata merenja u Faradejevom kavezu. Više o tome će biti navedeno u poglavlju 6, koje se u jednom svom delu bavi mernom nesigurnošću merenja u Faradejevom kavezu.

Na slici 5.18 su prikazane uporedno efektivne vrednosti struje na pristupu prijemne antene merene u drugoj seriji merenja i aproksimirane dominantnim ekvivalentnim dipolom. Na osnovu navedene slike, može se videti da je poklapanje rezultata merenja i aproksimacije dobro uz manja odstupanja.



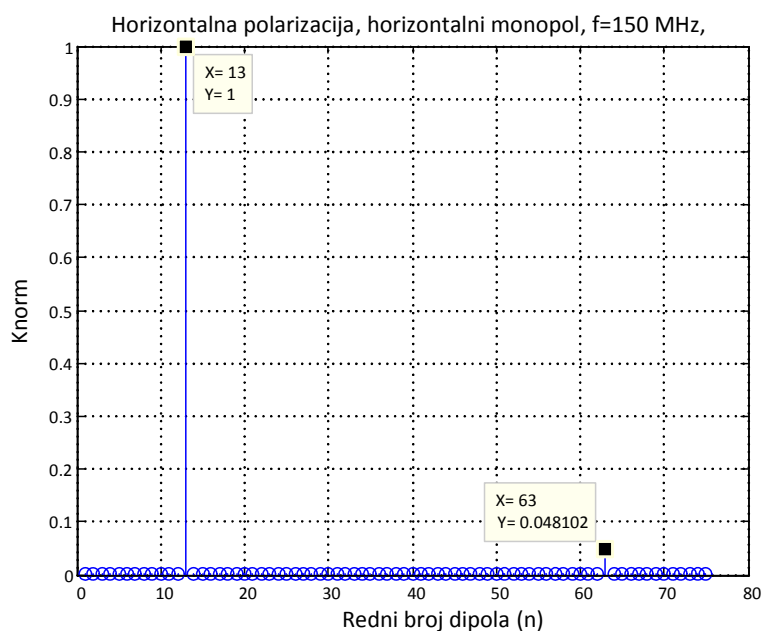
**Slika 5.18** Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje druge serije merenja na konektoru antene i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno z-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 50$  MHz

Takođe, obrađeni su podaci za drugu seriju merenja na  $f = 150$  MHz, kada je predajni dipol horizontalno orijentisan. Normalizovane efektivne vrednosti pobude ekvivalentnih dipola prikazane su na slici 5.19. Kao što je očekivano, dipol sa rednim brojem  $n = 13$  je dominantan dipol. U pitanju je centralni dipol paralelan  $x$ -osi. Efektivna vrednost amplitude napona napajanja pobude tog ekvivalentnog dipola je 23,7 kV, što je više za 5,7 kV u odnosu na rezultate dobijene u obradom prve serije merenja. Nivo električnog polja tog dipola, na 3 m rastojanja, iznosi 82,6 dB $\mu$ V/m. U odnosu na rezultat dobijen u optimizaciji prve serije merenja to više za 2,6 dB. Ta razlika je kao i u prethodnom slučaju značajna, a mogući razlozi su prethodno opisani.

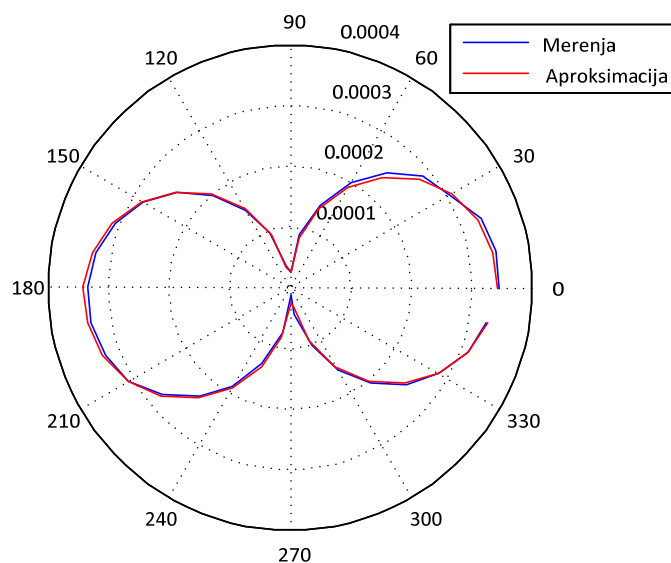
Uporedni prikaz efektivne vrednosti indukovane struje na pristupu prijemne antene merene i aproksimirane indukovanom strujom na pristupu prijemne antene dominantnog ekvivalentnog dipola je dat na slici 5.20. Na osnovu navedene slike, može se videti da je poklapanje rezultata merenja i simulacije dobro.

U ovoj disertaciji nisu obrađena merenja druge serije, za vertikalnu poziciju izvora, na frekvenciji od 150 MHz, jer kako je prethodno objašnjeno, merenja nisu validna (videti odeljak 4.3.4).





*Slika 5.19* Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za drugu seriju merenja, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 150$  MHz



*Slika 5.20* Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje druge serije merenja na konektoru prijemne antene i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno x-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je horizontalni monopol, za  $f = 150$  MHz

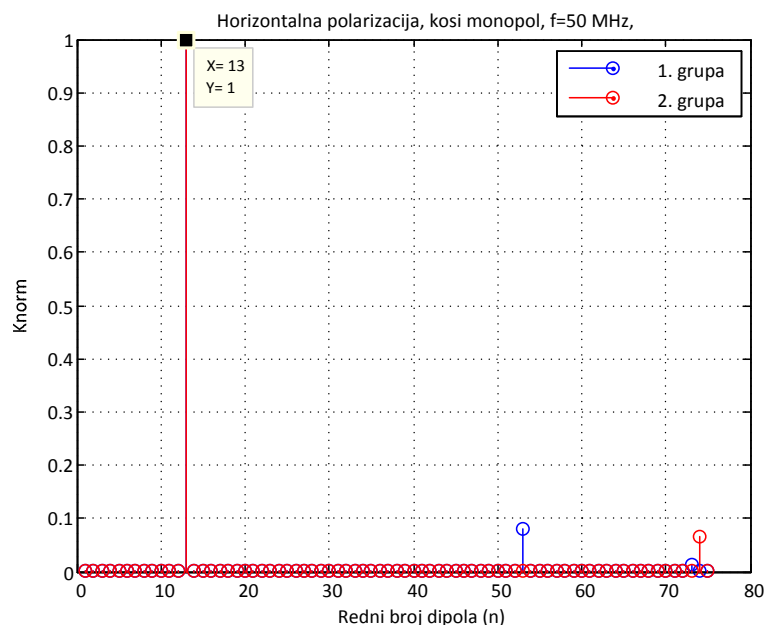
### 5.3.3 Optimizacija treće serije merenja

U trećoj seriji merenja u Faradejevom kavezu korišćena je slična merna postavka kao i u drugoj seriji, s tom razlikom što je umesto horizontalnog položaja prijemne antene korišćen kosi položaj. Kao što je ranije rečeno, treća serija merenja se sastoji iz dve grupa merenja, tako da druga grupa merenja predstavlja ponovljena merenja prve grupe.

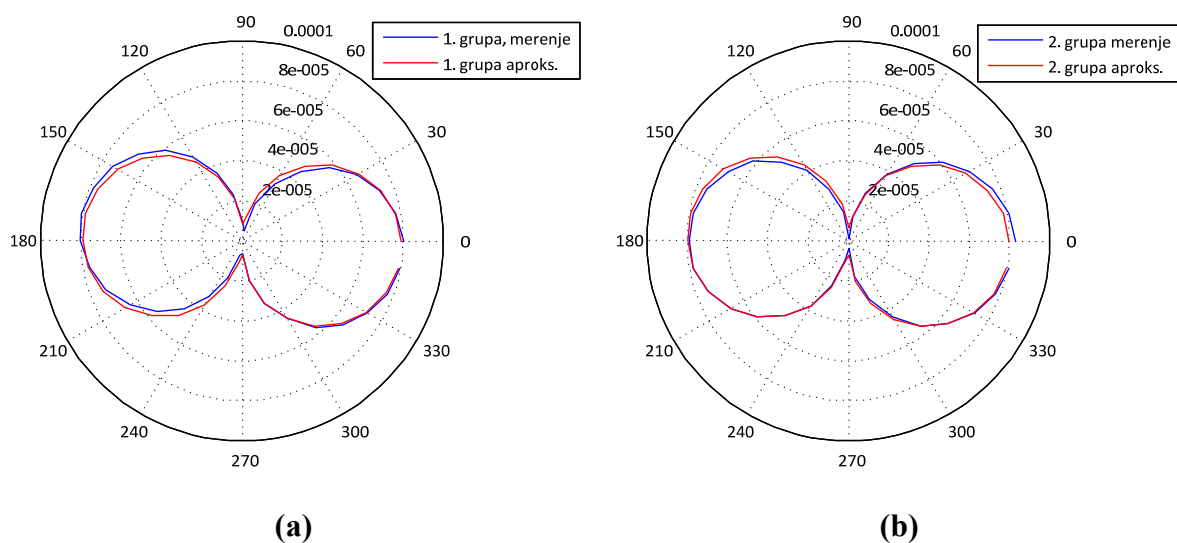
Prvo su obrađeni rezultati treće serije merenja na frekvenciji od  $f = 50$  MHz, kada je cevasti dipol horizontalno postavljen. Dobijene vrednosti koeficijenta regularizacije za prvo i drugo merenje su  $\lambda_1 = 3,388$  i  $\lambda_2 = 3,631$ , respektivno. Na slici 5.21 su prikazane normalizovane efektivne vrednosti pobude ekvivalentnih dipola dobijene obradom retkih signala, za navedene vrednosti parametra  $\lambda$ . Sa dijagrama se vidi da je dominantna vrednost pod rednim brojem 13 ( $n = 13$ ), za obe grupe merenja, što nam pokazuje da se radi o ekvivalentnom dipolu sa  $x$ -polarizacijom, smeštenim u centru kaveza.

Efektivna vrednost amplitude napona pobude dominantnog ekvivalentnog dipola za treću seriju merenja, prve i druge grupe iznosi  $U_{x1} = 64,3$  kV i  $U_{x2} = 65,9$  kV, respektivno. Njihova razlika efektivnih vrednosti napona iznosi 1,6 kV. Nivoi električnog polja, u slobodnom prostoru, na rastojanju od 3 m, koji odgovaraju takvim pobudama ekvivalentnih dipola, iznose  $71,8$  dB $\mu$ V/m i  $71,96$  dB $\mu$ V/m, respektivno, čime je razlika u nivoima samo 0,16 dB.

Na slici 5.22 dato je poređenje rezultata indukovanih efektivnih vrednosti struja: merenih i aproksimiranih, za obe grupe merenja iz treće serije.



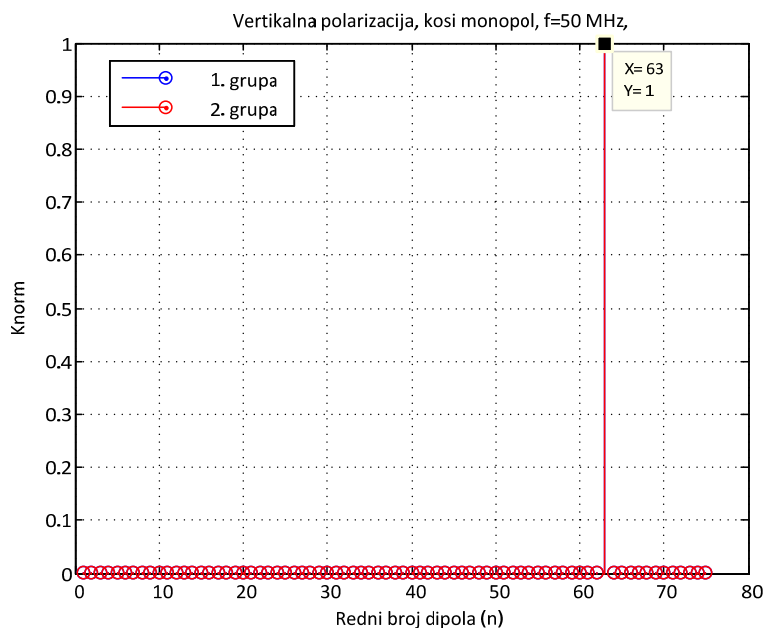
**Slika 5.21** Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za treću seriju merenja, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 50$  MHz



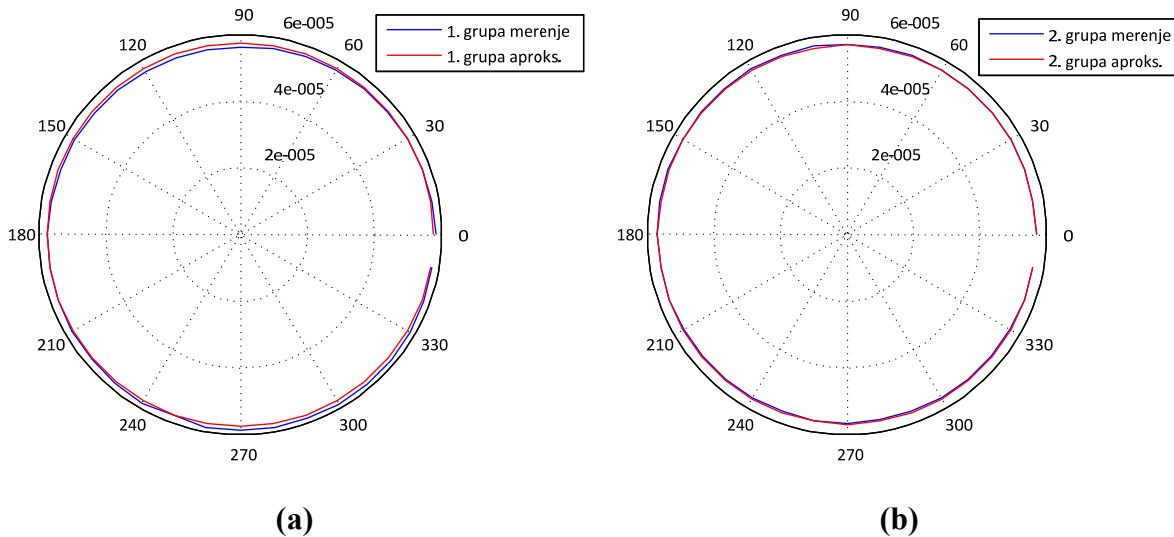
**Slika 5.22** Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje treće serije merenja na konektoru prijemne antene i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno x-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 50$  MHz: **(a)** treća serija merenja prva grupa i **(b)** treća serija merenja druga grupa

U drugom slučaju, predajna antena se nalazi u vertikalnoj poziciji (paralelna z-osi). Slično prethodnom, određene su vrednosti koeficijenata  $\lambda$ . Dobijene vrednosti za koeficijente regularizacije su  $\lambda_1 = 3,754$  i  $\lambda_2 = 3,888$ , za prvu i drugu grupu merenja iz treće serije, respektivno. Uporedni prikaz normalizovanih efektivnih vrednosti napona pobude ekvivalentnih dipola, gde je dominantan član onaj sa rednim brojem  $n = 63$ , dat je na slici 5.23. U oba slučaja u pitanju je dipol sa z-polarizacijom koji se nalaze u centru kaveza. Efektivna vrednost napona pobude dominantnih ekvivalentnih dipola iznose 78,5 kV i 77,5 kV, za prvu i drugu grupu merenja, respektivno, gde njihova međusobna razlika napona iznosi 1 kV. Tako definisani dominantni ekvivalentni dipoli generišu nivoe polja od 73,48 dB $\mu$ V/m i 73,45 dB $\mu$ V/m, na rastojanju od 3 m, za prvu i drugu grupu merenja treće serije, respektivno. Razlike u nivoima ova dva polja su male i praktično se može smatrati da ne postoje.

Na slici 5.24 su prikazana poređenja rezultata efektivnih vrednosti indukovane struje na pristupu prijemne antene: merene i aproksimirane indukovane struje od strane dominantnog ekvivalentnog dipola, za oba grupe merenja iz treće serije. Na osnovu navedene slike, može se videti da je poklapanje rezultata merenja i simulacije dobro.



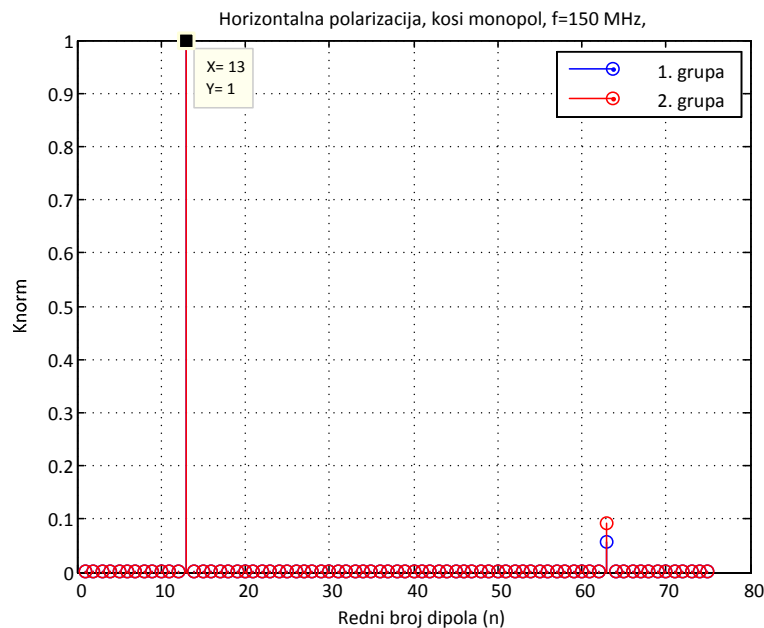
*Slika 5.23 Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za treću seriju merenja, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 50$  MHz*



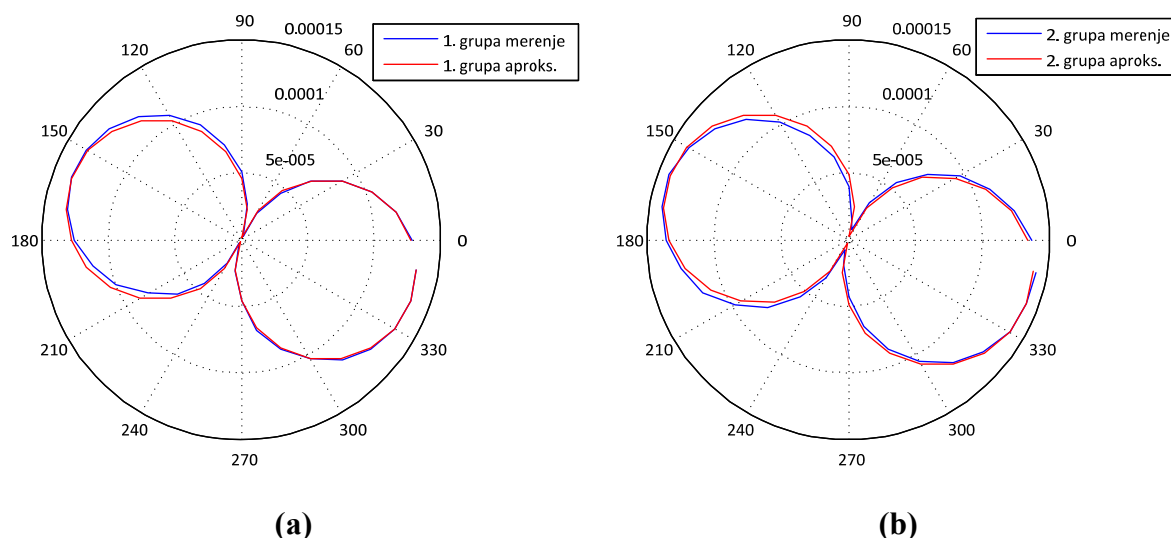
*Slika 5.24 Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje treće serije merenja na konektoru prijemne antene i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno z-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 50$  MHz: (a) treća serija merenja prva grupa i (b) treća serija merenja druga grupa*

Obradom rezultata treće serije merenja, na frekvenciji od  $f = 150$  MHz, za horizontalnu polarizaciju predajne antene, dobijene su vrednosti koeficijenta regularizacije, čije vrednosti iznose  $\lambda_1 = 3,548$  i  $\lambda_2 = 3,467$ , za prvu i drugu grupu merenja iz treće serije, respektivno. Normalizovane efektivne vrednosti napona pobude ekvivalentnih dipola su date na slici 5.25. Kao što je očekivano, dominantni dipol u oba merenja je centralni dipol ( $n = 13$ ), koji je paralelan  $x$ -osi. U konkretnom slučaju efektivna vrednost amplitude napona pobude dominantnog ekvivalentnog dipola je 28,7 kV i 29,8 kV, za prvu i drugu grupu merenja iz treće serije, respektivno, gde njihova razlika iznosi 1,1 kV. Nivoi električnog polja koju generiše ekvivalentni dipol, napajan pomenutim naponom napajanja, na rastojanju od 3 m, iznose 84,05 dB $\mu$ V/m, za prvu grupu merenja i 84,75 dB $\mu$ V/m, za drugu grupu merenja. Pri tome, njihova razlika u nivoima polja iznosi 0,7 dB.

Na slici 5.26 su prikazani rezultati koji demonstriraju dobro poklapanje između merenih i aproksimiranih indukovanih struja na pristupu prijemne antene.



**Slika 5.25** Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za treću seriju merenja, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 150$  MHz

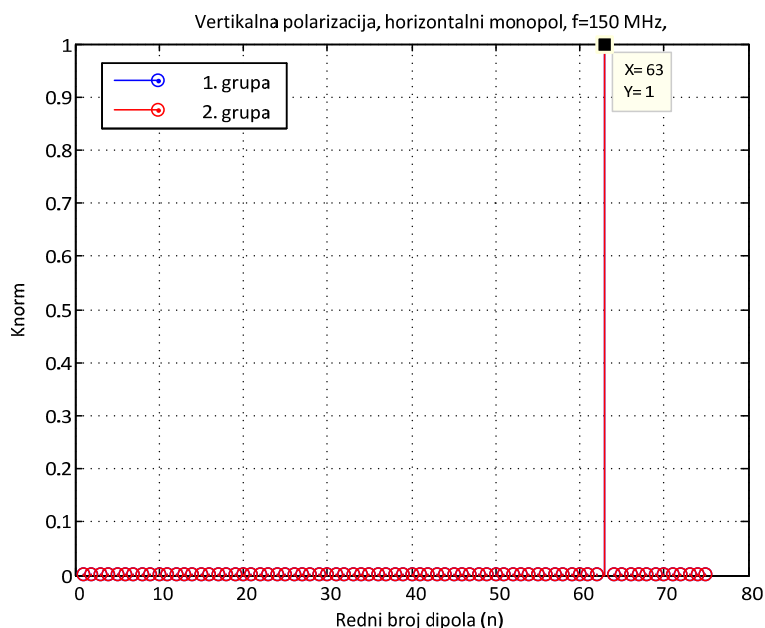


**Slika 5.26** Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje treće serije merenja na konektoru prijemne antene i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno x-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena horizontalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 150$  MHz: **(a)** treća serija merenja prva grupa i **(b)** treća serija merenja druga grupa

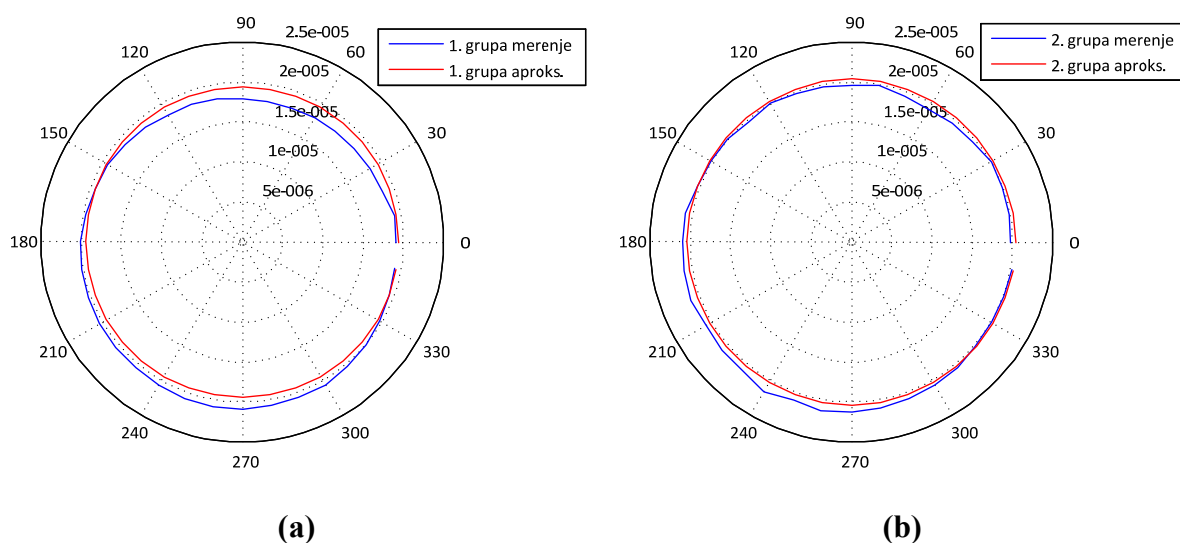
Konačno, obrađeni su rezultati merenja dobijeni za vertikalnu poziciju izvora, na frekvenciji od 150 MHz. Koeficijent regularizacije iznose  $\lambda_1 = 5,248$  i  $\lambda_2 = 5,495$ , za prvu i drugu grupu merenje iz treće serije, respektivno.

Normalizovane efektivne vrednosti napona pobude ekvivalentnih dipola, gde je dominantan član onaj sa rednim brojem  $n = 63$ , prikazane su na slici 5.27. U pitanju su ekvivalentni dipoli sa  $z$ -polarizacijom, koji se nalaze u centru kaveza. Efektivne vrednosti amplituda napona pobude tih dominantnih ekvivalentnih dipola su 31,4 kV i 32,8 kV, za prvu i drugu grupu merenje iz treće serije, respektivno, gde je njihovo međusobno odstupanje 1,4 kV. Odgovarajući nivoi električnih polja tih dominantnih dipola, na rastojanju od 3 m, iznose 84,82 dB $\mu$ V/m, za prvu grupu merenja, odnosno 85,22 dB $\mu$ V/m, za drugu grupu merenja. Pri tome, njihova razlika u nivoima polja iznosi 0,4 dB.

Na slici 5.28 su prikazane merene i aproksimirane efektivne vrednosti indukovanih struja na pristupu prijemne antene. Na osnovu navedene slike može se videti da je poklapanje rezultata merenja i simulacije dobro.



*Slika 5.27 Normalizovana efektivna vrednost napona napajanja pobude ekvivalentnog dipola, za treću seriju merenja, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 150$  MHz*



*Slika 5.28 Uporedni polarni prikaz efektivne vrednosti struje treće serije merenja na konektoru prijemne antene i aproksimirane struje koju dominantni ekvivalentni dipol, postavljen paralelno z-osi, indukuje na pristupu prijemne antene, predajna antena je postavljena vertikalno, prijemna antena je kosi monopol, za  $f = 150$  MHz: (a) treća serija merenja prva grupa i (b) treća serija merenja druga grupa*

## **6 Upoređivanje rezultata dobijenih različitim mernim tehnikama**

U ovom poglavlju biće prikazana uporedna analiza rezultata nivoa električnog polja dobijenih obradom merenja u Faradejevom kavezu primenom nove metode, za tri serije merenja (tri različite merne postavke). Takođe, biće uporedno analizirani i rezultati nivoa električnog polja dobijeni obradom merenja u Faradejevom kavezu iz treće serije sa rezultatima numerički određenog nivoa električnog polja modela DUT-a (cevastog dipola) gde je napon pobude modela određen merenjima uz korišćenje analizatora spektra i razdelnika napona (skraćeno u daljem tekstu: merenja analizatorom spektra) i nivoima električnog polja merenih u anehoičnoj sobi. Na kraju poglavlja biće određena merna nesigurnost za merenja u Faradejevom kavezu i konačna potvrda nove metode upoređivanjem rezultata obrade treće serije merenja u Faradejevom kavezu sa rezultatima dobijenim merenjima analizatorom spektra i merenjima u anehoičnoj sobi.

### **6.1 Upoređivanje rezultata dobijenih obradom merenja u Faradejevom kavezu**

U tabeli 6.1 prikazani su sumarni rezultati nivoa električnog polja ispitivanog uređaja, na frekvencijama od 50 MHz i 150 MHz, dobijeni korišćenjem različitih mernih tehnika. Električno polje je određeno u slobodnom prostoru na rastojanju od 3 m od izvora. Rezultati dobijeni obradom merenja u Faradejevom kavezu su prikazani za sve tri serije merenja. Takođe, prikazani su rezultati merenja nivoa električnog polja u anehoičnoj sobi za horizontalnu i vertikalnu polarizaciju izvora, kao i rezultati merenja analizatorom spektra.

Rezultati nivoa električnog polja dobijeni obradom merenja analizatorom spektra su u daljoj analizi proglašeni za referentne jer je njihova merna nesigurnost najmanja. Sa njima će se porediti rezultati dobijeni drugim mernim tehnikama.

Nivoi električnog polja dobijeni obradom rezultata druge serije merenja u odnosu na one dobijene obradom rezultata iz prve serije merenja pokazuju značajnu razliku u nivoima polja. Ta razlika iznosi maksimalno 2,6 dB i 3,7 dB za horizontalnu i vertikalnu polarizaciju, respektivno. Na osnovu poređenja sa nivoima polja dobijenim merenjima analizatorom spektra može se zaključiti da su rezultati iz druge serije tačniji u odnosu na one iz prve serije. To je i očekivano, s obzirom na to da je merna postavka druge serije merenja težila ka tome da se dobiju što preciznija merenja korišćenjem osetljivijeg i preciznijeg mernog prijemnika, korišćenjem postolja sa uglomerom napravljenim od neprovodnih materijala, kao i



preciznijim pozicioniranjem ispitnog uređaja u Faradejevom kavezu. Takođe, u drugoj seriji merenja uračunati su gubici u kablovima, što nije bio slučaj sa prvom serijom merenja.

**Tabela 6.1** Nivoi električnog polja ispitnog uređaja u slobodnom prostoru, na rastojanju od 3 m, dobijeni primenom različitih mernih tehnika

Merna tehnika	Polarizacija	Nivo električnog polja za $f = 50$ MHz [dB $\mu$ V/m]	Nivo električnog polja za $f = 150$ MHz [dB $\mu$ V/m]
Faradejev kavez 1. serija	Horizontalna	68,9	80
	Vertikalna	66,8	/
Faradejev kavez 2. serija	Horizontalna	70,73	82,6
	Vertikalna	70,57	/
Faradejev kavez 3. serija 1. grupa	Horizontalna	71,8	84,05
	Vertikalna	73,48	84,82
Faradejev kavez 3. serija 2. grupa	Horizontalna	71,96	84,75
	Vertikalna	73,45	85,2
Analizator spektra	/	71,12	83,63
Anehoična soba	Horizontalna	72,8	81,9
	Vertikalna	71,8	84,05

Razlike nivoa polja dobijenih obradom druge serije merenja u odnosu na referentne (merene analizatorom spektra) pokazuju maksimalnu razliku od svega 0,5 dB i 1 dB za frekvencije od 50 MHz i 150 MHz, respektivno. Takođe, gledajući rezultate procene nivoa polja za prve dve serije merenja primetno je da horizontalna polarizacija izvora daje tačnije rezultate u odnosu na vertikalnu polarizaciju, što se može objasniti boljom spregom DUT-a i prijemne antene kada su predajna i prijemna antena isto polarizovane (horizontalne), dok su pri vertikalnoj polarizaciji one ortogonalne. Kao što je u prethodnim poglavljima naglašeno, merenja pri vertikalnoj polarizaciji izvora na frekvenciji od 150 MHz nisu validna, zbog čega ni prva, ni druga merna postavka nisu one kojima će se konačno potvrditi nova metoda.

Korišćenjem kosog monopola kao prijemne antene u trećoj seriji merenja, umesto horizontalnog monopola, postignuta je bolja sprega prijemne antene sa vertikalnom komponentom električnog polja predajne antene (cevastog dipola), čime su dobijena validna

merjenja koja se mogu koristiti za obradu primenom nove metode, za obe polarizacije predajne antene i obe frekvencije.

Maksimalna međusobna razlika nivoa polja za prvu i drugu grupu u trećoj seriji merjenja iznosi 0,2 dB za frekvenciju od 50 MHz, odnosno 0,7 dB za frekvenciju od 150 MHz. Primetno je da su odstupanja rezultata na frekvenciji od 150 MHz veća od onih na frekvenciji od 50 MHz. Imajući u vidu da su navedene grupe merjenja realizovane koristeći isti metod merjenja u Faradejevom kavezu, pretpostavlja se da je navedeno odstupanje posledica nesigurnosti merjenja u Faradejevom kavezu.

Takođe, interesantno je poređenje rezultata optimizacije druge i treće serije merjenja. Rezultati procene nivoa polja treće serije merjenja su veći od referentnih, dok su za drugu seriju merjenja manji od referentnih, gde su vrednosti odstupanja u oba slučaja približne.

Rezultati merjenja imaju značaja u praksi samo ako su prikazani zajedno sa mernom nesigurnošću [54]. Pri tome, potrebno je specificirati granice vrednosti glavnih izvora merne nesigurnosti, kao i način prikazivanja izračunatih rezultata [55]. U ovom slučaju, bilo je neophodno odrediti mernu nesigurnost merjenja u Faradejevom kavezu i mernu nesigurnost modela Faradejevog kaveza. Na taj način, konačno bi mogli uporediti rezultate treće serije merjenja sa merenjima analizatorom spektra, kao i merenjima u anehoičnoj sobi, čime bi se mogla potvrditi nova metoda.

## **6.2 Merna nesigurnost merjenja u Faradejevom kavezu**

### **6.2.1 Merna nesigurnost merjenja u Faradejevom kavezu za horizontalnu polarizaciju izvora**

Budžet merne nesigurnosti treće serije merjenja u Faradejevom kavezu, za horizontalnu polarizaciju izvora (DUT-a), prikazan je u tabeli 6.2, a u skladu je sa standardom SRPS EN 55016-4-2:2013/A1:2014 [43] i preporukom EA-4/02 M: 2013 [54]. Pri tome, koeficijent osetljivosti iznosi  $c_i = 1$ , zato što ni u jednom slučaju nisu u pitanju nesimetrične raspodele.

Standardna merna nesigurnost prijema nivoa signala analizatora spektra ( $u_{\delta V}$ ) je uzeta iz specifikacije proizvođača [56].

Procena uticaja tačnosti zauzimanja početnog položaja DUT-a u horizontalnoj ravni ( $x0y$ ) na promenu nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, za maksimalnu vrednost odstupanja po  $x$ -osi i  $y$ -osi od  $\pm 5$  cm, respektivno, određena je statistički, simulacijama merjenja. Vrednost odstupanja po položaju je uzeta kao polovina rastojanja dva susedna čvora u mreži

ekvivalentnih dipola. Pri tome je dobijena normalna funkcija raspodele rezultata nivoa indukovane struje, čija standardna merna nesigurnost iznosi  $u_{\delta XY} = 0,6$  dB.

Standardna merna nesigurnost postavljanja DUT-a po visini,  $u_{\delta Z}$ , dobijena je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, za promenu položaja DUT-a po visini od  $\pm 5$  cm.

Tačnost početnog ugla rotacije DUT-a je proračunata kroz simulaciju merenja. Pri tome, standardna merna nesigurnost,  $u_{\delta RZ}$ , dobijena je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata merenja nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, za grešku u početnom uglu rotacije DUT-a od  $\pm 5^\circ$ , što odgovara polovini koraka ugla rotacije.

Standardna merna nesigurnost postavljanja DUT-a u horizontalni položaj,  $u_{\delta RXY}$ , dobijena je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata merenja nivoa indukovanih struja na prijemnoj anteni, za odstupanje po uglu odnosu na horizontalnu ravan od  $\pm 4^\circ$ .

Procena uticaja tačnosti zauzimanja određenog ugla, pri rotaciji DUT-a oko vertikalne z-ose, određena je statistički, kroz simulaciju merenja u programu WIPL-D Pro. Pri tome, standardna merna nesigurnost,  $u_{\delta R}$ , izračunata je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata merenja nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, gde se pretpostavilo da ne postoji odstupanje po uglu u početnom položaju DUT-a i da maksimalna vrednost greške ugla pri rotaciji iznosi  $\pm 2,5^\circ$ .

**Tabela 6.2** Budžet merne nesigurnosti treće serije merenja u Faradejevom kavezu, za horizontalnu polarizaciju DUT-a

<i>Uticajna veličina</i>	<b>Procena [dB]</b>	<b>Raspodela</b>	<b>Standardna nesigurnost [dB]</b>
Tačnost prijema nivoa signala analizatora spektra ( $\delta V$ )	1	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta V} = 0,58$
Tačnost zauzimanja početnog položaja DUT-a po x-osi i y-osi ( $\delta XY$ )	1,2	Normalna ( $k=2$ )	$u_{\delta XY} = 0,6$
Tačnost postavljanja DUT-a po visini ( $\delta Z$ )	0,71	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta Z} = 0,41$
Tačnost početnog ugla rotacije DUT-a ( $\delta RZ$ )	0,7	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta RZ} = 0,40$
Tačnost postavljanja DUT-a u horizontalni položaj ( $\delta RXY$ )	0,25	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta RXY} = 0,14$
Tačnost pomeraja DUT-a po uglu oko z-ose ( $\delta R$ )	2,02	Normalna ( $k=2$ )	$u_{\delta R} = 1,01$
Tačnost postavljanja kosog monopola ( $\delta KM$ )	2,06	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta KM} = 1,19$
Tačnost simulacije WIPL-D Pro programa ( $\delta W$ )	0,42	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta W} = 0,24$
<b>Kombinovana merna nesigurnost</b>	$u_c = \sqrt{u_{\delta V}^2 + u_{\delta XY}^2 + u_{\delta Z}^2 + u_{\delta RZ}^2 + u_{\delta RXY}^2 + u_{\delta R}^2 + u_{\delta KM}^2 + u_{\delta W}^2} = 1,88 \text{ dB}$		
<b>Proširena merna nesigurnost</b> ( $k=2$ )	$U = k \cdot u_c = 3,77 \text{ dB}$		

Standardna merna nesigurnost postavljanja kosog monopola,  $u_{\delta KM}$ , izračunata je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata merenja nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, za odstupanje po visini krajnje tačke monopola od  $\pm 2$  cm.

Poslednja uticajna veličina daje standardnu mernu nesigurnost simulacije programom WIPL-D Pro,  $u_{\delta W}$ , koja je određena promenom reda tačnosti aproksimacija struja i proračuna integrala.

Kombinovana merna nesigurnost za merenja u Faradejevom kavezu, pri horizontalnom položaju DUT-a, dobijena je kao kvadratni koren sume kvadrata vrednosti standardnih mernih nesigurnosti svih uticajnih veličina [45] i iznosi oko 1,88 dB. Tada proširena merna nesigurnost, za faktor  $k = 2$ , sa verovatnoćom prekrivanja 95,45 %, iznosi 3,77 dB.

### **6.2.2 Merna nesigurnost merenja u Faradejevom kavezu za vertikalnu polarizaciju izvora**

Budžet merne nesigurnosti treće serije merenja u Faradejevom kavezu za vertikalnu polarizaciju izvora je prikazan u tabeli 6.3, a u skladu je sa standardom SRPS EN 55016-4-2:2013/A1:2014 [43] i preporukom EA-4/02 M: 2013 [54]. Pri tome, koeficijent osetljivosti iznosi  $c_i = 1$  zato što ni u jednom slučaju nisu u pitanju nesimetrične raspodele.

Standardna merna nesigurnost prijema nivoa signala analizatora spektra ( $u_{\delta V}$ ) je uzeta iz specifikacije proizvođača [56].

Procena uticaja tačnosti zauzimanja početnog položaja DUT-a, u horizontalnoj ravni ( $x0y$ ) na promenu nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, za maksimalnu vrednost odstupanja po  $x$ -osi i  $y$ -osi od  $\pm 5$  cm, respektivno, određena je statistički, simulacijama merenja. Vrednost odstupanja po položaju je uzeta kao polovina rastojanja dva susedna čvora u mreži ekvivalentnih dipola. Pri tome, dobijena je normalna funkcija raspodele rezultata nivoa indukovane struje, čija standardna merna nesigurnost iznosi  $u_{\delta XY} = 1,55$  dB.

Standardna merna nesigurnost postavljanja DUT-a po visini,  $u_{\delta Z}$ , dobijena je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, za promenu položaja DUT-a po visini od  $\pm 2$  cm.

Procena standardne merne nesigurnosti promene nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni kao posledice greške pri zauzimanju početnog vertikalnog položaja DUT-a ( $u_{\delta RXY}$ ) dobijena je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata merenja nivoa indukovanih struja na prijemnoj anteni za odstupanje po uglu od  $\pm 2^\circ$ .

**Tabela 6.3** Budžet merne nesigurnosti treće serije merenja u Faradejevom kavezu, za vertikalnu polarizaciju DUT-a

<i>Uticajna veličina</i>	<b>Procena [dB]</b>	<b>Raspodela</b>	<b>Standardna nesigurnost [dB]</b>
Tačnost prijema nivoa signala analizatora spektra ( $\delta V$ )	1	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta V} = 0,58$
Tačnost zauzimanja početnog položaja DUT-a po x-osi i y-osi ( $\delta XY$ )	3,09	Normalna ( $k=2$ )	$u_{\delta XY} = 1,55$
Tačnost postavljanja DUT-a po visini ( $\delta Z$ )	0,81	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta Z} = 0,47$
Tačnost početnog vertikalnog položaja DUT-a ( $\delta RXY$ )	2,38	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta RXY} = 1,38$
Tačnost postavljanja kosog monopola ( $\delta KM$ )	0,46	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta KM} = 0,27$
Tačnost simulacije WIPL-D Pro programa ( $\delta W$ )	0,87	Pravougaona ( $k=1,73$ )	$u_{\delta W} = 0,5$
<b>Kombinovana merna nesigurnost</b>	$u_c = \sqrt{u_{\delta V}^2 + u_{\delta XY}^2 + u_{\delta Z}^2 + u_{\delta RXY}^2 + u_{\delta KM}^2 + u_{\delta W}^2} = 2,27$ dB		
<b>Proširena merna nesigurnost</b> ( $k=2$ )	$U = k \cdot u_c = 4,54$ dB		

Standardna merna nesigurnost postavljanja kosog monopola,  $u_{\delta KM}$ , izračunata je kao srednja vrednost maksimalnog i minimalnog odstupanja rezultata merenja nivoa indukovane struje na prijemnoj anteni, za odstupanje po visini krajnje tačke monopola od  $\pm 2$  cm.

Poslednja uticajna veličina daje standardnu mernu nesigurnost simulacije programom WIPL-D Pro,  $u_{\delta W}$ , koja je određena promenom reda tačnosti aproksimacija struja i proračuna integrala.

Kombinovana merna nesigurnost za merenja u Faradejevom kavezu, pri vertikalnom položaju DUT-a, dobijena je kao kvadratni koren sume kvadrata vrednosti standardnih mernih nesigurnosti svih uticajnih veličina [45] i iznosi oko 2,27 dB. Tada proširena merna nesigurnost, za faktor  $k = 2$ , sa verovatnoćom prekrivanja 95,45 %, iznosi 4,54 dB.

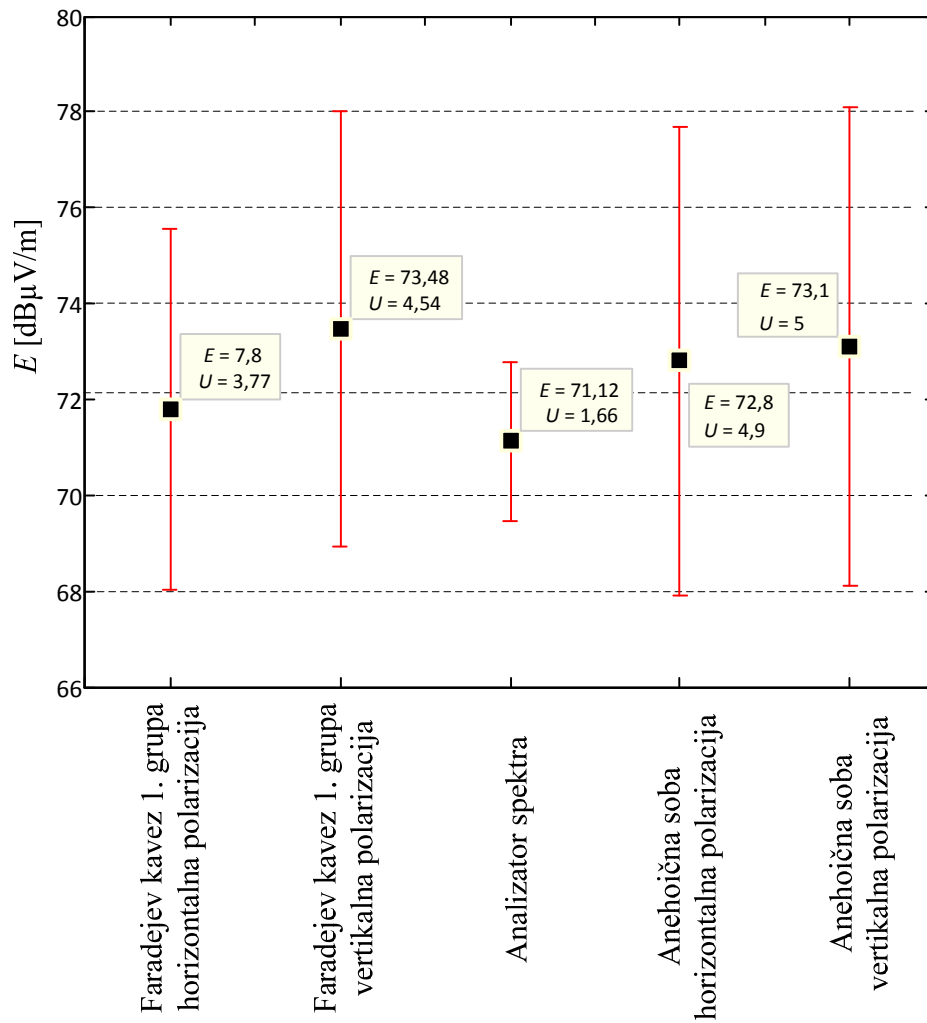
### **6.3 Potvrda nove metode (treća serija merenja u Faradejevom kavezu) upoređivanjem sa rezultatima dobijenim drugim mernim tehnikama**

Uporedni prikaz nivoa električnog polja dobijenih različitim mernim tehnikama, i to: merenjima analizatorom spektra u anehoičnoj sobi i u Faradejevom kavezu, za frekvencije od 50 MHz i 150 MHz, dat je na slikama 6.1 i 6.2, respektivno. Pored toga, na istim slikama prikazane su i pridružene vrednosti proširene merne nesigurnosti. Pri tome, za merenja u Faradejevom kavezu prikazani su dobijeni nivoi električnog polja primenom nove metode za prvu grupu treće serije merenja.

Na osnovu datih slika, upoređujući rezultate dobijene obradom merenja u Faradejevom kavezu sa onima dobijenim primenom drugih mernih tehnika (merenja analizatorom spektra i merenja u anehoičnoj sobi), vidi se dobra konzistentnost rezultata. Naime, dobijeni nivoi električnog polja zajedno sa proširenom mernom nesigurnošću u Faradejevom kavezu se neznatno razlikuju od dobijenih nivoa električnog polja, sa pridruženim vrednostima merne nesigurnosti, dobijenih primenom drugih mernih tehnika.

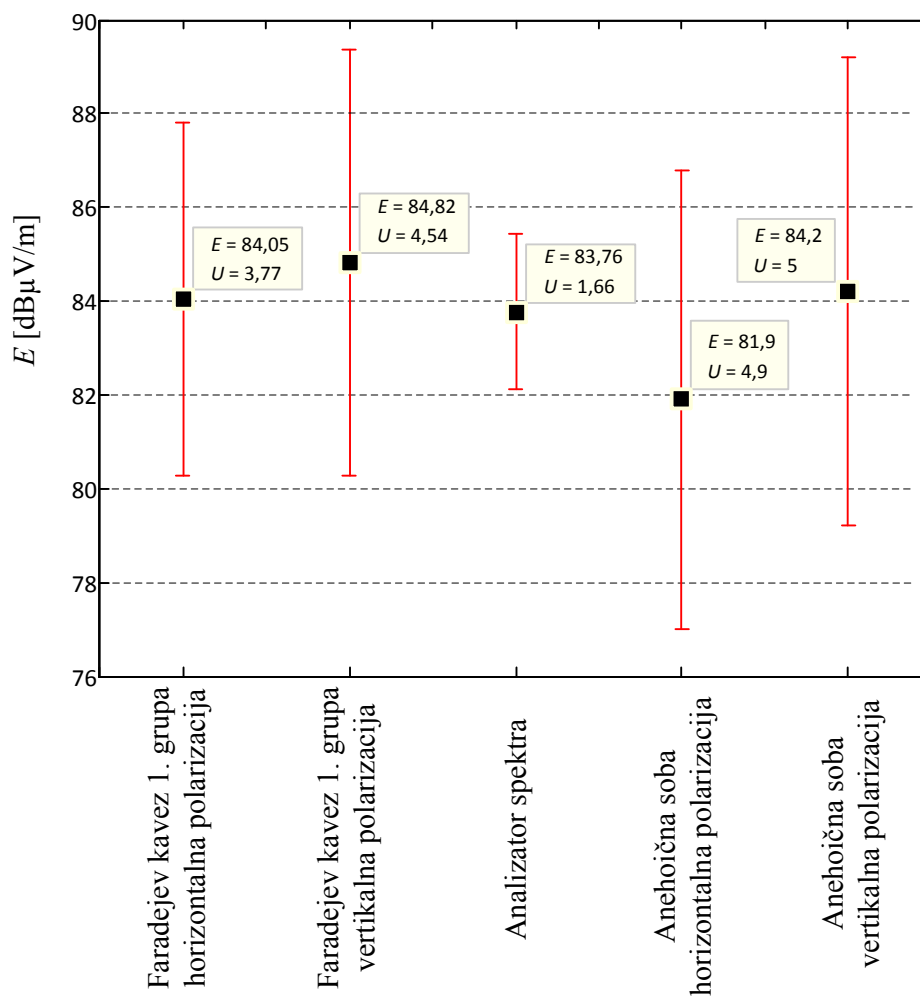
Takođe, pri svim obradama merenja u Faradejevom kavezu (tri serije merenja) tačno je određen položaj dominantnog ekvivalentnog dipola u mreži ekvivalentnih dipola. Pritom, polarizacija dominantnog ekvivalentnog dipola odgovara početnoj orijentaciji DUT-a (cevastog dipola) pri merenjima u Faradejevom kavezu.

Ceneći prethodne činjenice, može se reći da je u ovoj disertaciji pokazano da nova metoda omogućava tačno lociranje izvora zračenja u Faradejevom kavezu, kao i njegovu karakterizaciju ekvivalentnim dipolima. Tačnost napona pobude ekvivalentnih dipola je potvrđena neposredno kroz poređenja nivoa električnog polja u slobodnom prostoru, na rastojanju od 3 m od strane ekvivalentnih dipola, sa merenjima izvora analizatorom spektra, kao i dodatnim merenjima u anehoičnoj sobi. Pri tome, identifikovani su brojni izvori merne nesigurnosti i dat je konačni proračun merne nesigurnosti (budžet merne nesigurnosti).



*Slika 6.1* Uporedni prikaz nivoa električnog polja DUT-a u slobodnom prostoru, sa pridruženim vrednostima proširene merne nesigurnosti, dobijenih različitim mernim tehnikama, na rastojanju od 3 m, za  $f = 50$  MHz





*Slika 6.2* Uporedni prikaz nivoa električnog polja DUT-a u slobodnom prostoru, sa pridruženim vrednostima proširene merne nesigurnosti, dobijenih različitim mernim tehnikama, na rastojanju od 3 m, za  $f = 150$  MHz

## 7 Zaključak

U ovoj doktorskoj disertaciji razvijena je nova metoda koja omogućava određivanje nivoa električnog polja u slobodnom prostoru nepoznatog izvora korišćenjem skalarnih merenja u Faradejevom kavezu. Metoda se zasniva na tehnici obrade retkih signala, odnosno primeni  $l_1$  regularizacije za rešavanje inverznih elektromagnetskih problema.

Istraživanje je bazirano na polaznoj hipotezi da se polje zračenja ispitivanog uređaja može aproksimirati nizom ekvivalentnih dipola. Pretpostavljeno je da je broj ekvivalentnih dipola potreban za karakterisanje izvora mali, zato što se modeluju električki mali uređaji. U konkretnom slučaju dobijena je aproksimacija sa jednim dominantnim ekvivalentnim dipolom.

U disertaciji je kao izvor elektromagnetskog zračenja korišćen namenski projektovan i napravljen cevasti dipol, koji ima linijsku polarizaciju polja u zoni zračenja i dobru stabilnost naponske pobude. Pri tome, izvor obezbeđuje mogućnost ispitivanja u različitim mernim prostorima. Napon napajanja pobude izvora je izmeren analizatorom spektra i kapacitivnim razdelnikom napona. Nivo električnog polja izvora u slobodnom prostoru, na rastojanju od 3 m, određen je simulaciono, koristeći prethodno izmeren napon pobude (skraćeno u daljem tekstu: merenja analizatorom spektra). Taj nivo polja je uzet kao referentni nivo i u odnosu na njega su upoređeni rezultati dobijeni drugim mernim tehnikama.

Pored simulacionog modela izvora, u disertaciji su razvijeni i simulacioni modeli Faradejevog kaveza. Do zadovoljavajućeg modela kaveza se došlo postupno, kroz poboljšanja modela, poredeći rezultate simulacija i rezultate merenja. Takođe, za potrebe tačnog modela Faradejevom kaveza, eksperimentalno su utvrđeni površinski gubici ploča kaveza i detektovana mesta curenja na sastavima ploča. Konačnim modelom Faradejevog kaveza omogućeno je korišćenje složenosti prostiranja talasa u Faradejevom kavezu, po više putanja, radi povoljnog uticaja na tačnost rešenja u inverznom algoritmu. Pri tome, model Faradejevog kaveza obuhvata i prijemnu antenu (monopol), koja u opštem slučaju zauzima dva položaja: horizontalni i kosi.

Merenjem u anehoičnoj sobi su dobijeni rezultati nivoa električnog polja, na rastojanju od 3 m od izvora. Na taj način, potvrđeni su rezultati nivoa električnog polja određenog merenjima analizatorom spektra, kao i rezultati dobijeni novom metodom.

Merenja u Faradejevom kavezu su prikazana kroz tri serije merenja, kojima odgovaraju različite merne postavke, tj. metode merenja. Metode merenja su se razvijale postupno, unapređujući pri tome tačnost i validnost rezultata merenja.

Strujni odzivi ekvivalentnih dipola indukovani na prijemnoj anteni su dobijeni korišćenjem realističnog modela Faradejevog kaveza. Naponi pobude ekvivalentnih dipola su određeni primenom tehnike obrade retkih signala, odnosno primenom  $l_1$  regularizacije, za rešavanje problema neodređenosti rešenja inverznih elektromagnetskih problema. Koeficijent regularizacije je određen tako da odgovara kolenu L-krive. Time je izdvojen samo jedan dominantan ekvivalentan dipol. Električno polje izvora je aproksimirano električnim poljem tog dominantnog dipola.

Upoređivanjem rezultata merenja dobijenih različitim mernim tehnikama može se zaključiti da nova metoda omogućava tačno lociranje izvora zračenja u Faradejevom kavezu, kao i njegovu karakterizaciju ekvivalentnim dipolima. Tačnost napona pobude ekvivalentnih dipola je potvrđena neposredno kroz poređenja nivoa električnog polja u slobodnom prostoru, na rastojanju od 3 m od ekvivalentnih dipola, sa merenjima izvora analizatorom spektra, kao i dodatnim merenjima u anehoičnoj sobi. Pri tome, identifikovani su brojni izvori merne nesigurnosti i dat je budžet merne nesigurnosti (eng. uncertainty budget).

Ostvareni naučni doprinos ove disertacije se ogleda u razvoju nove metode, koja omogućava da se na osnovu skalarnih merenja, pomoću ekvivalentnih dipola, primenom tehnike obrade retkih signala u Faradejevom kavezu, odredi električno polje koje taj izvor zrači u slobodnom prostoru. To stvara mogućnost da se merenja u Faradejevom kavezu mogu uspešno korelisati sa odgovarajućim merenjima na otvorenom (referentnom) mernom mestu, što je od ključnog značaja za ispitivanja uređaja u praksi. Time nova metoda omogućava upotrebu Faradejevog kaveza kao jeftine alternative standardizovanim mernim mestima za ispitivanje elektromagnetske kompatibilnosti (EMK), kao što su (polu)anehoidne sobe i otvoreni merni prostor.

Nova metoda, u odnosu na standardizovani merni postupak u reverberacionim sobama, omogućava uspešno merenje uređaja na frekvencijama koje su ispod najniže upotrebljive frekvencije reverberacione komore, kao i ispod najniže rezonantne frekvencije kaveza. To je omogućeno korišćenjem svih prednosti složenog prostiranja signala u Faradejevom kavezu (eng. multipath).

Kao predlog za budući rad su predložene sledeće smernice:

- optimizovanje pozicije uređaja koji se testira u kavezu, u cilju poboljšanja osetljivosti i tačnosti predloženog algoritma,

- proširivanje frekvencijskog mernog opsega,
- proširivanje mreže ekvivalentnih dipola iz 2D mreže u 3D mrežu,
- proširivanje tipova ekvivalentnih izvora u čvorištima mreže magnetskim dipolima, pored postojećih električnih dipola.

## 8 Reference:

- [1] M. L. Crawford, *Generation of standard EM fields using TEM transmission lines*, IEEE Trans EMC, Vol. EMC-16, pp. 189-95, November 1974.
- [2] M. L. Crawford, J. L. Workman, *Using a TEM Cell for EMC measurements of electronic equipment*, NBS Technical Note 1013, National Bureau of Standards, Boulder, 1981.
- [3] F. R. Hunt, *Electromagnetic susceptibility measurements with a TEM cell*, ERB-992, National Research Council, Ottawa, Jul 1986.
- [4] P. Wilson, *On correlating TEM cell and OATS radiated emission measurements*, IEEE Trans EMC, Vol. EMC 37, pp. 1-16, Februar 1995.
- [5] D. Koenigstein and D. Hansen, *A new family of TEM cells with enlarged bandwidth and optimized working volume*, Proc. 7th International Zurich Symp. on EMC, Zurich (Switzerland), pp. 127-32, Mart 1987.
- [6] D. Hansen, H. Garbe, P. Wilson, D. Koenigstein, *A broadband alternate EMC test chamber for RS and RE measurements in standards compliance testing-critical review of established procedures*, Proc. International Conference on EMC, Bangalore (India), pp. 85-89, Septembar 1989.
- [7] J. D. M. Osburn, *Radiated emissions test performance of the GHz TEM cell*, EMC Test and Design, pp. 34-37, Februar 1991.
- [8] S. Kim, J. Nam, H. Jeon, S. Lee, *A correlation between the results of the radiated emission measurements in GTEM and OATS*, in Proc. IEEE International Symp. EMC, pp. 1105-1110, 1998.
- [9] P. Carona, G. Latmiral, E. Paolini, L. Piccioli, *Use of a reverberating enclosure for measurements of a radiated power in the microwave range*, IEEE Trans EMC, Vol. EMC18, pp. 54-59, Maj 1976.
- [10] J. L. Bean, R. A. Hall, *Electromagnetic susceptibility measurements using a mode stirred chamber*, in IEEE International Symp. EMC, pp. 143-50, 1978.
- [11] Christo Tsigros, Marc Piette, Guy A. E. Vandenbosch, Dirk Van Troyen, *Radiated Immunity in Reverberation and Semianechoic Rooms: Conditions for Equivalence*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 55, No. 2, April 2013.
- [12] *Elektromagnetske smetnje, ZAHTEVI, SORS 1029/89*, Biro za standardizaciju i metrologiju u JNA, Beograd, 1989.
- [13] *Elektromagnetske smetnje, MERENJA, SORS 1762/89*, Biro za standardizaciju i metrologiju u JNA, Beograd, 1989.
- [14] *MIL-STD 461A*, US Department of Defence, 1968.
- [15] *MIL-STD 461G*, US Department of Defence, 2015.
- [16] M. Leigsnering, F. Ahmad, M. Amin and A. Zoubir, *Multipath exploitation in through-the-wall radar imaging using sparse reconstruction*, in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 50, no. 2, pp. 920-939, April 2014.
- [17] M. M. Nikolic, A. Nehorai and A. R. Djordjevic, *Estimation of Direction of Arrival Using Multipath on Array Platforms*, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 7, pp. 3444-3454, Jul 2012.
- [18] Sreenivasiah L., Chang D. C., Ma T. M., *Emission Characteristics of Electrically Small Radiating Sources from Tests Inside a TEM Cell*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC - 23, No. 3, August 1981, pp. 113-121.

- [19] P. Wilson, *On correlating TEM cell and OATS emission measurements*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 37, no. 1, pp. 1-16, 1995.
- [20] J. C. Tippet and D. C. Chang, *Radiation characteristics of electrically small devices in a TEM transmission cell*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-18, pp. 134-140, 1976.
- [21] A. Tsaliovich, D. Moncion, A. Okun, D. Sinfield, *Using GTEM for electromagnetic emission measurements: Experiments in test result correlation*, Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. pp. 161-166, 1994.
- [22] Z. Yu, J. A. Mix, S. Sajuyigbe, K. P. Slattery, J. Fan, *An improved dipole-moment model based on near-field scanning for characterizing near-field coupling and far-field radiation from an IC*, Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 55, no. 1, pp. 97-108, 2013.
- [23] W. Kong, E. P. Li, *Prediction of PCB radiated emission in shielding cavity using equivalent dipole modeling*, IEEE International Symposium, pp. 1484 – 1488, 2015.
- [24] X. Tong, D. W. P. Thomas, A. Nothofer, P. Sewell, C. Christopoulos, *Modeling electromagnetic emissions from printed circuit boards in closed environments using equivalent dipoles*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 52, no. 2, pp. 462-470, 2010.
- [25] P. Li, L. J. Jiang, *Source reconstruction method-based radiated emission characterization for PCBs*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 55, no. 5, pp. 933-940, 2013.
- [26] J. Pan, X. Gao and J. Fan, *Far-field prediction by only magnetic near fields on a simplified Huygens's surface*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 57, no. 4, pp. 693-701, 2015.
- [27] Fang-Pin Xiang, Er-Ping Li, Xing-Chang Wei, Jian-Ming Jin, *A particle swarm optimization-based approach for predicting maximum radiated emission from PCBs with dominant radiators*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume 57, Issue 5, pp. 1197 – 1205, 2015.
- [28] Z. Yu, J. A. Mix, S. Sajuyigbe, K. P. Slattery and J. Fan, *An improved dipole-moment model based on near-field scanning for characterizing near-field coupling and far-field radiation from an IC*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 55, no. 1, pp. 97-108, 2013.
- [29] N. V. Munić, M. M. Nikolić, A. M. Kovačević, A. R. Đorđević *Poboljšano modelovanje Faradejevog kaveza za ispitivanje elektromagnetske kompatibilnosti*, Zbornik radova XX Telekomunikacionog foruma, TELFOR, Beograd, Srbija, str. 1115-1118, 2012,.
- [30] N. V. Munić, A. M. Kovačević, A. R. Đorđević, *Modelovanje Faradejevog kaveza za ispitivanje elektromagnetske kompatibilnosti*, Zbornik radova 19. Konferencije TELFOR, Beograd, Srbija, str. 965-968, 2011.
- [31] P. R. Johnston, R. M. Gulrajani, *Selecting the corner in the L-curve approach to Tikhonov regularization*, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 47, Issue 9, pp. 1293 – 1296, 2000.
- [32] F. Lenti, F. Nunziata, M. Migliaccio, G. Rodriguez, *2D TSVD to enhance the resolution of radiometer data*, Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS) IEEE International, pp. 6091 – 6094, 2012.
- [33] P. Shah, U. K. Khankhoje, M. Moghaddam, *Joint L1-L2 regularization for inverse scattering*, Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), pp. 868 – 869, 2014.

- [34] P. C. Hansen, D. P. O’Leary, *The use of the L-curve in the regularization of discrete ill-posed problems*, SIAM J. Sci. Comput., Vol. 14, no. 6, pp. 1487 – 1503, 1993.
- [35] CISPR 22:2008/ Edition 6.0 *Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*, 2008.
- [36] M. M. Nikolic, A. Nehorai, A. R. Djordjevic, *Electromagnetic Imaging of Hidden 2-D PEC Targets Using Sparse Signal Modeling*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 51, Issue: 5, Part: 1, pp. 2707–2721, Maj 2013.
- [37] Bronaugh, E., Lambdin, W., *Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility: Electromagnetic Interference Test Methodology and Procedures*, Gainesville, Interference Control Technologies, Inc., VA, 1988.
- [38] Camell, D., Koepke, G., Rakoski, B., Smith, R., *A standard source method for reducing antenna factor errors in shielded room measurements*, NIST. Tech. Note 1382., 1996.
- [39] Nenad Munic, Marija Stevanovic, Antonije Djordjevic, Aleksandar Kovacevic, *Evaluation of Radiating-Source Parameters by Measurements in Faraday Cages and Sparse Processing*, Measurement, Vol. 104, pp. 105-116, ISSN 0263-2241, DOI 10.1016/j.measurement.2017.03.008, July 2017.
- [40] [www.wipl-d.com](http://www.wipl-d.com)
- [41] B. Reljin, *Teorija električnih kola I*, Akademska misao - ETF, 2003.
- [42] *Microwave Office 5.51*, 2002.
- [43] Institut za standardizaciju Srbije, *SRPS EN 55016-4-2:2013/A1:2014. Specifikacija aparata i metoda za merenje radio-smetnji i imunosti–Deo 4–2: Nepouzdanosti, statistike i modeliranje granica – Merna nepouzdanost instrumenata*, ISS (2014).
- [44] Rohde&Schwarz, *FSP Spectrum Analyzer, Data Sheet, PD 0758.1206.22, Version 06.00*, Maj 2008.
- [45] BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, ISO, Geneva, ISBN 92-67-10188-9, 1995.
- [46] [www.toc.vs.rs](http://www.toc.vs.rs).
- [47] Đorđević, A., Tošić, D, *Mikrotalasna tehnika*, Beograd, Akademska misao, 2006,
- [48] Mendes, H.A., *A new approach to electromagnetic field-strength measurements in shielded enclosures*, Wescon Tech. Papers, Los Angeles, CA, Avgust, 1968.
- [49] International Electrotechnical Commission, *IEC 61000-4-21: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-21: Testing and measurement techniques- Reverberation chamber test methods*, Januar, 2011.
- [50] R. Armstrong, *Measurement of shielding in electrically large metallic enclosures*, Thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Electronics, University of York, Februar, 2013.
- [51] AWR, *Microwave Office 8.00*, Applied Wave Research (2008), Preuzeto sa [www.awrcorp.com](http://www.awrcorp.com)
- [52] Eaton Corporation Electronic Instrumentation Division, *Eaton 3500 Shielded Enclosure Leak Detection System Operation and Maintenance Manual*, Preliminary, Los Angeles, CA, USA, 1988.
- [53] [www.idvorsky.com](http://www.idvorsky.com)
- [54] EA European Accreditation, *Evaluation of the Uncertainty of Measurement In Calibration, EA-4/02 M: 2013*, revizija 02, Septembar 2013.
- [55] Institut za standardizaciju Srbije, *SRPS ISO/IEC 17025 Opšti zahtevi za kompetentnost laboratorija za ispitivanje i laboratorija za etaloniranje*, ISS (2006).

[56] Agilent Technologies, *Specification Guide for Agilent E7402A*, Januar, 2011.



## Biografija

Nenad Munić je rođen 26.05.1982. godine u Sjenici, Srbija. Osnovnu školu Svetozar Marković završio je u Sjenici 1997. godine. Vojnu gimnaziju završio je u Beogradu 2001. godine. Dana 16. septembra 2006. godine završio je školovanje na Vojnoj akademiji, Odseku logistika, smeru vazduhoplovnotehničke službe-specijalnost radarsko računarska. Vojnu akademiju završio je sa prosekom 9,24 i sa ocenom 10 odbranio diplomski rad na temu „*Usporedna analiza merenja faktora šuma*“.

Po završetku školovanja na Vojnoj akademiji promovisan je u čin potporučnika sa službom na aerodromu Lađevci kod Kraljeva. Januara 2010. godine prešao je u vojnu naučno-stručnu ustanovu Tehnički opitni centar Vojske Srbije. Trenutno radi u Sektoru za elektroniku na formacijskom mestu viši istraživač. Učestvovao kao rukovodilac radnog tima ili član radnog tima na poslovima završnih, homologacionih i verifikacionih ispitivanja, kao i ispitivanja sredstava naoružanja i vojne opreme iz radarskih oblasti (modernizovani radar P-12, CVOJ M-11, supstitucija magnetrona, malošumni pretpojačavač, 3D radar), raketnih sistema (modernizacija NEVA MIT i KUB M1), radio-goniometara za VF opseg (HERA-1) i VVF/UVF opseg (VERA-1) itd.

Učestvovao je na više projekata, među kojima je: automatizacija merenja imunosti na kondukcione smetnje i na polje smetnji, kao i projekat realizacije antenskog poligona. Učestvovao je u radu brojnih komisija za usvajanje vojnih standarda i dokumenata o kvaliteta proizvoda.

Do sada je objavio 15 radova iz oblasti elektromagnetske kompatibilnosti, digitalne obrade signala, merenja i pouzdanosti.

Služi se engleskim i ruskim jezikom.

Beograd, 30.03.2017. g

## Prilog 1.

### Izjava o autorstvu

Potpisani **Nenad Munić, dipl. ing.**

broj indeksa **5012/09**

---

#### Izjavljujem

da je doktorska disertacija pod naslovom

**Određivanje karakteristika elektromagnetske emisije uređaja merenih u Faradejevom kavezu pomoću tehnike obrade retkih signala**

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada,
- da predložena disertacija u celini ni u delovima nije bila predložena za dobijanje bilo koje diplome prema studijskim programima drugih visokoškolskih ustanova,
- da su rezultati korektno navedeni i
- da nisam kršio autorska prava i koristio intelektualnu svojinu drugih lica.

**Potpis doktoranda**

U Beogradu, **30.03.2017.g.**



---

## Prilog 2.

### Izjava o istovetnosti štampane i elektronske verzije doktorskog rada

Ime i prezime autora Nenad Munić

Broj indeksa 5012/09

Studijski program Elektrotehnika i računarstvo

Naslov rada Određivanje karakteristika elektromagnetske emisije uređaja  
merenih u Faradejevom kavezu pomoću tehnike obrade retkih signala

Mentor dr Marija Stevanović, vanredni profesor

Potpisani Nenad Munić, dipl. ing.

Izjavljujem da je štampana verzija mog doktorskog rada istovetna elektronskoj verziji koju sam predao za objavljivanje na portalu **Digitalnog repozitorijuma Univerziteta u Beogradu**.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci vezani za dobijanje akademskog zvanja doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada.

Ovi lični podaci mogu se objaviti na mrežnim stranicama digitalne biblioteke, u elektronskom katalogu i u publikacijama Univerziteta u Beogradu.

**Potpis doktoranda**

U Beogradu, 30.03.2017.g.



---

## Prilog 3.

### Izjava o korišćenju

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku „Svetozar Marković“ da u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Beogradu unese moju doktorsku disertaciju pod naslovom:

**Određivanje karakteristika elektromagnetske emisije uređaja merenih u Faradejevom kavezu pomoću tehnike obrade retkih signala**

koja je moje autorsko delo.

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

Moju doktorsku disertaciju pohranjenu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Beogradu mogu da koriste svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons) za koju sam se odlučio.

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

(Molimo da zaokružite samo jednu od šest ponuđenih licenci; kratak opis licenci dat je na poledini lista).

**Potpis doktoranda**

U Beogradu, **30.03.2017.g.**



---

1. Autorstvo – Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje dela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence, čak i u komercijalne svrhe. Ovo je najslabodnija od svih licenci.
2. Autorstvo – nekomercijalno. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje dela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu dela.
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje dela, bez promena, preoblikovanja ili upotrebe dela u svom delu, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu dela. U odnosu na sve ostale licence, ovom licencom se ograničava najveći obim prava korišćenja dela.
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje dela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence i ako se prerada distribuira pod istom ili sličnom licencom. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu dela i prerada.
5. Autorstvo – bez prerade. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje dela, bez promena, preoblikovanja ili upotrebe dela u svom delu, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu dela.
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje dela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence i ako se prerada distribuira pod istom ili sličnom licencom. Ova licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu dela i prerada. Slična je softverskim licencama, odnosno licencama otvorenog koda.