



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ

ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА



Софтверски модел са верификацијом коморе за скенирање у микроталасној томографији

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Ментор:
ванр. проф. др Небојша Пјевалица

Кандидат:
Милош Суботић

Нови Сад, 2021. године

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА ¹

Врста рада:	Докторска дисертација
Име и презиме аутора:	Милош Суботић
Ментор (титула, име, презиме, звање, институција)	Др Небојша Пјевалица, ванредни професор, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Наслов рада:	Софтверски модел са верификацијом коморе за скенирање у микроталасној томографији
Језик публикације (писмо):	Српски (ћирилица)
Физички опис рада:	Унети број: Страница 150 Поглавља 7 Референци 400 Табела 14 Слика 61 Графикона 0 Прилога 0
Научна област:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Ужа научна област (научна дисциплина)	Рачунарска техника и рачунарске комуникације
Кључне речи / предметна одредница:	Микроталасна томографија, микроталасно снимање, софтверски модел, инверзни проблем, електромагнетна симулација, <i>FDTD</i> , дизајн антена, мерење, тачност и прецизност
Резиме на језику рада:	Микроталасна томографија је метода за снимање објекта путем микроталаса. Након мерења објекта системом антена у комори решава се инверзни проблем нумеричком симулацијом и оптимизацијом. У овом раду се решава проблем верности моделовања антенског система у симулацији. Избегавањем апроксимација у моделовању антенског система, добија се вернији софтверски модел. Ради постизавања тог циља жичана квадратна спирална антена је одабрана за коришћење у комори за снимање. Употреба предложене антене у микроталасној томографији је новитет. Реализован је софтверски симулациони модел коморе са предложеном антенном. У симулацијама је извршено поређење са другим антенама често коришћеним у литератури за дату сврху. Израђен је прототип коморе са предложеним антенама. Извршена су мерења и поређења са предложеним моделом, како би се потврдила веродостојност модела.

¹ Аутор докторске дисертације потписао је и приложио следеће Обрасце:

5б – Изјава о ауторству;

5в – Изјава о истоветности штампане и електронске верзије и о личним подацима;

5г – Изјава о коришћењу.

Ове Изјаве се чувају на факултету у штампаном и електронском облику и не корице се са тезом.

Датум прихватања теме од стране надлежног већа:	
Датум одбране: (Попуњава одговарајућа служба)	
Чланови комисије: (титула, име, презиме, звање, институција)	<p>Председник: Др Никола Теслић, редовни професор, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду</p> <p>Члан: Др Мило Томашевић, редовни професор, Електротехнички факултет, Универзитет у Београду</p> <p>Члан: Др Мирослав Поповић, редовни професор, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду</p> <p>Члан: Др Никола Јорговановић, редовни професор, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду</p> <p>Ментор: Др Небојша Пјевалица, ванредни професор, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду</p>
Напомена:	

**UNIVERSITY OF NOVI SAD
FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES**

KEY WORD DOCUMENTATION ²

Document type:	Doctoral dissertation
Author:	Miloš Subotić
Supervisor (title, first name, last name, position, institution)	PhD Nebojša Pjevalica, associate professor, Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Наслов рада:	Software model with verification of the imaging chamber in microwave tomography
Language of text (script):	Serbian (cyrillic)
Physical description:	Number of: Pages 150 Chapters 7 References 400 Tables 14 Illustrations 61 Graphs 0 Appendices 0
Scientific field:	Electrical and Computer Engineering
Scientific subfield (scientific discipline):	Computer Engineering, Engineering of Computer Based Systems
Subject, Key words:	Microwave tomography, microwave imaging, software model, inverse problem, Electromagnetic simulation, FDTD, antenna design, measurement, accuracy and precision
Abstract in English language:	Microwave tomography is method of object imaging by means of microwaves. After object measurement by system of antennas in chamber inverse problem is solved by numeric simulation and optimization. This thesis focuses on problem of trueness in modeling antenna system in simulation. Avoding approximations while modeling antenna system yield better trueness of software model. To achieve this target wire square spiral antenna is utilized in imaging chamber. Usage of proposed antenna in microwave tomography is novelty. Software simulation model of chamber with proposed antenna is designed and evaluated. Comparison with other antennas often used in literature for this purpose is done in simulation. Chamber with antennas is realized at the prototype level. Measurement and comparison with proposed model are done in order to verify its trueness.

²The author of doctoral dissertation has signed the following Statements:

5б – Statement on the authority,

5в – Statement that the printed and e-version of doctoral dissertation are identical and about personal data,

5г – Statement on copyright licenses.

The paper and e-versions of Statements are held at he faculty and are not included into the printed thesis.

Accepted on Scientific Board on:	
Defended: (Filled by the faculty service)	
Thesis Defend Board: (title, first name, last name, position, institution)	President: PhD Nikola Teslić, full professor, Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad Member: PhD Milo Tomašević, full professor, School of Electrical Engineering, University of Belgrade Member: PhD Miroslav Popović, full professor, Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad Member: PhD Nikola Jorgovanović, full professor, Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad Mentor: PhD Nebojša Pjevalica, associate professor, Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note:	

Захвалност

Благодарим Господу нашему Исусу Христу на Његовој милости да сам овај посао са мном започет могао с Њим и да довршим.

Велико хвала мом ментору Небојши Пјевалици на саветима и подељеном искуству из мерења и електронике, двоцифреном броју рецензија и мотивисању да напишем ову тезу: "Хо Суботићу, је л' рокаш текст?"

Захвалан сам на простору и опреми у РТ-РК институту, јер где би нашао мрежни анализатор што кошта к'о кућа. Ту посебно морам захвалити Борису Радину који ме је увео у целу причу са радио мерењима, а од ког сам иначе научио доста електронике.

Захваљујем и својој породици, пријатељима и колегама који су ме у овом истраживању и писању тезе подржали, поготово у молитвама.

Садржај

Листа слика	7
Листа табела	9
Скраћенице	10
Појмови	12
1 Сажетак	20
2 Увод	23
2.1 Могућности микроталасне томографије	23
2.2 Уопштено о микроталасној томографији	24
2.3 Ограничења у микроталасној томографији	29
3 Преглед постојећих метода микроталасне томографије	37
3.1 Методе снимања	37
3.2 Методе оптимизације	41
3.3 Директне методе решавања	49
3.3.1 FDTD	49
3.3.2 Убрзање обраде	54
3.4 Преглед антена и комора	60
3.5 Моделовање комора	65
3.6 Мерење у микроталасној томографији	66
4 Реализација	71
4.1 Избор антене	71
4.2 Дизајн коморе	75
4.3 Реализација софтверског модела	78
5 Верификација и резултати	81
5.1 Методе верификације	81
5.2 Рачунарске перформансе	82
5.3 Резултати симулације	83
5.4 Верификација физичке реализације	90
5.5 Верификација инверзије	101
6 Закључак	115
7 Литература	116

Листа слика

1	Комора за скенирање у микроталасној томографији	26
2	Алгоритам микроталасне томографије	28
3	Тачност и прецизност	29
4	Пропагација по вишеструким путањама	34
5	Решетке и грешка преоптимистичне инверзије	36
6	Таксономија метода микроталасног снимања	37
7	Рачунање броја π Монте Карло интеграцијом	44
8	Близина стварном минимуму наспрам броја евалуација	48
9	Цена наспрам броја евалуација	48
10	Диелектрични одзив материјала и поларизације	53
11	Вивалди антена	61
12	Закрпа антена са 2 резонанте фреквенције	62
13	Стробоскопско одабирање	68
14	Маскирање и прозорирање	69
15	Фазни антенски низ	70
16	Спирална антена	72
17	Квадратна спирална дипол антена	73
18	Предложена квадратна спирална монопол антена	75
19	Поглед одозго на различите конфигурације комора	76
20	Преклапање жичаних антена	77
21	Комора са квадратним спиралним монопол антенама	78
22	Комора са монопол антенама	79
23	Реална импеданса: монопол и предложена антена	84
24	Дијаграм зрачења: монопол на 2 GHz	85
25	Дијаграм зрачења: монопол на 3 GHz	85
26	Дијаграм зрачења: квадратни спирални монопол на 2 GHz	86
27	Дијаграм зрачења: квадратни спирални монопол на 3 GHz	87
28	Ефикасност η : монопол и предложена антена	87
29	Усмереност D : монопол и предложена антена	88
30	Појачање антене G : монопол и предложена антена	88
31	Спрегнутост у комори: монопол и предложена антена	90
32	Предложена антена са различитим просторим кораца симулације	91
33	Предложена антена са различитим просторим кораца геометрије	91
34	Изглед унутрашњости коморе од горе	92
35	Изглед унутрашњости коморе под углом	93
36	Комора и мерни уређај	94
37	Визуализација мерења на VNA уређају	95
38	Комплетна мерна поставка	96
39	Каблови и странице коморе за калибрацију	97
40	Измерени и калибрисани параметри коморе са предложеном антенном	98
41	Мерење и симулација коморе са монопол антенном	99
42	Мерење и симулација коморе са предложеном антенном	100
43	Компезација дисперзије у симулацији предложене антене	101
44	Мерна поставка за верификацију инверзије: стубац	102
45	Мерна поставка за верификацију инверзије: дупли стубац	103
46	Симулациона поставка за верификацију инверзије: стубац	104
47	Поређење мерења и симулације: стубац	105
48	Поређење мерења и симулације: дупли стубац	106

49	Поређење стубца са празном комором	107
50	Поређење на изабраним фреквенцијама: празна комора	108
51	Поређење на изабраним фреквенцијама: стубац	108
52	Поређење на изабраним фреквенцијама: дупли стубац	109
53	Скенирање стубца при грешки преоптимистичне инверзије	110
54	Скенирање стубца: NSE метрика	110
55	Скенирање стубца: $RMSE$ метрика	111
56	Скенирање стубца: MAD_{∞} метрика	111
57	Скенирање дуплог стубца: $RMSE$ метрика	112
58	Скенирање дуплог стубца: MAD_{∞} метрика	112
59	Мерење стубца и симулација дуплог стубца	113
60	Мерење дуплог стубца и симулација стубца	113
61	Скенирање стубца са финијом решетком	114

Листа табела

3	Бинарна класификација	23
4	Доза	24
5	Снага	24
6	Класификација материјала преко тангенс губитака	52
7	Типови антена и њихова усмереност	63
8	Поређење антена коришћених у микроталасној томографији	74
9	Поређење геометрије и перформанси	83
10	Перформансе зрачења монопол и квадратне спиралне монопол антене	89
11	Поређење мерења и симулације кроз три метрике	101
12	Позиције и ознаке антена	104
13	Поређење мерења и симулације за разне објекте скенирања	105
14	Поређење мерења и симулације на изабраним фреквенцијама	107

Скраћенице

2D 2 Dimensional, 2-димензионални.

3D 3 Dimensional, 3-димензионални.

ABC Artificial Bee Colony, Вештачко пчелиње друштво.

ACiD Adaptive coordinate descent, Прилагођено силажење по координатама.

ACO Ant Colony Optimization, Оптимизација колонијом мрава.

API Application Programming Interface, Апликацијска програмска спрега.

AsAP Asynchronous Array of Simple Processors, Асинхрона мрежа једноставних процесора.

ASIC Application Specific Integrated Circuit, Интегрисано коло специфичне намене.

BFGS Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno, Бројден-Флечер-Голдфарб-Шано (оптимизација).

BFP Block Floating-Point, Блоковски покретни зарез.

CMA-ES Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy, Еволуциона стратегија прилагођена коваријансном матрицом.

CMI Confocal Microwave Imaging, Конфокално микроталасно снимање.

CPML Convolution Perfectly Matched Layer, Конволуцијски савршено прилагођен слој.

CPU Central Processor Unit, Централни процесор.

CSI Contrast Source Inversion, Инверзија извора контраста.

CT (X-Ray) Computer Tomography, (Рентгенска) рачунарска томографија.

DBIM Distorted Born Iterative Method, Изобличена Борнова итеративна метода.

DSP Digital Signal Processor, Дигитални сигнални процесор.

EC-FDTD Equivalent Circuit FDTD, Метода коначних разлика у временском домену са еквивалентним колима.

EFIE Electric-Field Integral Equation, Интеграционе једначине електричног поља.

EMC Electro-Magnetic Compatibility, Електромагнетна компатибилност.

EMI Electro-Magnetic Interference, Електромагнетна интерференција.

FBTS Forward-Backward Time-Stepping, Корачна метода напред и назад, Ојлерова експлицитно-имплицитна метода.

FDTD Finite Difference Time Domain, Метода коначних разлика у временском домену.

FEM Finite Element Method, Метода коначних елемената.

FOSS Free and Open Source Software, Софтвер слободног и отвореног кода.

FPGA Field-Programmable Gate Array, Програмабилне логичке мреже.

GA Genetic Algorithm, Генетски алгоритам.

GPR Ground Penetrating Radar, Подземни радар.

GPU Graphics Processor Unit, Графички процесор.

HPC High Performance Computing, Рачунарство високих перформанси.

IRAM Intelligent RAM, Интелигентна меморија.

L-BFGS Limited-memory Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno, Бројден-Флечер-Голдфарб-Шано ограничене меморије (оптимизација).

LNA Low-Noise Amplifier, Нискошумни појачавач.

MAD Mean Absolute Difference, Средња апсолутна разлика.

MAE Mean Absolute Error, Средња апсолутна грешка.

MIMD Multiple Instruction Multiple Data, Више инструкција - више података.

MIMO Multiple-Input and Multiple-Output, Вишеструки улаз и вишеструки излаз.

MoM Method of Moments, Метода момената.

MRI Magnetic Resonance Imaging, Магнетна резонанца.

MSE Mean Square Error, Средња квадратна грешка.

MWI Microwave Imaging, Микроталасно снимање.

MWT Microwave Tomography, Микроталасна томографија.

NN Neural Network, Неуронска мрежа.

NoC Network-on-Chip, Мрежа у интегрисаном колу (архитектура магистрале).

NSE Normalized Squared Error, Нормализована квадратна грешка.

PCA Principal Component Analysis, Анализа главних компоненти.

PEC Perfect Electric Conductor, Савршен електрични проводник.

PET Positron Emission Tomography, Позитронска томографија.

PML Perfectly Matched Layer, Савршено прилагођен слој.

PSO Particle Swarm Optimization, Оптимизација јата честица.

RCS Radar Cross-Section, Радарски попречни пресек.

RMSE Root Mean Square Error, Корен средње квадратне грешке.

RPD Relative Percent Difference, Релативна процентна разлика.

S-parameters Scattering parameters, Параметри расејања.

SAR Synthetic Aperture Radar, Радар синтетичке апертуре.

SCPI Standard Commands for Programmable Instruments, Стандардне команде за програмабилне инструменте.

SIMD Single Instruction Multiple Data, Једна инструкција - више података.

SIMT Single Instruction Multiple Threads, Једна инструкција - више нити.

SSIM Structural Similarity Index Metric, Индекс мере структурне сличности.

TDIS Time Domain Inverse Scattering, Инверзно расејање у временском домену.

TPU Tensor Processor Unit, Тензорски процесор.

TSVD Truncated Singular Value Decomposition, Скраћено разлагање сингуларитета.

UPML Uniaxial Perfectly Matched Layer, Једно-осни савршено прилагођен слој.

UWB Ultra-Wide Band, Ултра-широкопојасни (фреквентни опсег).

VISA Virtual Instrument Software Architecture, Софтверска архитектура виртуалног инструмента.

VNA Vector Network Analyser, Векторски мрежни анализатор.

Појмови

(X-Ray) Computer Tomography (Рентгенска) рачунарска томографија.

1-dB compression point 1-dB компресиона тачка.

2 Dimensional 2-димензионални.

3 Dimensional 3-димензионални.

A priori knowledge Пређашње знање.

Adaptive coordinate descent Прилагођено силажење по координатама.

Ambiguity Двосмисленост.

Anechoic Chamber Глува соба.

Ant Colony Optimization Оптимизација колонијом мрава.

Antenna array Антенски низ.

Application Programming Interface Апликацијска програмска спрега.

Application Specific Integrated Circuit Интегрисано коло специфичне намене.

Artificial Bee Colony Вештачко пчелиње друштво.

Asynchronous Array of Simple Processors Асинхрона мрежа једноставних процесора.

Attenuation Слабљење.

Background Позадина.

Backing Потпора.

Backscattering Повратно расипање.

Bandwidth Проток (у рачунарству); фреквентни опсег (у електромагнетици).

Beam-forming Формирање снопа (ЕМ таласа).

Block Floating-Point Блоковски покретни зарез.

Born approximation Борнова апроксимација.

Bow Tie Antenna Лептир машна антена.

Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno Бројден-Флечер-Голдфарб-Шано (оптимизација).

Brute force optimization Испорна оптимизација.

Cache Скривена меморија.

Calibration Unit Калибрациона јединица.

Cartesian grid Декатова решетка.

Cavity-Backed Slot Antenna Прорезна антена са шупљином.

Cell Ђелија.

Central Processor Unit Централни процесор.

Clinical trial Клиничко тестирање.

Clutter Радарски шум.

Cole-Cole model Кол-Кол модел.

Commodity hardware Лако доступан хардвер.

Compression point Компресиона тачка.

Computational RAM Рачунајућа меморија.

Computing Acceleration Убрзање обраде.

Confocal Microwave Imaging Конфокално микроталасно снимање.

Conjugate-Gradient method Метода коњугираног градијента.

Contrast Source Inversion Инверзија извора контраста.

Convolution Perfectly Matched Layer Конволуцијски савршено прилагођен слој.

Coordinate descent Силажење по координатама (оптимизација).

Cost function Функција цене.

Coupling Спрезање.

Covariance matrix Коваријансна матрица.

Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy Еволуциона стратегија прилагођена коваријансном матрицом.

Crosstalk Преслушавање.

Debye model Дебијев модел.

Digital Signal Processor Дигитални сигнални процесор.

Directivity Усмереност.

Distorted Born Iterative Method Изобличена Борнова итеративна метода.

Double Precision Двострука прецизност.

Downhill Simplex Method Силазни симплекс метод (оптимизација).

Drude model Друдов модел.

Dynamic range Динамички опсег.

Electric-Field Integral Equation Интеграционе једначине електричног поља.

Electro-Magnetic Compatibility Електромагнетна компатибилност.

Electro-Magnetic Interference Електромагнетна интерференција.

Employee bee Пчела радилца (ABC оптимизација).

Equivalent Circuit FDTD Метода коначних разлика у временском домену са еквивалентним колима.

Exploitation Експлоатација (оптимизација).

Exploration Истраживање (оптимизација).

Extended Precision Проширена прецизност.

False precision Лажна прецизност.

Far-field Далеко поље.

Feed line Напајајући вод.

Field-Programmable Gate Array Програмабилне логичке мреже.

Finite Difference Time Domain Метода коначних разлика у временском домену.

Finite Element Method Метода коначних елемената.

Fitness Ниво поклапања, ниво погодности.

Fitness function Функција поклапања.

Fixed-point Непокретни зарез.

Floating-point Покретни зарез.

Forward problem Директни проблем.

Forward solver Директна метода решавања.

Forward-Backward Time-Stepping Корачна метода напред и назад, Ојлерова експлицитно-имплицитна метода.

Fractional bandwidth Разломљени фреквентни опсег.

Free and Open Source Software Софтвер слободног и отвореног кода.

Front end Слој презентације.

Full-Wave Analysis Потпуна таласна анализа.

Gauss-Newton method Гаус-Њутнова метода.

Gaussian pulse Гаусов импулс.

Genetic Algorithm Генетски алгоритам.

Global optimization Глобална оптимизација.

Graphics Processor Unit Графички процесор.

Ground Penetrating Radar Подземни радар.

Ground Plane Уземљена раван.

Half Precision Полу прецизност.

Half-space Полупростор.

Hessian matrix Хесијан матрица.

Heuristic Хеуристика, метода претраге.

High Performance Computing Рачунарство високих перформанси.

Hill climbing Пењање на брдо (оптимизација).

Horn Antenna Левак антена.

Hybrid optimization Хибридна оптимизација.

Ill-conditioned problem Некоректно условљен проблем.

Ill-posed problem Некоректно постављен проблем.

Inferencing Закључивање (Вештачка интелигенција).

Intelligent RAM Интелигентна меморија.

Inverse crime Грешка преоптимистичне инверзије.

Inverse problem Инверзни проблем.

Inverse solver Инверзна метода решавања.

Jacobian matrix Јакобијан матрица.

Kriging Кригинг.

Latency Кашњење.

Leapfrog method Метода труле кобиле.

Limited-memory Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno Бројден-Флечер-Голдфарб-Шано ограничене меморије (оптимизација).

Lobe Режањ (диаграм зрачења).

Local optimization Локална оптимизација.

Loop Antenna Петља (оквирна) антена.

Lorentz model Лоренцов модел.

Low-Noise Amplifier Нискошумни појачавач.

Lumped elements Нагомилани елементи.

Magnetic Resonance Imaging Магнетна резонанца.

Manifold Learning Учење многострукости.

Many-core microprocessor Много-језгарни процесор.

Massively parallel processor array Масивно паралелни процесорски низ.

Matching fluid Прилагодна течност.

Mean Absolute Difference Средња апсолутна разлика.

Mean Absolute Error Средња апсолутна грешка.

Mean Square Error Средња квадратна грешка.

Mesh, grid Решетка.

Meta-modeling Мета-моделовање.

Method of Moments Метода момената.

Microstrip Микротракаста (техника, антена).

Microwave Imaging Микроталасно снимање.

Microwave Tomography Микроталасна томографија.

Mie scattering Миово расејање.

Monocycle pulse Импулс једне периоде.

Monostatic radar/system Једно-антенски радар/систем.

Multi-core microprocessor Више-језгарни процесор.

Multipath propagation Простирање по вишеструким путањама.

Multiple Instruction Multiple Data Више инструкција - више података.

Multiple-Input and Multiple-Output Вишеструки улаз и вишеструки излаз.

Multistatic radar/system Више-антенски радар/систем.

Mutual coupling Међусобно спрезање.

Narrowband Ускопојасни (фреквентни опсег).

Near-field Блиско поље.

Network-on-Chip Мрежа у интегрисаном колу (архитектура магистрале).

Neural Network Неуронска мрежа.

Noise floor Плато шума.

Non-destructive testing Недеструктивно тестирање.

Normalized Squared Error Нормализована квадратна грешка.

Objective function Циљна функција.

Omnidirectional Antenna Неусмерена антена.

Onlooker bee Пчела посматрач (АВС оптимизација).

Over-smooth image Превише глатка слика, замућена слика.

Parabolic (dish) Antenna Параболична антена.

Particle Swarm Optimization Оптимизација јата честица.

Patch Antenna Закрпа антена.

Pattern search Претрага шаблона (оптимизација).

Perfect Electric Conductor Савршен електрични проводник.

Perfectly Matched Layer Савршено прилагођен слој.

Phased array Фазни (антенски) низ.

Port Приступ, пролаз.

Positron Emission Tomography Позитронска томографија.

Principal Component Analysis Анализа главних компоненти.

Processor-in-memory Процесор-у-меморији.

Pseudocolor graph Граф лажних боја.

Quasi-Newton method Квази-Њутнова метода.

Quasi-Static Analysis Квази-статичка анализа.

Radar Cross-Section Радарски попречни пресек.

Radiation Pattern Дијаграм зрачења.

Radiation-absorbent material Радио апсорпциони материјал.

Rayleigh limit Рејлијев лимит.

Rayleigh scattering Рејлијево расејање.

Relative Percent Difference Релативна процентна разлика.

RF Switch Прекидач радио сигнала.

Root Mean Square Error Корен средње квадратне грешке.

Rule of thumb Опште правило.

Rytov approximation Ритова апроксимација.

Sample and Hold Circuit Коло за одмеравање и држање.

Scattering Расејање (таласа).

Scattering parameters Параметри расејања.

Scout bee Пчела извиђач (ABC оптимизација).

Scratchpad memory Локална/приватна меморија.

Security scanning Сигурносно скенирање.

Separability Одвојивост.

Signal to Noise Ratio Однос сигнала и шума.

Simulated annealing Симулирано каљење (оптимизација).

Single Instruction Multiple Data Једна инструкција - више података.

Single Instruction Multiple Threads Једна инструкција - више нити.

Single Precision Једнострука прецизност.

Smith Diagram Смитов дијаграм.

Specular Са особином огледала.

Standard Commands for Programmable Instruments Стандардне команде за програмабилне инструменте.

Stroboscopic Sampling Стробоскопско узорковање.

Structural Similarity Index Metric Индекс мере структурне сличности.

Synthetic Aperture Radar Радар синтетичке апертуре.

Tensor Processor Unit Тензорски процесор.

Time Domain Inverse Scattering Инверзно расејање у временском домену.

Time-Interleaved Sampling Временски преплетено узорковање.

Truncated Singular Value Decomposition Скраћено разлагање сингуларитета.

Ultra-Wide Band Ултра-широкопојасни (фреквентни опсег).

Uniaxial Perfectly Matched Layer Једно-осни савршено прилагођен слој.

Vector Network Analyser Векторски мрежни анализатор.

Virtual Instrument Software Architecture Софтверска архитектура виртуалног инструмента.

Vivaldi Antenna Вивалди антена.

von Neumann bottleneck фон Нојманово уско грло.

Waveguide Antenna Таласоводна антена.

Wideband, Broadband Широкопојасни (фреквентни опсег).

1 Сажетак

Микроталасна томографија (енгл. Microwave Tomography - MWT) [1] је метода за структурно снимање тј. скенирање унутрашњости објекта од интереса путем радио или микроталаса. Микроталасна томографија представља технику микроталасног снимања (енгл. Microwave Imaging - MWI). Структурни резултати скенирања унутрашњости раздвајају микроталасну томографију од осталих метода микроталасног снимања, као што су радари и функционалне методе снимања.

Најчешћа примена микроталасне томографије је биомедицинско скенирање [2] [3] [4], али су ту и геофизичко и подземно скенирање (енгл. Ground Penetrating Radar - GPR) [5] [6] [7] [8], сигурносно скенирање (енгл. Security scanning) [9], затим недеструктивно тестирање објеката и материјала у индустрији (енгл. Non-destructive testing) [10] [11] [12] [13]. и многе друге примене. У овом раду највећа пажња је усмерена на биомедицинску примену микроталасне томографије.

За разлику од рачунарске томографије (енгл. (X-Ray) Computer Tomography - CT) (где се под овом скраћеницом подразумева рентгенска рачунарска томографија), микроталасна томографија не користи јонизујуће зрачење за скенирање. Рентгенска томографија има бољу резолуцију од микроталасне, али микроталасна има већи контраст на мекшим ткивима [14] [15] [3], резултујући мањим бројем лажних позитива и лажних негатива [16] [17]. Позитронска томографија (енгл. Positron Emission Tomography - PET) има велик контраст на меким ткивима, али изузетно лошу резолуцију [3]. Уређаји микроталасне томографије су потенцијално јефтинија решења у поређењу са другим модалитетима за снимање, поготово магнетне резонанце (енгл. Magnetic Resonance Imaging - MRI) [18] [2]. Тренутно, микроталасна томографија је у фази развоја и ретки су клинички испитани и комерцијално доступни уређаји [19] [3] [20] [21]. [22] [23] [24]

Слика добијена путем микроталасне томографије представља расподелу комплексне диелектричне пермитивности тј. диелектричне пермитивности и проводљивости, унутар скенираног објекта. Утврђено је да ткиво тумора има вишу пермитивност и проводљивост од здравог ткива (услед повећаног садржава воде у тумору) дајући неопходан контраст како би се тумор открио [25], што отвара потенцијал коришћења микроталасне томографије за откривање тумора и његову дијагнозу. Највећи део истраживања је усмерен у правцу развоја микроталасне томографије за откривање рака дојке [20] [21] [26] [27] [28] [29] [30] [31] [32] [33] [34], али постоје истраживања могућности скенирања других делова тела, као што су екстремитети [18] [35] [36], глава тј. мозак [37] [19] [38] [23] [24], срце [39] [40] [41] или пак целог тела [42], али и за третирање тумора [43].

Микроталасна томографија је мултидисциплинарна област истраживања. Микроталасна томографија обухвата области као што су: електромагнетика, антене, радио електроника, метрологија, нумерика, електромагнетна симулација, оптимизација, статистика, обрада слике, биологија и медицина (хистологија, радиологија, анатомија). Принципи који се користе у микроталасној томографије се такође користе и у радарима, који се користе у многим областима, најпре у авио индустрији, а у последње време и у аутомобилској.

Међу водеће правце развоја у области спадају: развој антенских система тј. коморе за скенирање и развој алгоритама за инверзију тј. добијање слике од снимљених расејаних таласа. Први правац је хардверски оријетнисан, док је други софтверски. Проблеми са комором за скенирање су реализација великог броја антена и смањење динамичког опсега (енгл. Dynamic range) сигнала, а тиме постизање малог шума, све у циљу добијања квалитетнијих мерних података. Основни проблеми са алгоритмима за инверзију су њихова тромост (рачунарска захтевност), јер су тачност и прецизност томографије сразмерни трајању инверзије. Проблем верности моделовања антенског система у симулацији утиче на пројектовање како коморе тако и инверзије, у чему се огледа блиска повезаност развоја

хардвера и софтвера. Сви ови проблеми резултују ниском резолуцијом финално добијене слике. Упркос ниској резолуцији и зашумљености, микроталасна томографија се успешно користи у многим областима. У биомедицини, крајњи корисници слике скенирања било којим модалитетом су радиолози. Обучени радиолози са знањем анатомије су способни да искористе слике које су зашумљене и мале резолуције.

Тема овог рада је управо решавање проблема верног моделовања антенског система тј. коморе за скенирање у симулацији. Развојем погодне коморе за скенирање, превасходно њеног софтверског симулационог модела, улази се у оба горенаведена проблема микроталасне томографије: и хардверски део везан за развој коморе, и софтверски део везан за развој инверзије. Софтверски модели коморе најчешће не врше верно моделовање антена, што даје мање тачне резултате у инверзији. Најмање верни модел антене је апроксимација линијским и планарним изворима, најчешће жртвујући тродимензионалну природу антена, што иако даје брзу инверзију смањује квалитет скенирања [44] [45] [46] [47]. Иако је могуће симуларати целокупну антену, то може бити изузетно рачунарски захтевно, услед обле геометрије. Антене са облом геометријом, као на пример често коришћена у микроталасној томографији Вивалди антена (енгл. Vivaldi Antenna) [48] [49] [50] [51] [52] [53], захтевају фину резолуцију решетке симулатора за верно моделовање, што изискује значајне рачунарске ресурсе. Из тог разлога често се прибегава компромисном решењу, где се геометрија антене моделује са мањом прецизношћу, што такође смањује тачност симулације. Компромисно решење између најмање и највише верног модела је користити методе емулирања антене [54] путем којих је могуће линијским изворима моделовати дијаграм зрачења реалне антене. Све ове методе покушавају решити проблем искључиво у софтверском домену.

Ако се решавање верног моделовања антена не ограничи само на софтверски домен, могуће га је лакше решити селекцијом антена која ће се користити у хардверу. Често се користе антене лошијих перформанси [55] [56] [57] како би се могла прецизно моделовати геометрија тих истих антена. Међутим, овде се прави компромис у повећаном динамичком опсегу сигнала, а тиме и у повећању шума мерних података. Постоје неке напредније антене као на пример закрпа антена (енгл. Patch Antenna) [15] [28] [27] [58] [59] али су то и даље компромисна решења, јер се користе ускопојасне антене, иако су широкопојасне погодније за микроталасну томографију [60] [49] [29].

Основна хипотеза овог рада је да се проблем верности моделовања може решавати одабиром одговарајуће антене, без компромиса у квалитету мерених података и без повећања рачунарских захтева софтверског модела. Ради провере ове хипотезе извршено је поређење више различитих антена, и то њихово појачање и усмерење, као и броја ћелија у решетки симулатора (енгл. Mesh, grid) које оне заузимају. Веће појачање и усмерење води бољем спрезању (енгл. Coupling) између антена, а ово мањем шуму, док мањи број ћелија које антена заузима значи боље перформансе тј. бржу симулацију. Притом се тежило ка широкопојасној антени и верном тродимензионалном моделовању.

Око самосталне антене налази се блиско поље (енгл. Near-field), док на удаљености на око једну до две таласне дужине почиње далеко поље (енгл. Far-field). У литератури се редовно дају карактеристике антене у далеком пољу као што су појачање и усмерење. Особеност далеког поља јесте да је оно искључиво радијативно, и унос неког објекта или друге антене у исто неће утицати на горенаведене карактеристике. Сликвито речено, антена не може да "осети" да је неко ослушкује. С друге стране у блиском пољу уношење неког објекта утиче на горепоменуте карактеристике антене. Тиме антена може да "осети" да је неко ослушкује. Практично, објекат унет у блиско поље постаје елемент антене, и тиме може драстично променити њено понашање. Ова фундаментална особина антена, која се у већини примена занемарује јер се антена користи у далеком пољу, од великог је значаја за микроталасну томографију где су антене готово увек у блиском пољу. Стога

се поставља питање понашања антене у комори за скенирање, у којој су присутне друге антене и објекти. Стога је потребно утврдити другу хипотезу да унутар коморе за снимање квадратна спирална антена има боље спрезање у односу монопол или дипол антenu. Ова хипотеза се може испитати софтверским путем, у електромагнетној симулацији, коришћењем предложеног верног модела квадратне спиралне антене.

Такође је пожељно верификовати предложени модел мерењем и поређењем са симулацијом, како би се експериментално утврдила исправност и верност софтверског модела. Стога би трећа хипотеза била да је предложен симулациони модел веран физичкој реализацији.

Ради постизања горепомнутих особина у овом раду је предложено коришћење жичане квадратне спиралне антене. Изабрана је квадратна спирална антена, пошто је њена геометрија ортогонална, што олакшала верно моделовање у симулатору. Спирална квадратна антена, поготово израђена од жице, омогућава преклапање више антена и тиме постизање њихове веће густине антена у комори [47].

За потврђивање прве и друге хипотезе у овом раду као симулатор се користи метода коначних разлика у временском домену (енгл. Finite Difference Time Domain - FDTD) [61] [62], често коришћена за електромагнетну симулацију и у микроталасној томографији [1] [63] [64] [32] [33] [65] [29]. FDTD је коришћен због могућности потпуне таласне анализе (енгл. Full-Wave Analysis) и широкопојасне симулације што већина других метода не омогућује. Путем симулације су утврђене карактеристике предложене антене као што су појачање и усмереност, као и потребе за рачунарским ресурсима софтверског модела. Такође су кроз спрегнутост утврђене перформансе предложене антене унутар коморе, ради разумевања понашања антене у блиском пољу.

Ради потврђивања треће хипотезе физички је реализована комора са предложеним антенама. Комора је поједностављеног дизајна, са свега 4 антене, што није довољно за практичне примене микроталасне томографије, али је задовољавајуће за верификацију предложеног софтверског модела. Даље је вршено мерење спрегнутости између антена у комори и поређење резултата са симулацијом. Такође је вршена верификација инверзије, где су тестиране могућности за скенирање предложеног система.

Резултати симулација антене показују да у поређењу са монопол или дипол антенама, које такође поседују ортогоналну геометрију и могућност преклапања, спирална антена је широкопојасна и има боље појачање и усмерење, док у поређењу са закрпа антенom, која поседује добро пројачање и усмерење, спирална антена има предност да је широкопојасна. При симулацији коморе карактеристике антена у блиском пољу се мењају као што је и очекивано. Као највећи недостатак унутар коморе је губљење широкопојасности предложене антене, али иста и даље поседује више резонантних радних фреквенција него друге антене коришћене у микроталасној томографији. При поређењу мерења и симулације добија се добро поклапање, Инверзија успешно обавља скенирање једноставних објеката унутар мерне коморе.

Колико је познато, квадратна спирална антена досад није била примењивана у микроталасној томографији, што представља новитет. Приступ верификацији у овом раду је такође већом мером једноствен, поготово применом поједностављене коморе за верификацију софтверског модела. Допринос овог рада се огледа у успешном дизајнирању прецизног софтверског модела коморе за микроталасну томографију, чиме се отварају врата за квалитетније резултате скенирања.

2 Увод

У овом поглављу су описане могућности микроталасне томографије у односу на друге методе скенирања, преваходно у био-медицинским применама. Након тога је описана широка формулација проблема тј. широка позадина у коју се уклапа конкретни проблем решаван у овом раду (енгл. Background). Описани су основни принципи микроталасне томографије, као области крајње примене резултата овога рада. Такође су описана ограничења микроталасне томографије, као мотивација за истраживање у овој области.

2.1 Могућности микроталасне томографије

У пракси, над резултатима скенирања најчешће треба извршити бинарну класификацију, на основу које се зна да ли је објекат скенирања прошао неки критеријум или не. Примера ради, неки производ у индустрији треба класификовати да ли се треба одбацити као шкарт или не, док се у медицинској примени скенирања класификује стање пацијента да ли има тумор или не. Међутим, резултати бинарне класификације не морају увек бити у потпуности тачни. Табела 3 приказује могуће комбинације. Наиме, могуће је да

Табела 3: Бинарна класификација

		Стварна вредност	
		Позитивна	Негативна
Излаз теста	Позитиван	истински позитив	лажни позитив
	Негативан	лажни негатив	истински негатив

се пацијент погрешно идентификује да има тумор иако га нема, или да нема тумор иако га има. Квалитет резултујуће слике скенирања у многоме утиче на истинитост бинарне класификације. Учестаност истинских позитива и истинских негатива се користи као мера поузданости методе скенирања.

Најбоље резултате скенирања даје магнетна резонанца (енгл. Magnetic Resonance Imaging - MRI), међутим иста је изузетно скупа метода скенирања, јер изискује веома јаке магнете, који су велики електрични потрошачи и захтевају хлађење течним хелијумом. Цене таквих уређаја могу ићи до неколико милиона долара, а сам уређај може бити тежак и до 30 t и оптерећује електричну мрежу са чак 30 kW. Мало јефтинији модалитет за скенирање са упоредивим резултатима је рентгенска рачунарска томографија (енгл. (X-Ray) Computer Tomography - CT) међутим њена мана је што су рентгенски зраци јонизујући. Општепознато је да рентгенски зраци дају одличне резултате приликом скенирања тврђих материјала као што су кости, међутим приликом скенирања мекших ткива, као на пример приликом скенирања тумора дојке тј. мамографије, контраст је мали и резултати скенирања су лоши. Из тог разлога, рентгенска мамографија даје велик број лажних позитива и лажних негатива [66] [67]. Да би се тај проблем превазишао, користи се већа количина јонизујућег зрачења, које је ионако већ само по себи опасно. Табела 4 приказује поређење дозе радијације за скенирање дојке са другим изворима радијације. С друге стране, Табела 5 приказује емитовану снагу при микроталасној томографији у поређењу са другим изворима. Из тога се може закључити да је микроталасна томографија сигурнија за здравље пацијената. Међутим, иако већи контраст за микроталасе омогућава лакше откривање тумора, он представља и велик проблем за инверзне методе које генеришу слику. Иако једноставнији, СТ уређај усред извора рентгенског зрачења, може бити подједнако скуп и гломазан као и MRI уређај.

СТ и MRI умеју бити нелагодно искуство за пацијенте. Наиме, оба уређаја садрже механичко померање система за скенирање услед ограниченог броја предајника и пријем-

Табела 4: Доза

Извор	Доза	Еквивалент изложености природној радијацији
Банана	100 nSv	20 минута
Рентген (рука, нога)	1 μ Sv	3 сата
Природна радијација (Нови Сад)	1 mSv	4 месеца
СТ (Глава)	2 mSv	8 месеци
Рентгенски мамограф	3 mSv	1 година
СТ (Абдомен са контрастом)	20 mSv	7 година

Табела 5: Снага

Извор	Снага (логаритамска)	Снага (линеарна)
Микроталасна томографија	10 dBm	10 mW
Мобилни телефон	30 dBm	1 W
Микроталасна пећница	60 dBm	1 kW

ника. Механичко померање ради скенирања је такође дуготрајно, па је велик проблем, поготово код MRI, да се пацијент не помера током скенирања. Такође, горенаведени уређаји умеју бити клаустрофобични и мањег комфора за пацијенте. С друге стране, скенери у микроталасној томографији природно поседују велик број предајника и пријемника па механичко померање истих није неопходно, а такође су обично друкчије конструкције него СТ и MRI, па су мање клаустрофобични, комфорнији за пацијенте, и краћег времена снимања [68].

У литератури се слабије пореди микроталасна томографија са ултразвуком, па је тешко рећи предности једне или друге методе. Такође, слично важи и за друге модалитете скенирања. Оно што раздваја ултразвук од других модалитета је потреба за обученим радиологом током скенирања, док у микроталасној томографији, СТ, MRI и другима, радиолог је потребан током дијагностике и горепоменутој бинарној класификацији. У последње време се интензивно истражује у примени машинског учења у регистрацији медицинских слика и дијагностици, тако да сами системи за скенирање могу потенцијално постати изузетно самостални. Може се рећи да би цена уређаја микроталасне томографије била реда величине као и 3D ултразвука, око неколико стотина хиљада долара.

2.2 Уопштено о микроталасној томографији

Микроталасна томографија је квантитативна метода за скенирање. Скенирање се врши над неким објектом скенирања тј. објектом од интереса. Микроталасна томографија је квантитативна метода, јер даје слику вредности расподеле диелектричне пермитивности ϵ и проводљивости σ објекта од интереса. Насупрот квантитативним методама су квалитативне методе, које не дају вредности пермитивности и проводљивости, већ само обресе објеката. Пример једне квалитативне методе је радар. Предност квантитативних метода је да је могуће извршити додатну дијагностику, као на пример, који тачно материјал се налази на одређеном месту у земљи (да ли је вода или нафта), или да ли је неки грумен ткива тумор или не. Микроталасној томографији то полази за руком због постојања расејања (енгл. Scattering) ЕМ таласа. Расејање је резултат рефлексије (одбијања, одраза) и рефракције (преламања) ЕМ таласа. У питању је дифузна (распршавајућа) рефлексија и рефракција, где су објекти или детаљи површине мањих или упоредивих димензија са таласном дужином на коју талас пада. Ако су објекти мањи од таласне дужине, као што су

за светлост молекули у ваздуху, долази до Рејлијевог расејања (енгл. Rayleigh scattering), због ког је сунце жуто и црвено при заласку, а небо плаве боје, или пак неке плаве очи. Ако су објекти сличне димензије као таласна дужина, као што су за светлост капљице водене паре, долази до Миовог расејања (енгл. Mie scattering), због ког су облаци бели. Такође, дифузна рефлексија и расејање су главни узрок боје материјалима. Ако су објекти већих димензија, онда се може користити геометријска рефлексија и рефракција тј. рефлексија и рефракција огледала (енгл. Specular). У микроталасној томографији, поговото за биомедицинске примене, где су најниже фреквенције око 0.5 GHz, што је таласна дужина 60 cm, долази искључиво до расејања, те се не може користити геометријски приступ рефлексији и рефракцији, већ се мора вршити потпуна таласна анализа (енгл. Full-Wave Analysis).

Микроталасна томографија је инверзни проблем: познати су улази и излази функције, али није позната сама функција. У случају микроталасне томографије, улази и излази су вредности послатих и измерених таласа, а непозната је функција расејања таласа. Функција расејања у микроталасној томографији је резултат нехомогености диелектричне пермитивности и проводљивости унутар области скенирања. Расподела пермитивности и проводљивости представља параметре функције расејања, и самим тим крајњу непознату инверзног проблема. Као што је већ поменуто, вредности расподеле пермитивности и проводљивости представљају слику унутрашње структуре објекта од интереса, тако да се решавањем инверзног проблема микроталасне томографије директно добија жељена слика.

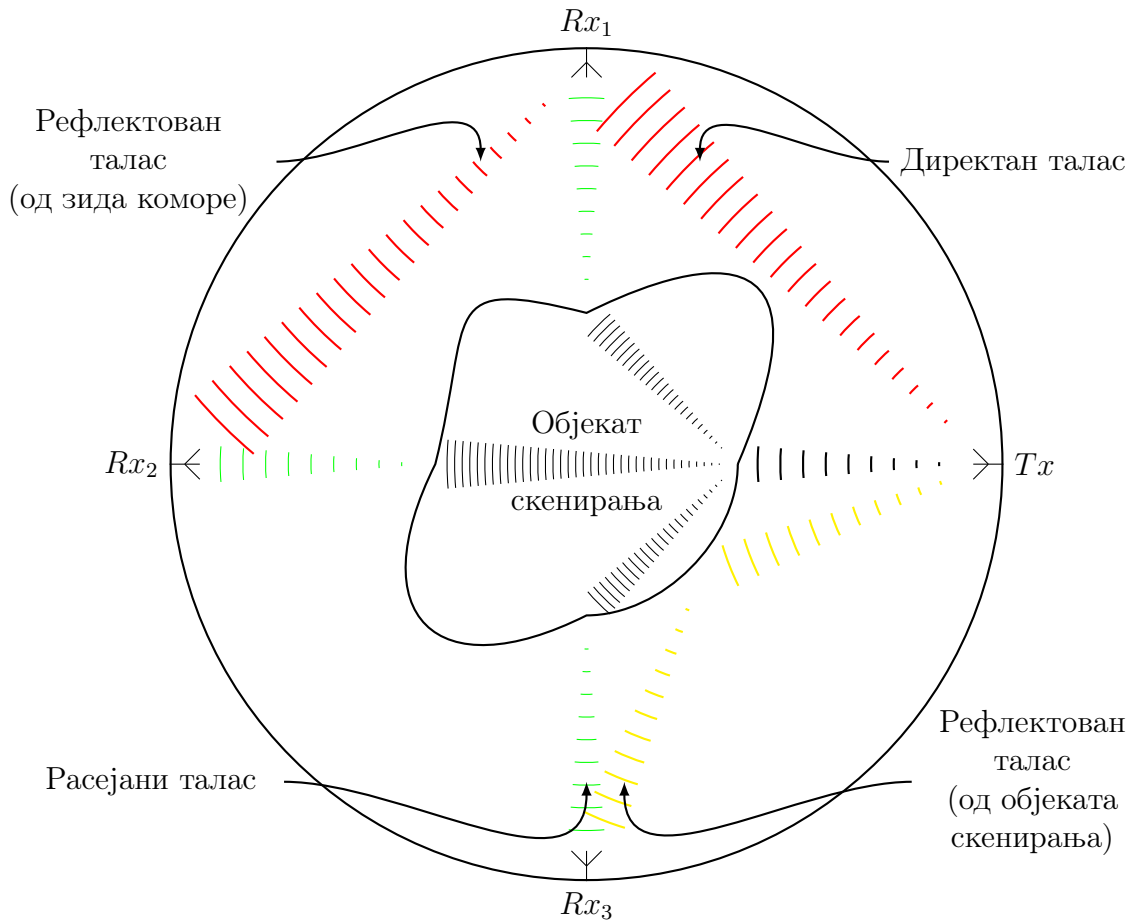
Ради решавања инверзног проблема микроталасне томографије, прво се врши мерење објекта од интереса за скенирање. Мерење се најчешће врши у комори за скенирање, где је објекат окружен антенама, али су могући и другчији приступи, као снимање полупростора (енгл. Half-space) (геофизичко и подземно скенирање), где су антене и објекат од интереса одвојене једном равни. На Слици 1 је приказан уопштен изглед коморе за скенирање коришћене у микроталасној томографији. У комори за мерење налази се објекат од интереса. На зидовима коморе, око објекта од интереса су постављене антене. Једна од антена функционише као одашиљач (Tx на слици), обасјавајући објекат скенирања електромагнетним таласима, док остале антене (Rx_1, Rx_2, Rx_3) снимају ЕМ таласе. Процес се понавља, користећи другу антену као одашиљач, дајући мерења из више позиција.

На Слици 1 све пријемне антене (Rx_1, Rx_2, Rx_3) снимају расејане таласе, који долазе од објекта. Неке антене ће такође снимати директне таласе (Rx_1), неке таласе рефлектоване од зида коморе и антена (Rx_2), а неке таласе рефлектоване од објекта скенирања (Rx_3). Одређен део таласа се прелама унутар објекта скенирања, пролази кроз њега, расејава унутар истог, и прелама изван објекта, као расејани талас. Расејани таласи садрже информације о унутрашњости објекта. Таласи рефлектовани од објекта скенирања садрже информације о спољашњем облику објекта скенирања. Таласи рефлектовани о зид коморе и директни таласи не носе корисне информације. Рефлектовани и директни таласи су знатно снажнији од расејаних. То доводи до маскирања слабих расејаних таласа јачим рефлектованим и директним, а самим тим до губитка информација о детаљима унутар објекта скенирања. Предајна антена Tx најчешће не врши снимање, јер предајни таласи на извору имају највећи ниво маскирања пријемних таласа. Оваква метода где су предајна и пријемна антена одвојене зове се више-антенски радар (енгл. Multistatic radar/system). Типични радар су једно-антенски (енгл. Monostatic radar/system).

Гореописано расејање електромагнетних таласа може се описати следећом уопштенom формулом

$$y = f(u, x) \quad (1)$$

где су x вредности улазних (емитованих) таласа, y су вредности излазних (измерених) таласа, u је расподела диелектричне пермитивности и проводљивости у комори, а f је



Слика 1: Комора за скенирање у микроталасној томографији

функција расејања. Вредности улазних таласа су унапред познате (тј. вредност излазних су релативне у односу на улазне таласе), тако да се улазни таласи могу изоставити из једначине, па се претходна једначина упрошћује у:

$$y = f(u) \quad (2)$$

Ова једначина описује такозвани директни проблем (енгл. Forward problem) тј. функцију расејања. Приликом процеса мерења добија се y , док је u непознато. Да би се u одредило потребно је решити инверзан проблем (енгл. Inverse problem):

$$u = f^{-1}(y) \quad (3)$$

тј. одредити улаз на основу излаза директног проблема описаног са једначином 2.

Контраст је карактеристика објекта од интереса и дефинише се као разлика (или количник) пермитивности између два региона. Виши контраст доводи до веће рефлексије ЕМ таласа, као и расејавања истих. Свакодневни пример контраста јесте између ваздуха и воде на светлости, где се одређен део таласа под одређеним углом одбија од површине воде, па је зато море плаво, иако је вода сама по себи безбојна. Ако је контраст објекта у неком простору низак већина ЕМ таласа пролази кроз објекат и расејање је слабо. У том случају могуће је применити Борнову апроксимацију (енгл. Born approximation) или Ритову апроксимацију (енгл. Rytov approximation), којима се линеаризују једначине расејања ЕМ таласа, а самим тим и функцију расејања f . Линеарна функција f се може директно инвертовати и ова метода брзо долази до слике. Типична метода заснована на овом принципу је дифракциона томографија [69] [70], која је слична методама рентгенске

томографије. Међутим, ако је контраст висок, већина ЕМ таласа се одбија од објекта. У оваквом случају се користе радарске методе за добијање слике. У оба случаја, одступања од апроксимације се испољавају на слици као радарски шум (енгл. Clutter).

Међутим, у скенирању ткива, типичној примени микроталасне томографије, контраст је средњих вредности, па су рефлектовани и одаслани таласа сличне јачине, па се дешава вишеструко расејавање ЕМ таласа. Вишеструко расејавање чини функцију f нелинеарном и као таква, не може се директно инвертовати, већ је потребно користити оптимизацију или неком хеуристиком ради решавања инверзног проблема. Једначина 2 се може представити на следећи начин

$$y_{msr} = f_{true}(u_{true}) \quad (4)$$

где је u_{true} је стварна расподела пермитивности, f_{true} је стварна функција расејања, а y_{msr} измерена вредност таласа. С друге стране, врши се симулација расејања по једначини

$$y_{mod} = f_{mod}(u_{est}) \quad (5)$$

где је u_{est} процењена расподела пермитивности. f_{mod} је моделована функција расејања у симулацији, y_{mod} израчуната вредност таласа у симулацији. Функција f_{mod} се назива директна метода решавања (енгл. Forward solver).

Еуклидска раздаљина тј. L^2 норма између измерених и моделованих таласа је

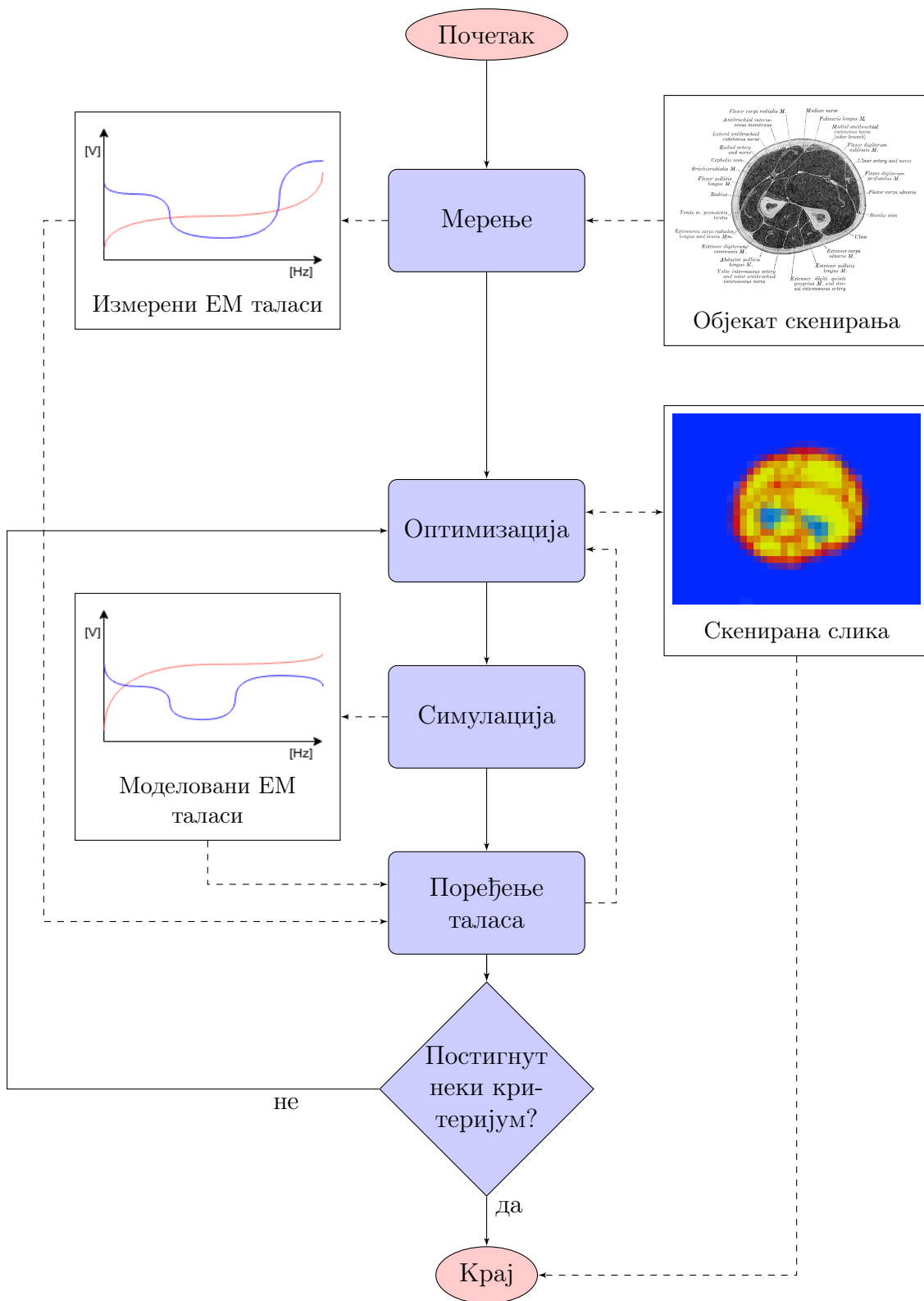
$$\phi = \|y_{msr} - y_{mod}\|_2 \quad (6)$$

и ϕ преставаља ниво поклапања (енгл. Fitness), што је метрика колико је u_{est} сличан u_{true} . Често уместо Еуклидске раздаљине се користи средња квадратна грешка (енгл. Mean Square Error - MSE) или средња апсолутна грешка (енгл. Mean Absolute Error - MAE). Функционал инверзног проблема у крајњем облику изгледа као

$$F(u_{est}) = \phi = \|y_{msr} - f_{mod}(u_{est})\|_2 \quad (7)$$

и позната је под називом циљна функција (енгл. Objective function), функција цене (енгл. Cost function) или функција поклапања (енгл. Fitness function). Оптимизациони алгоритам оптимизује горепоменућу функцију цене $F(u_{est})$ тако што процењује u_{est} и на основу израчунатог поклапања ϕ одређује следеће вредности за u_{est} . Оптимизациони алгоритам који оптимизује горепоменућу функцију цене са директним методом решавања се назива инверзна метода решавања (енгл. Inverse solver). Услед нелинеарности једначина, решење најчешће није једнозначно тј. циљна функција има више минимума, па се користи хеуристика (енгл. Heuristic) тј. метода претраге која не гарантује да је пронашла оптимално решење.

На Слици 2 је приказан уопштен алгоритам микроталасне томографије. Прва операција која се врши јесте "Мерење". У мерењу се "Објекат скенирања" обасјава ЕМ таласима предајним антенама. При мерењу се добијају "Измерени ЕМ таласи" на позицијама пријемних антена. У горе наведеној нотацији, овај корак представља евалуацију функције f_{true} и резултат је y_{msr} . Након тога се рачуна инверзија, представљена једначином 7. Први корак инверзије јесте погађање тј. "Оптимизација" расподеле пермитивности u_{est} . Пошто се инверзија ради у дискретном домену, расподела пермитивности u_{est} је матрица параметара који се оптимизују. За процењену вредност параметара врши се "Симулација", по узору на једначину 5. Матрица која преставаља u_{est} се пресликава на матрицу решетке директне методе решавања и ЕМ симулација се извршава. Након симулације добијају се "Моделовани ЕМ таласи". Даље се врши "Поређење таласа". Основни резултат поређења таласа јесте подудараче ϕ , које се само, или са још неким подацима, користи за убрзано тражење оптималног параметра. Ако је "Постигнут неки критеријум", да је поклапање



Слика 2: Алгоритам микроталасне томографије

таласа испод неког нивоа или је број корака оптимизационе петље досегао одређени ниво, петља се прекида. Тиме се завршава алгоритам инверзије. Резултат инверзије је "Скенирана слика" тј. u_{est} матрица.

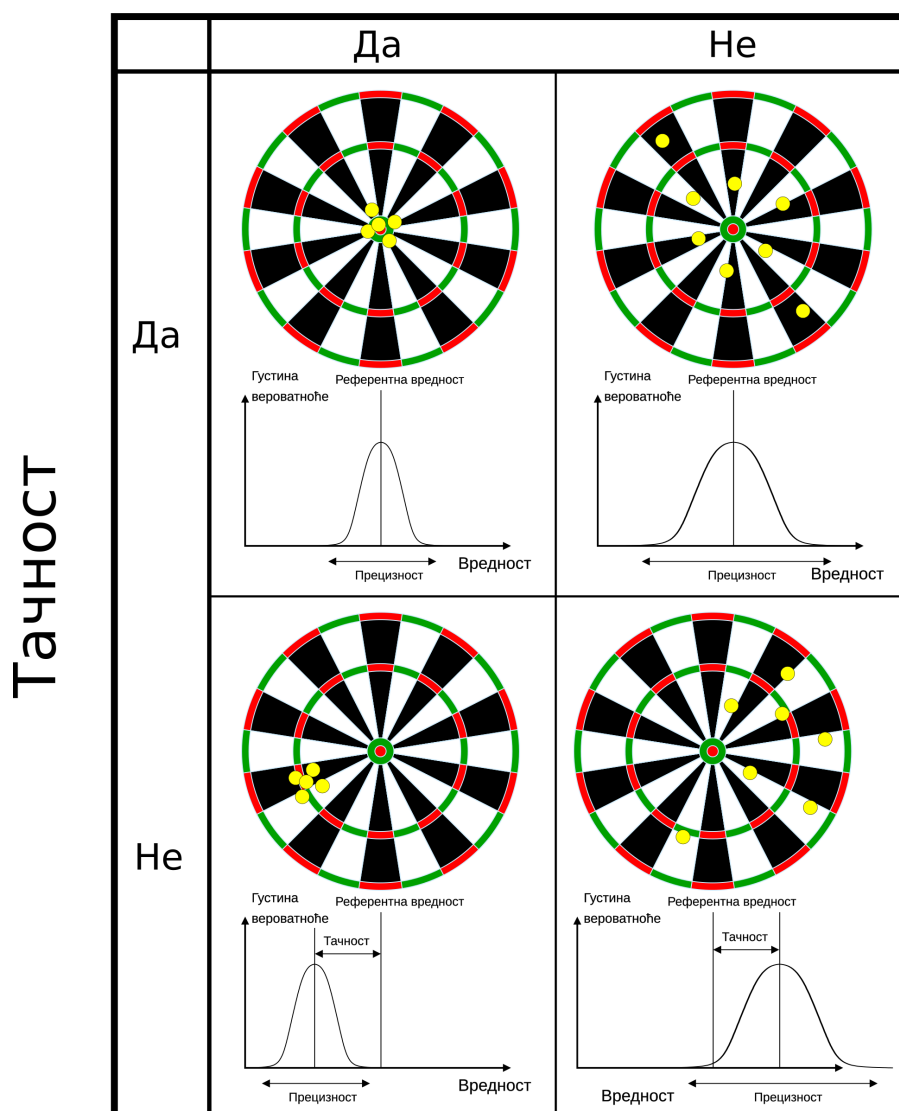
У литератури се често сусреће симулација уместо мерења [1] [32] [33] [45] [71] [72] [29] [27] [28] [47]. Разлог за то јесте провера изводљивости реализације коморе и предвиђање њених перформанси пре саме израде исте. У симулацији мерења, најчешће се користи иста

или слична директна метода решавања за симулацију једначине 4. У том случају y_{msr} се не мери, него је резултат симулације.

2.3 Ограничења у микроталасној томографији

Као и код сваког мерења и код микроталасне томографије поставља се проблем тачности и прецизности. Тачност и прецизност мерења утичу преко резолуције слике на резултате бинарне класификације, рецимо да ли пацијент има тумор или не. Тачност, односно мерна несигурност, представља меру апсолутне грешке тј. блискост измерене и стварне вредности. Прецизност представља стандардну девијацију односно меру очекиваног расипања резултата. Прецизност такође карактерише поновљивост мерења. Слика 3 илуструје тачност и прецизност.

Прецизност



Слика 3: Тачност и прецизност

На тачност утичу:

- Тачност израде коморе и мерне електронике,
- Тачност мерног инструмента,

- Тачност моделовања у инверзији.

Прва ствака се може решити како повећаном тачношћу израде, тако и калибрацијом. Тачности је својство самог мерног инструмента и само по себи се не може побољшати. Мањак тачности у моделовању се решава бољим моделовањем, што за собом повлачи комплекснији модел, које је најчешће рачунарски захтевнији.

У случају Микроталасне томографије, врши се калибрација:

- Мерних инструмената,
- Коморе за мерење (антена, каблова),
- Између измерених и симулираних вредности,
- Калибрација вредности ткива.

У микроталасној томографији најчешћи мерни инструмент је векторски мрежни анализатор (енгл. Vector Network Analyser - VNA), Пре било каквог коришћења VNA, мора се извршити његова калибрација. То је уобичајена процедура, детаљно описана у приручницима и литератури [73], па о тој врсти калибрације нема потребе овде детаљно писати. Калибрација коморе за мерење је често обрађивана тема у литератури [74] [49] [75] [23]. Примера ради, различите дужине каблова од коморе до мерног уређаја су један од најчешћих разлога калибрације. Приликом инверзије, потребно је ускладити измерене и симулиране вредности, као што је гореописано у Поглављу 2.2. При инверзији или интерпретирању резултата исте, потребно је повезати вредности пермитивности и проводљивости са типом ткива. За ту сврху постоје базе података диелектричких и проводних својстава ткива [76] [77] [78] [25]. Горепоменуће калибрације најчешће усклађују измерене вредности са тачним путем скалирања и померања (множење и сабирање). Међутим, далеко већи проблем може бити нелинеарност. Услед нелинеарности може бити смањена тачност и прецизност [79]. Нелинеарност се највише испољава у инверзији. Инверзија је сама по себи нелинеарна, и резултат је нелинеарности директног проблема, па би било природно очекивати нелинеарни излаз из инверзије. У литератури се практично сви ефекти приписују шуму тј. прецизности. Оправдање за то би могло бити чињеница да се микроталасна томографија више користи за структурно скенирање објеката, него за верно мерење диелектричних вредности. Примера ради, радиолог са познавањем анатомије ће посматрати структуре тј. анатомију скенираног дела тела и тиме искористити квалитативне резултате микроталасне томографије. Тиме се занемарују квантитативни резултати микроталасне томографије, као што су тачне диелектричне вредности група ткива, које могу на пример да прецизније утврде тумор [68] [80] [32]. Тренутно стање у области микроталасне томографије је такво да добијање било какве слике представља изузетан резултат, тако да проблем нелинеарности може бити тема будућих истраживања.

Без обзира на калибрацију, која отклања већину системских грешака, векторски мрежни анализатор ће и даље имати ограничену тачност. Примера ради, ZVA8 векторски мрежни анализатор има тачност мерења амплитуде 0.2 dB и фазе 1° за јаче сигнале, док за сигнале -30 dBm тј. $3 \mu\text{W}$ на 50Ω тачност је 1 dB а фазе 6° [81].

У пракси се показало да је разлика између моделовања и реалног света већа него што се обично оптимистички претпостави у теорији [18]. Разлог лежи у непотпуности теоријских модела, што је често последица примењених апроксимација. Да би слика била што вернија стварном објекту од интереса, потребно је да симулациони модел представљен функцијом f_{mod} што верније одсликава стварну функцију f_{true} . Ово захтева исцрпну симулацију електромагнетног расејања са тачним моделовањем целокупног система и свих појава, што је изузетно рачунарски захтевно. Тачност моделовања коморе за снимање и антена је врло често жртвовано зарад бржег извршавања ЕМ симулације а тиме и инверзије. Антене

се најчешће апроксимирају поједностављеним моделима. Неке антене је изузетно тешко моделовати тачно, јер њихова заобљена и детаљна геометрија захтева изузетно фину решетку ЕМ симулације, што чини исту веома спором. Као што је већ поменуто, допринос овог рада јесте одабир одговарајуће антене, која се може тачно моделовати без великог утицаја на перформансе симулације. Изабрана квадратна спирална антена може се тачно моделовати при релативно крупној решетки ЕМ симулације, дајући добре перформансе симулације.

Извор непрецизности у мерењу је шум. Теоретски, за микроталасну томографију однос сигнала и шума (енгл. Signal to Noise Ratio) је једини ограничавајући фактор резолуције и квалитета резултујуће слике [82]. Микроталасна томографија као инверзан проблем је некоректно постављен, а тиме и некоректно условљен проблем, у ком мала промена улаза (мерни подаци), може довести до велике промене на излазу (слика). Стога је микроталасна томографија врло осетљива на шум у мерењу. Извори шума у микроталасној томографији могу бити:

- Електромагнетна интерференција, и
- Термални шум у електроници.

Електромагнетна интерференција (енгл. Electro-Magnetic Interference - ЕМИ) потиче од електронских уређаја, како од спољних тако и самог мерног уређаја. Преслушавање (енгл. Crosstalk) између канала на мерном уређају је облик ЕМ интерференције унутар самог уређаја. Спољњим интерференцијама се бави област електромагнетне компатибилности (енгл. Electro-Magnetic Compatibility - ЕМС). Законски је обавезно да сваки електронски уређај буде ЕМ компатибилан тј. да има ограничено генерисање ЕМ таласа, као и да је отпоран на исте. Стандард који дефинише границе за ЕМ компатибилност је ИЕС 61000. ЕМ интерференција и преслушавање се могу избећи добрим пројектовањем и оклопљавањем коморе и мерних уређаја као и коришћењем апсорбера електромагнетних таласа. Термални шум је ограничен електроником. Специјални пријемници користе хлађење течним хелијумом како би отклонили термални шум, што није практично у већини мерења. Потребно је да сигнал буде што јачи, да би се SNR побољшао. Универзално решење за повећање прецизности је усредњавање више мерења, али оно некад није прихватљиво услед продуженог трајања мерења. На VNA је могуће одабрати пропусну ширину канала мерења, где ужи канал даје већу прецизност, али слично као и код усредњавања, повећава се време мерења.

На прецизност мерења утиче и апсолутни опсег који VNA може измерити. Апсолутни опсег је одређен најслабијим и најјачим сигналом који се може измерити са одређеним односом сигнала и шума. Изван тог опсега, сигнал ће имати повећану количину шума. Најслабији сигнал који се може измерити зове се плато шума (енгл. Noise floor). Ако је мерени сигнал испод ове вредности шум ће се повећати односно SNR ће се смањити. Примера ради, за ZVA8 векторски мрежни анализатора ова вредност је -115 dBm тј. 3 fW на $50\ \Omega$ [81], што приближно одговара "једној црти" пријемника 4G мобилног телефона. Најјачи сигнал који се може измерити зове се компресиона тачка (енгл. Compression point). Компресиона тачка се може дефинисати на више начина, али најчешћа је 1-dB компресиона тачка (енгл. 1-dB compression point), и то је снага сигнала на којој је стварно појачање за 1 dB мање од пројектованог тј. излаз појачавача је 1 dB компресован. Резултат компресије је нелинеарно појачавање, због којег долази до дисторзије и повећања шума. За горепоменути ZVA8 та вредност је 20 dBm тј. 100 mW на $50\ \Omega$ [81], што одговара максималној снази Bluetooth предајника. Динамички опсег (енгл. Dynamic range) се одређује као разлика (у dB) између најјачег и најслабијег сигнала. Разлика између горенаведене највеће и најмање снаге на мерном улазу представљају динамички опсег пријемника. Разлика

између највеће и најмање снаге у мереном сигналу је динамички опсег сигнала. Стога, да би измерени сигнал имао што мањи SNR, динамички опсег мереног сигнала мора да улази у динамички опсег пријемника мерног уређаја. VNA је затворен мерни систем, јер VNA поседује референтни тј. изворни сигнал који служи као улаз у мерено коло, док излаз из мереног кола иде на мерни улаз VNA уређаја. Другим речима, сва мерења су релативна у односу на изворни сигнал. Ако је мерено коло пасивно, као што је комора за микроталасну томографију, сигнал на мерном улазу неће бити већи од референтног. За ZVA8 референтни сигнал је снаге 15 dBm тј. 32 mW на 50Ω [81], што одговара максималној снази WiFi предајника на лаптопу. Системски динамички опсег представља однос између референтног сигнала и најслабијег сигнала који се може измерити тј. платоа шума, што износи 130 dB у случају ZVA8.

У случају VNA уређаја, системски динамички опсег је уско везан за слабљење (енгл. Attenuation) и спрезање (енгл. Coupling). Однос референтног сигнала и примљеног представља слабљење, док је спрезање обрнуто пропорционално слабљењу. Следи пример мерења атенуатора који полови снагу и приказује односе ових величина. На једном пролазу VNA уређаја референтним сигналом се напаја улаз атенуатора, док се излаз атенуатора мери на другом пролазу. Овај измерени сигнал ће бити два пута слабији у односу на референтни, па ће тиме атенуатор имати слабљење од 2 тј. 3 dB, док ће спрезање истог бити 0.5 тј. -3 dB. Стога, у случају микроталасне томографије, укупно слабљење сигнала између две антене у комори мора бити мање од системског динамичког опсега. На пример, за горенаведени ZVA8 са својих 130 dB системског динамичког опсега, слабљење измеђи антена би морало бити мање од 130 dB односно спрезање мора бити веће од -130 dB. У случају да сигнал излази из динамичког опсега, доћи ће до повећања шума односно смањења SNR-а измереног сигнала. Ово даље утиче на квалитет резултујуће слике. Такође, алгоритам за инверзију уноси одређени шум, даље неповољно утичући на квалитет слике.

Нумеричка грешка се читава у грешци представе бројева и пропагацији аритметичке грешке. Ове врсте грешке су редовна појава у нумеричким алгоритмима, у које се између осталих убрајају и алгоритми инверзије, а последица је ограничење прецизности рачунања. У нумеричким рачунањима није могуће користити целобројну аритметику, пошто би се врло брзо потрошила меморија за складиштење тако великих бројева. Због тога се прибегава коришћењем бројева са покретним зарезом (енгл. Floating-point). Покретни зарез има одређену релативну прецизност, и после сваке операције неопходно је извршити заокруживање бројева. Последица заокруживања је смањење прецизности нумеричког алгоритма и већа грешка. Већа релативна прецизност може да смањи ову грешку, али изискује већу рачунарску моћ. С друге стране већа прецизност не мора да доведе до бољих резултата. Примера ради, алгоритми за обраду слике и исцртавање тродимензионалне графике, користе 32-битне бројеве једноструке прецизности (енгл. Single Precision) или чак 16-битне бројеве полу-прецизности (енгл. Half Precision). Оправдање за мању прецизност јесте да коришћење веће прецизности не би дало приметне промене у резултујућој слици, као и то да коришћени алгоритми нису итеративни па се грешка неће акумулирати. Из тог разлога на графичким процесорима је највише заступљена једнострука прецизност. С друге стране, многи нумеричким алогоритми су изузетно итеративни. То укључује и инверзне и симулационе алгоритме који се користе у микроталасној томографији. Из тог разлога, потребно је користити двоструку прецизност (енгл. Double Precision) или чак проширену прецизност (енгл. Extended Precision). Ово је представљало проблем, поготово у прошлости, услед недоступности рачунарских структура које имају високе перформансе и високу прецизност. У скорије време, висока прецизност са високим перформансама је значајно доступнија. Релативна прецизност и нумеричка грешка инверзије у микроталасној томографији драстично утичу на њене перформансе. Иако VNA може да измери променљиве са великом прецизношћу, мала релативна прецизност инверзије ће и даље бити ограниче-

ње. Ограничење релативне прецизности ће мање долазити до изражаја уколико се смањи динамички опсег мереног сигнала. Стога, ако је измерен сигнал мањег динамичког опсега, није потребно користити горепоменуте бројеве са већом прецизношћу.

Главни утицај на динамички опсег мереног сигнала у микроталасној томографији представља ефекат маскирања таласа. Као што је већ било поменуто у Поглављу 2.2, у комори микроталасне томографије јављају се директни, рефлектовани и расејани таласи (видети Сliku 1). Расејани таласи носе највише корисних информација за микроталасну томографију, јер су прошли кроз објекат скенирања. Таласи рефлектовани од објекта скенирања су такође корисни. Таласи рефлектовани од зидова коморе и директни таласи немају корисну информацију, јер је структура коморе позната. Проблем настаје јер су корисни таласи знатно слабији од оних таласа који не носе корисне информације. Тада слабији корисни таласи који носе главнину информација бивају маскирани јачим таласима који немају много корисних информација. Тиме јачи таласи постају штетни. Услед ограниченог динамичког опсега тј. релативне прецизности мерног уређаја и инверзије, маскирање може довести до драстичног смањења квалитета финално добијене слике.

Разлози за слабљење расејаних таласу су:

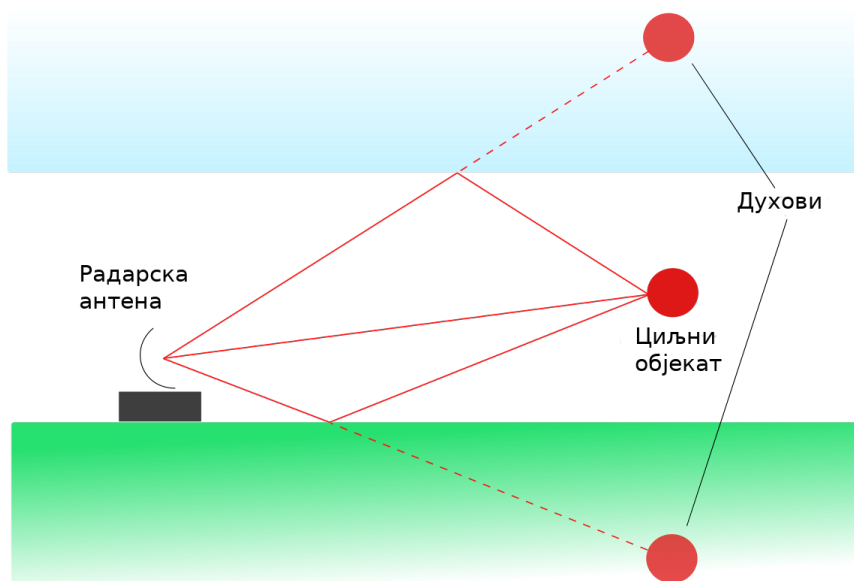
- Велик контраст,
- Геометрија,
- Губици,
- Сама природа расејавања.

Услед великог контраста диелектричне пермитивности између два материјала јавља се јака рефлексивност. Услед јаке рефлексивности, велик део енергије се рефлектује од објекта скенирања, уместо да се преломи унутар истог. Самим тим, мања количина енергије пролази кроз објекат скенирања, скупљајући корисне информације, а велика одлази на штетне рефлектоване таласе. У примени микроталасне томографије за биомедицинска скенирања, први велик контраст јесте између ваздуха (као позадинског материјала у ком се врши скенирање) и коже. Други извори контраста могу бити унутар објекта скенирања, примера ради између споја коже и унутрашњег ткива, поготово масног, или услед гасова у пробавном систему. Геометрија проблема који се скенира такође може утицати на расејавање. Рецимо, при скенирању рака дојке, масније ткиво пропарано фибро-грандуларним ткивом је лакше за скенирање и анализу од мање масног ткива, где је фибро-грандуларно ткиво збијено, иако масно ткиво има проблематичан контраст. Велики губици унутар објекта скенирања, поготово у биомедицинској примени, резултат су велике концентрације воде у ткивима. Сама природа расејавања, као што јој само име указује, јесте да се талас релативно фокусиран на мању површ расејава на већу. На тај начин енергија са једне антене бива расејана на више њих. На расејање највише утиче контраст унутар ткива. У општем случају, испоставља се да што је расејање и слабљење веће, проблем скенирања је тежи. Наравно, контраст не сме бити ни преслаб, јер се тад јавља проблем као код рентгенске рачунарске томографије.

Маскирање сигнала се може решити коришћењем апсорпционе прилагодне течности (енгл. Matching fluid) унутар коморе [28] [35] [83] или пак апсорпционих зидова [47]. Апсорпциона прилагодна течност има двојаку улогу апсорпције и прилагођења. Њена прилагођеност се односи на сличност њене диелектричне константе са диелектричном константом коже. Тиме смањује контраст, а самим тим и рефлексивност од коже, а ово опет појачава корисне таласе. Нажалост, прилагодна течност не помаже код рефлексивности унутар објекта скенирања, мада се неки од узрока рефлексивности могу решавати ван области микроталасне

томографије. Примера ради, гасови у пробавном систему који изазивају рефлексију решавају се тако што се пацијенту дају лекови против гасова у стомаку као и савет да рецимо једе мање пасуља, а више роштиља. Иако ће апсорпциона течност ослабити штетне зраке који обилазе објекат од интереса, такође ће ослабити све таласе, како корисне тако и штетне, испред и иза објекта од интереса. Коришћење апсорпционе течности ће смањити динамички опсег мереног сигнала, чиме ће се добити већа релативна прецизност при мерењу услед ограничене резолуције мерног уређаја. Такође, као што је већ поменуто, мањи динамички опсег измереног сигнала ће дати бољу прецизност нумеричког алгоритма инверзије. С друге стране, услед повећаног слабљења при коришћењу апсорпционе течности, апсолутна вредност мереног сигнала ће се смањити, тј. повећаће се разлика између улаза у мерено коло (изворни сигнал) и излаза из мереног кола (мерени сигнал), што ће представљати проблем за системски динамички опсег мерног уређаја. Такође, тачност и релативна прецизност опадају са слабијим сигнаlima. Сходно томе, прилагодна апсорпциона течност је компромис између динамичког опсега мерног уређаја с једне стране, и прецизности мерног уређаја и алгоритма инверзије с друге стране.

Додатан проблем, поготово за радарске методе, је реверберација [84] тј. продужено трајање таласа након престајања његовог генерисања. Реверберација се јавља услед нежељених рефлексија и простирања ЕМ таласа по вишеструким путањама (енгл. Multipath propagation). Пример пропагације по вишеструким путањама је дат на Слици 4. Импулс



Слика 4: Пропагација по вишеструким путањама

који радар одашиље или који је рефлектован о циљни објекат се наине преламањем и расејавањем раздваја на више путања. Даље се рефлектује и расејава, и услед различите дужине путовања на тим путањама, при пријему добија се збир импулса, истина налик на првобитни, али фазно померених у времену. С обзиром да радар одређује удаљеност од објекта мерењем времена између послатог и примљеног импулса, ревербован талас са вишеструким импулсима представља двосмисленост и ствара такозване духове у слици.

Функционал описан једначином 7 представља нелинеаран инверзни проблем расејања. То је функција цене, чију вредност ϕ треба минимизовати проналажењем оптималног улаза u_{est} , уз помоћ неке оптимизационе методе која убрзава ту претрагу. Као нелинеаран инверзни проблем расејања, овај проблем је некоректно постављен проблем (енгл. Ill-posed problem). То значи да има вишеструке локалне минимуме тј. вишеструка решења, Такође, инверзни проблеми су често и некоректно условљени проблеми (енгл. Ill-conditioned

problem). То значи да је излазна вредност функције врло осетљива на улазну вредност тј. мала промена на улазу функције повлачи велику промену на излазу. Овакав проблем је изузетно тежак оптимизациони проблем, који захтева велик број евалуација тј. позива функција цене. Када се велик број позива функције помножи са великим временом извршавања директне методе решавања, која је саставни део функције цене, добија се велико време извршавања инверзије. Тако време извршавања директне методе решавања може да се мери секундама [33], па чак и минутима [85]. То резултује временом инверзије од пар минута, преко пар сати [72], до цео дан [1].

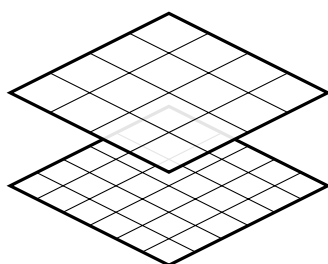
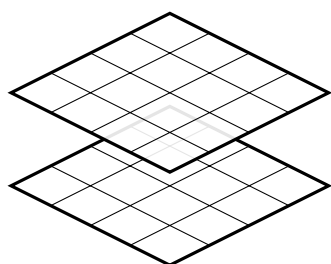
Једно решење убрзања оптимизације јесте линеаризација једначина расејања коришћењем Борнове апроксимације (енгл. Born approximation) или Ритове апроксимације (енгл. Rytov approximation) [18] [35]. Такође, многе регуларизационе методе се користе за линеаризацију инверзних проблема [29]. Све ове методе чине функцију цене конвексном тј. унимодалном тј. поседује један локални и уједно глобални минимум. Таква се функција даље може оптимизовати неком локалном оптимизационом методом, обично Гаус-Њутновом [35] или сличном. Све ове методе су критиковане [1] јер оне умеју да упадну у локални минимум, који није заправо глобалан, и функционишу све док је контраст у диелектричној расподели мали. Ове методе као крајњи резултат дају превише глатку слику тј. замућену слику (енгл. Over-smooth image), јер врше ниско-пропусно филтрирање функције цене кроз линеаризацију апроксимацијом или регуларизацијом. Из тог разлога, ове методе се користе за квалитативно функционално скенирање, јер не дају квантитативно веродостојне вредности ткива које су потребне за структурно скенирање.

Велик број променљивих оптимизационог проблема, у поређењу са бројем антена, доводи до велике недефинисаности проблема [86] [31]. Из тог разлога комора са већим бројем антена даје боље резултате у инверзији. Такође, велик број мерних фреквенција побољшава инверзију [60] [49] [29]. Међутим, како се повећава број антена у комори тј. расте густина антена, долази до њиховог међусобног спрезања (енгл. Mutual coupling) јер се антене налазе у блиском пољу (енгл. Near-field). Резултат тога јесте да се антене не могу више апроксимирати горепоменутих линијским изворима јер дају нетачне резултате, већ морају да се прецизно моделирају. Опет, у овом раду, одабиром одговарајуће антене могуће је имати велик број густо пакованих антена са више фреквенција, без компромиса тачности или брзине симулације. Квадратна спирална антена се може густо паковати, има ефикасан модел и широкопојасна је.

У случају инверзије са резултатима симулираног мерења, потребно је водити рачуна да симулација мерења (f_{true}) и симулација директне методе решавања (f_{mod}) имају различиту резолуцију решетке. Практично, решетке морају имати различите просторне па и временске кораке. У случају да су решетке ове две симулације исте, настаје грешка преоптимистичне инверзије (енгл. Inverse crime) [87]. Слика 5 са леве стране приказује пример где се користе исте решетке за симулацију мерења и симулацију директне методе решавања. Такав приступ није ваљан, јер долази до грешке преоптимистичне инверзије. Грешка преоптимистичне инверзије се огледа у томе да резултати симулације могу бити врло слични и поклапања таласа могу бити врло велика, дајући превише оптимистичне резултате, што доводи до лажне прецизности (енгл. False precision). Са десне стране Сlike 5, дат је пример ваљаног приступа у одабиру корака решетке. Корак решетке симулатора мерења и симулатора директне методе решавања је различит, па је тиме избегнута грешка преоптимистичне инверзије. Практично, различите решетке моделују шум који се јавља при мерењу као и разлика између симулације и стварног света тј. грешке у моделовању. Са различитим решеткама, чак ако оба симулатора имају исти улаз даће различите резултате, услед непрецизности у нумеричком рачунању. Неретко, за симулацију мерења и симулацију у инверзном алгоритму користе се чак различити симулатори [28] [29] [30].

Матрице исте резолуције
(појава грешке
преоптимистичне инверзије)

Матрице различите резолуције
(избегнута грешка
преоптимистичне инверзије)



Симулација (f_{mod})

Мерење (f_{true})

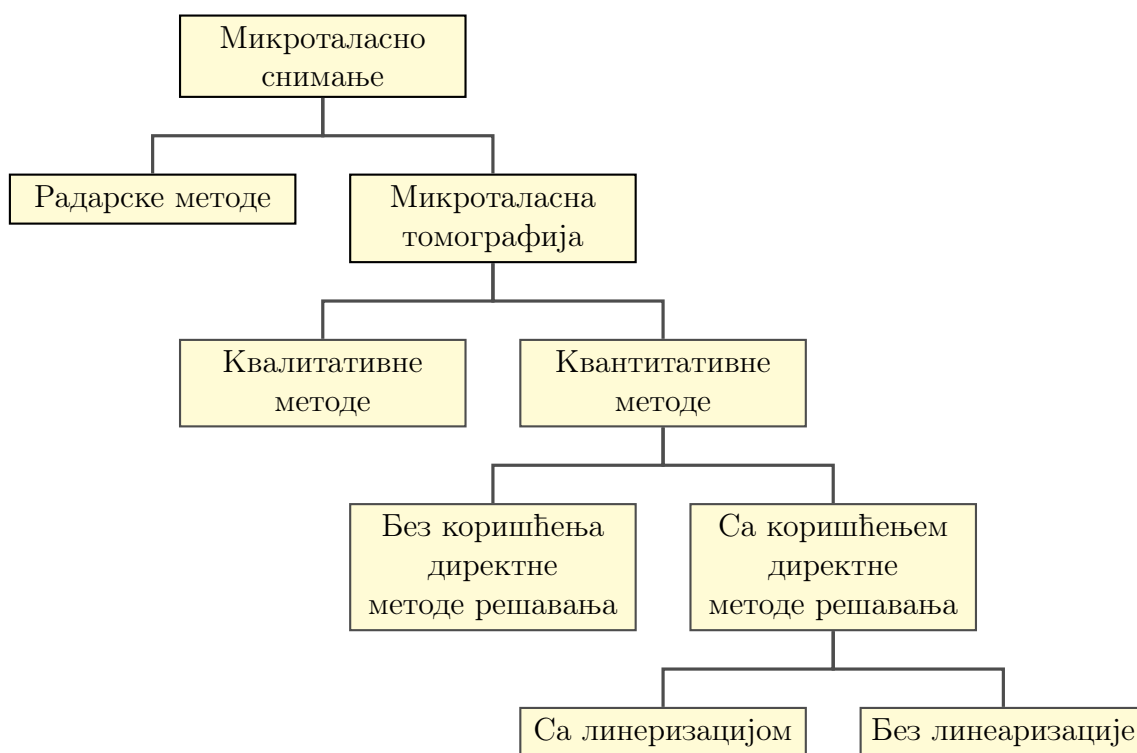
Слика 5: Решетке и грешка преоптимистичне инверзије

3 Преглед постојећих метода микроталасне томографије

У овом поглављу су описане често сусретане методе коришћене у области микроталасне томографије. Прво су описане на вишем нивоу методе снимања. Након тога су описане методе оптимизације, као један од најважнијих алата у инверзији и методама снимања. Онда су описане директне методе решавања ЕМ проблема, што укључује ЕМ симулације. Након тога је дат преглед антена често коришћених у микроталасној томографији као и решења комора коришћених у овој области. После тога је дат преглед софтверских модела комора. Онда је дат преглед неких метода коришћених при мерењу и обради измерених података у микроталасној томографији.

3.1 Методе снимања

На Слици 6 је дата таксономија метода микроталасног снимања (енгл. Microwave Imaging - MWI). Ове методе су алгоритамске, имплементирани софтверски.



Слика 6: Таксономија метода микроталасног снимања

Методе микроталасног снимања се могу поделити у две групе:

- Радарске методе,
- Микроталасна томографија.³

³Треба напоменути да се термини микроталасна томографија и микроталасно снимање овде користе у ужем смислу као софтверски алгоритми за добијање слике. Другде се под овим терминима подразумева целокупан систем за снимање, што укључује и харверски део односно комору. Не треба сметнути са ума да харверска реализација може да се користи са више софтверских метода. Пошто је развој хардвера најчешће управљан софтверским методама снимања, па из тог разлога целокупан систем носи име методе снимања.

Радарске методе се користе за одређивање позиције објекта који има јак контраст. Особеност радарских метода јесте да не користе само фазу измереног сигнала за снимање. Амплитуда се не користи јер је променљива и не говори много о удаљености објекта, мада се код напредних метода може користити за одређивање типа објекта (тип авиона, на пример). Радарске методе за микроталасно скенирање се заснивају махом на методи радара синтетичке апертуре (енгл. Synthetic Aperture Radar - SAR). Ова метода омогућава детекцију контраста између диелектрика на основу фазног помераја рефлектованог сигнала из више тачки снимања. Метода изведена из SAR методе вредна помена је конфокално микроталасно снимање (енгл. Confocal Microwave Imaging - CMI). Ова метода фокусира микроталасе из више антена како би се добио бољи контраст и тиме боља слика. Ово је један од првих метода који се бавио микроталасним снимањем циљаним за откривање рака дојке [84] [88]. Од тада, многи други радови су се бавили тематиком радара за медицинске сврхе [17] [89] [90].

За разлику од радарских метода, у микроталасној томографији се користи амплитуда за добијање слике. Две су подгрупе у оквиру микроталасне томографије:

- Квалитативне методе,
- Квантитативне методе.

Најбрже методе за инверзију су квалитативне методе. Квалитативне методе су линеарне и сличне су методама које се користе у рентгенској рачунарској томографији (енгл. (X-Ray) Computer Tomography - CT) и магнетној резонанци (енгл. Magnetic Resonance Imaging - MRI). Један представник квалитативних метода је дифракциона томографија [69] [70] [91] [92]. Она је базирана на линеаризацији једначина расејања, најчешће Борновом апроксимацијом, што даје добре резултате у инверзији једино ако је мали контраст у расподели диелектричне пермитивности. Као што је већ раније расправљено, када је контраст велик, јавља се вишеструко расејавање, које се не може моделовати линеарним једначинама расејања. Резултати ове методе су ограничени у већини практичних примена микроталасне томографије, као што је снимање ткива, где је контраст велик [93] [92].

Да би се решио проблем нелинеарног расејања користе се квантитативне нелинеарне методе. Овакве методе су итеративне, за разлику од квалитативних које резултат дају у једном кораку. Две су класе квантитативних метода:

- Без коришћења директне методе решавања,
- Са коришћењем директне методе решавања.

Типичан представник прве класе метода јесте инверзија извора контраста (енгл. Contrast Source Inversion - CSI) [94] [18] [35] [95] [96]. Ове методе су најчешће базиране на градијентним оптимизационим методама. Оптимизациона метода решава, односно прорачунава непознате контрасте и непознато укупно ЕМ поље тј. извор контраста (отуда име методи). Мапа контраста се користи као финална слика ове методе.

Код друге класе метода, које користе директну методу решавања, користи се функција цене. Ове методе врше симулацију расејавања ЕМ таласа, са већом или мањом прецизношћу. Расејани таласи се пореде са измеренима, као што је описано у Поглављу 2.2. Оптимизациони алгоритам се користи за брзо проналажење решења тј. расподеле диелектричне пермитивности, смањивањем разлике између измерених и симулираних ЕМ таласа.

Горепоменути класа квантитативних метода са коришћењем директне методе решавања се може даље поделити у две групе:

- Са линеаризацијом,

- Без линеаризације.

У првој групи се врши инверзија линеаризованих једначина, најчешће Борновом апроксимацијом (енгл. Born approximation) или Ритовом апроксимацијом (енгл. Rytov approximation) [97] [98]. Међутим, решавање линеаризованих једначина не даје реалну слику. Из тог разлога, ово решење се итеративно побољшава симулацијом додатног расејања. Типичан представник овакве методе је Изобличена Борнова итеративна метода (енгл. Distorted Born Iterative Method - DBIM) [99] [100] [28] [29] [30]. Осим за DBIM, Борнова и Ритова апроксимација се такође користе код многих других метода [35] [41]. Наравно овакве методе дају лошије резултате када се врши скенирање објеката са већим контрастом.

Методе које не користе линеаризацију врше потпуну симулацију расејавања ЕМ таласа. Услед тога директна метода решавања је драстично спорија него линеаризована. Због тога су ове методе рачунарски најзахтевније али могу да дају резултате и код најзахтевнијих проблема са великим контрастом.

Овде треба напоменути да је управо расејавање а самим тим нелинеарност код микроталасне томографије главни разлог зашто није ушла у ширу примену. Магнетна резонанца и рачунарска томографија су линеарне, што омогућава лаку инверзију. За разлику од њих, микроталасна томографија је нелинеарна, па тиме драстично тежи инверзни проблем за решити и захтева комплексне алгоритме и много рачунарских ресурса.

Постоје разни покушаји хибридизације метода микроталасне томографије. Идеја се заснива на томе да се крене са линеарном методом инверзије, која брзо долази до прелиминарних резултата мањег квалитета. Овакве методе због апроксимација уведених ради линеаризације дају скенирану слику мањег квалитета. Та слика добијена линеарном методом се може даље користити као почетно решење за нелинеарну методу, што је предложено у [101]. Нелинеарне инверзне методе могу дати боље резултате, али су знатно спорије. Једна метода је коришћење радаром ради добијања почетне, грубе слике, која се даље може побољшавати томографијом [102]. Овакво пређашње знање (енгл. A priori knowledge) може знатно да убрза инверзију.

Резултујућа слика метода микроталасне томографије може бити:

- 2-димензионална (енгл. 2 Dimensional - 2D), сачињена од пиксел, [74] [18] [35] [49] [103] [52] [53] [104] [105] [106] [75] [83] [56] [107] [55] [20] [108] [68] [109] [63] [32] [33] [16] [102] [110] [111] [65] [96] [112] [113] [114]
- 3-димензионална (енгл. 3 Dimensional - 3D), сачињена од воксела. [115] [42] [41] [116] [19] [24] [23] [22] [117] [118] [15] [28] [27] [47] [26] [45] [29] [71] [72] [57] [119] [120] [121] [122] [123] [124] [31] [125] [126] [127] [128] [129] [130] [131] [132] [133]

Системи микроталасне томографије су углавном 2D, из разлога комплексности реализације 3D система. Међутим, како тврде неки аутори, 3D системи могу дати боље резултате [44] [45] [46] [47]. Детаљи комплексности ће бити наведени у наставку текста.

Такође, све горепоменуте методе могу да буду у:

- фреквентном домену [49] [18] [35] [95] [96] [94] [40] [42].
- временском домену [105] [37] [63] [64] [102] [134] [123] [71] [72] [57] [65] [56] [75] [124] [80] [135] [85] [39].

Традиционално, у електромагнетици се ради у фреквентном домену, јер се ЕМ једначине у том домену лакше решавају аналитички. Такође, хардвер и мерна опрема су до недавно били везани искључиво за фреквентни домен. Као што је већ поменуто, према [60] [49] [107] [29], показује се да је коришћење више фреквенција погодно за микроталасну томографију. Врло је мали број, углавном раних радова који врше мерење на једној

фреквенцији [40] [42], док већина метода ради са спектром. Пошто се користи велик број фреквенција, непрактично је користити за инверзију и симулацију фреквентне методе, јер је потребно извршити симулацију за сваку фреквенцију понаособ, па се обично користе временске методе. Методе микроталасног снимања које користе временске методе симулације и инверзије често се називају и инверзно расејање у временском домену (енгл. Time Domain Inverse Scattering - TDIS) [80] [102]. У последње време, у електромагнетици се иначе све више користе временске методе, јер се у комуникацији и радарима све више користе кратки импулси са широким фреквентним опсегом и уопште комуникациони канали широког опсега.

Услед таласне и честичне природе микроталаса на објектима малих димензија долази до дифракције таласа а тиме до замагљивања слике. Овај феномен се може приметити код телескопа и микроскопа, где је резолуција одређена оптичком границом дифракције а ова Рејлијевим критеријумом: резолуција је сразмерна таласној дужини а обрнуто сразмерна величини сочива. Стога је уобичајено да се код радара и неких метода микроталасног снимања, ради добијања веће резолуције, користи мања таласна дужина тј. виша фреквенција. Међутим, проблеми настају у биомедицинској примени микроталасног снимања, где постији велика концентрације воде у ткивима. Вода ствара губитке за ЕМ таласе, који расту са фреквенцијом, што представља проблем за мерење, као што је раније објашњено. Због тога је од велике важности одабир одговарајућег фреквентног опсега унутар ког ће систем са микроталасно снимање радити [14]. У питању је компромис између резолуције и шума резултујуће слике.

С друге стране, микроталасна томографија испољава особености супер-резолуције [136], тј. резолуција слике није ограничена таласном дужином микроталаса. Наиме резолуција у далеком пољу је ограничена дифракционим тј. Рејлијевим лимитом (енгл. Rayleigh limit) који је приближан таласној дужини λ ЕМ таласа који се користе за скенирање. Међутим, теоријски и практично је доказано да је могуће добити супер-резолуцију. Разлог за супер-резолуцију није у потпуности теоријски објашњен [136], упркос вишеструким покушајима [137] [138]. Једно објашњење је да је то последица јер се снимање код микроталасне томографије обавља у блиском пољу [136]. Ако су антене блиске објекту од интереса за скенирање, и паковане су гушће него $\frac{\lambda}{2}$, могуће је добити мерења која нису ограничена дифракционим лимитом [4]. Према неким могуће је добити супер-резолуцију и у далеком пољу [139] [140] па чак и у дифракционој томографији [91]. Неки експериментални радови показују да је резолуција ограничена на $\frac{\lambda}{10}$ [141] [36]. Такође је могуће да је резолуција микроталасне томографије ограничена само шумом и грешкама у моделовању [82]. Такође, постоје изведбе радара [142], сонди [143], и интегрисаних кола [144] за микроталасно мерење са супер-резолуцијом.

Аутори веома ретко упоређују две различите методе микроталасне томографије. Понекад аутори наведу време извршења инверзије. Та метрика обично није корисна за поређење, пошто су методе обично реализоване у различитим језицима и технологијама, као што су:

- Језици високог нивоа, као на пример MATLAB,
- Језици ниског нивоа, као што су C, C++, Fortran,
- Графички процесори (енгл. Graphics Processor Unit - GPU), у језицима као што је OpenCL и Cuda.

Исто тако, поређење резултата инверзије (квалитет слике) је још мање заступљено. Ово представља проблем за системски дизајн, пошто метрике нису јасне, па је тешко направити компромисе у избору метода. Најчешће коришћене методе за поређење резултујућих

слика су средња квадратна грешка (енгл. Mean Square Error - MSE) или средња апсолутна грешка (енгл. Mean Absolute Error - MAE). Средња квадратна грешка је везана за улаз тј. слику и тиме није погодна када је потребно упоређивати више слика или драстично различите методе. Тада је погодније користити релативне методе, које дају резултате у процентима. Један пример је релативна процентна разлика (енгл. Relative Percent Difference - RPD). Релативне методе су пак осетљиве на дељење нулом. Још једна интересантна релативна метода је нормализована квадратна грешка (енгл. Normalized Squared Error - NSE) [102]. За поређење структурне сличности, рецимо облика објекта, погодно је пак користити индекс мере структурне сличности (енгл. Structural Similarity Index Metric - SSIM) [145]. Дефиниције неких ових метода поређења су дате у Поглављу 5.4.

3.2 Методе оптимизације

Методе оптимизације служе за проналажење најбољег решења у неком скупу. У случају микроталасне томографије, најбоље решење представља резултујућа слика која одговара скенираном објекту. Стога методе оптимизације, математички гледано, покушавају да нађу минимум (или максимум) циљне функције тј. функције цене. Аналогна ситуација би била пронаћи највишу тачку у Срему, што би био Црвени чот. У случају микроталасне томографије, циљна функција описана једначином 7 у Поглављу 2. Методе оптимизације су махом итеративни алгоритми, који у више корака конвергирају према минимуму. Примена и развој метода оптимизације су од великог значаја за микроталасну томографију. Пошто су циљне функције изузетно комплексне потребно је велико време за конвергенцију. Разлог за комплексност циљних функција је у првом реду што имају много степени слободе тј. улазних променљивих, где је сваки пиксел односно воксел представљен једном или са више променљивих. Ако је број променљивих n , комплексност оптимизације је $\mathcal{O}(c^n)$ тј. експоненцијална. Примера ради, слика лошије резолуције 100×100 има 10k променљивих, што је огроман оптимизациони проблем. Кориснија резолуција $1k \times 1k$, каква је у случају компјутерске томографије, имала би невероватних 1M променљивих. Уобичајени оптимизациони проблеми имају реда величине 1 до 100 број променљивих. Велик број променљивих је један од разлога зашто су решења микроталасне томографије углавном 2-димензионална, а ретко 3-димензионална. Још један велик проблем у микроталасној томографији је трајање евалуације циљне функције чији се минимум тражи. Циљна функција у микроталасној томографији обично подразумева покретање директне методе решавања тј. ЕМ симулације. Притом једна евалуација може да траје неколико секунди [33] па чак и минута [85]. Из тог разлога је неопходно имати добру оптимизациону методу која ће са што мање евалуација доћи до решења. Пошто време извршавања циљне функција далеко надилази време извршавања алгоритма оптимизације, прихватљиво је користити комплексније оптимизационе методе, како би се смањио број евалуација.

Према врсти функције коју методе могу решити постоје:

- Локална оптимизација (енгл. Local optimization),
- Глобална оптимизација (енгл. Global optimization).

Локалне методе оптимизације решавају функције које су унимодалне, тј. имају само један минимум. С друге стране, глобалне методе решавају мулти-модалне функције, које имају више локалних минимума, од којих је један глобалан. Локалне методе на мулти-модалном проблему могу да упадну у локални минимум, који није глобалан. Аналоган пример из живота је када би хтели пронаћи највиши врх Фрушке горе, и притом кренули из Новог Сада; са локалном оптимизацијом би вероватно завршили на Петроварадинској тврђави, уместо на Црвеном чоту. Локалне методе су применљиве када је математички познато

да је функција унимодлна, и то је случај код једноставнијих проблема, где су функције линеарне, непрекидне, квадратне. Међутим многи проблеми, укључујући микроталасну томографију, нису такве природе, и циљне функције имају вишеструке локалне минимуме. Из тог разлога се у случају глобалних метода користе хеуристике (енгл. Heuristic), методе које математички не гарантују оптимално решење. Глобалне методе се такође зову мета-хеуристике [146] [147], јер имају мало претпоставки о циљној функцији (да ли је унимодална, непрекидна, итд) и могу да изаберу одговарајућу хеуристику у зависности од проблема који им је дат, чиме су најуниверзалније методе оптимизације. Већина метода микроталасне томографије базираних на директном методу решавања користи локалну оптимизацију.

Методе оптимизације се могу даље поделити на оне:

- Са коришћењем извода,
- Без коришћења извода.

Као што је познато из математичке анализе на примеру функција једне променљиве, први извод говори о томе да ли је функција у одређеној тачки растућа или опадајућа, док други извод функције говори да ли је функција конвексна или конкавна. Ова информација може бити од користи при тражењу минимума у алгоритму оптимизације. Методе које не користе изводе врше претрагу само на основу вредности функције. Погодне су када је превише комплексно израчунати извод, или пак код функција са прекидима, где извод може бити контрапродуктиван.

Методе оптимизације више променљивих које користе изводе су градијенте. Градијент представља функцију парцијалних извода за дату функцију. За скаларну функцију n променљива $f : \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}$, градијент је n векторска функција n променљивих $\nabla f : \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}^n$. Градијент се може представити као вектор n функција парцијалних извода, сваки по одговарајућој променљивој. Транспонован градијентни вектор је познат као Јакобијан матрица (енгл. Jacobian matrix). Градијент се користи као информација методи оптимизације у ком правцу је нагиб функције, како би метода што брже дошла у минимум. Типичан представник метода које користе градијент је метода коњугираног градијента (енгл. Conjugate-Gradient method) [57] [71] [72]. Поред ових метода користе се и методе базирание на Хесијан матрици (енгл. Hessian matrix). Хесијанова матрица представља квадратну матрицу функција парцијалних извода другог реда $\mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}^{n \times n}$, између сваке 2 променљиве. Типичан представник је Гаус-Њутнова метода (енгл. Gauss-Newton method) [35] [45] [31] [125] [112] [95] [96] Методе базирание на градијентима су најраспрострањеније оптимизационе методе у микроталасној томографији, поготово код линеаризованих метода микроталасне томографије које имају један локални минимум.

У неким методама микроталасне томографије је могуће представити Јакобијан односно Хесијан матрицу аналитички. Аналитички облик се добија одређивањем парцијалних извода циљне функције. Међутим, у многим методама микроталасне томографије, то није могуће или је изузетно изазовно, јер је сама циљна функција алгоритам ЕМ симулације, који је итеративан а још и дискретан. Из тог разлога врло често се парцијални изводи израчунавају нумерички у дискретним тачкама [45]. Ово може да буде рачунарски изазовно. Прво, јер за сваки корак методе треба срачунати циљну функцију (односно извршити ЕМ симулацију) не само за тренутну тачку у којој се функција налази, већ и за свих n тачака у њеној околини, како би се страчунало n градијената тј. $n \times n$ Хесијан матрица. То даје још већу комплексност оптимизационог алгоритма $\mathcal{O}(nc^n)$ тј. $\mathcal{O}(n^2c^n)$, Ово је оправдано, јер градијентни методи брзо конвергирају. Из тог разлога се користе квази-Њутнове методе (енгл. Quasi-Newton method), које не захтевају рачунање Хесијан матрице. Типичан представник ових метода, Бројден-Флечер-Голдфарб-Шано алгоритам

(енгл. Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno - BFGS) [148] [149] [150] [151], на основу првог извода апроксимира други извод (оптимизационом методом). Тај приступ не даје сигурност да ће алгоритам конвергирати према локалном минимуму, тако да је у питању компромис перформансе и тачности решења. Велик проблем са Хесијан матрицом јесте меморија. За горепоменућу резолуцију $1k \times 1k$ са $1M$ променљивих исто толико великом Јакобијан матрицом, Хесијан матрица би имала $1T$ променљивих. Колико год времена да постоји за рачунање такве матрице, већина рачунара не поседује толику радну меморију. Стога се често користи Бројден-Флечер-Голдфарб-Шано ограничене меморије (енгл. Limited-memory Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno - L-BFGS) [152] [153], унапређена верзија је BFGS алгоритма, који не складишти апроксимирану Хесијан матрицу, него одређује правац кретања на основу историје тј. скупа пређашњих тачака са вредностима функције у њима.

Једна група локалних оптимизационих метода које не користе изводе су методе директне претраге. Горепоменуће методе, користе саму вредност евалуиране циљне функције у тачки како би апроксимиларе извод (као градијенте) или одредиле правац кретања (као L-BFGS), што може представљати проблем ако функције имају прекиде. Методе директне претраге не користе директно вредност функције, већ их само пореде, тако да функција може имати и прекиде. Ове методе се могу показати брже у односу на оне које користе изводе, ако је евалуација функције дуготрајна или градијент функције променљив. Ове методе памте неколико тачака, пореде вредности функција у њима, и оне које имају мању вредност се користе за одређивање даљег правца кретања, док се лошије одбацују. Типичани представници су:

- Пењање на брдо (енгл. Hill climbing),
- Силажење по координатама (енгл. Coordinate descent) [154],
- Претрага шаблона (енгл. Pattern search) тј. Hooke-Jeeves [155] [156],
- Силазни симплекс метод (енгл. Downhill Simplex Method) тј. Nelder-Mead [157]
- Powell [158]
- и многе друге.

Неке од ових метода су понекад хеуристике, јер за неке проблеме математички не гарантују решење [159].

Као што је већ напоменуто, локалне оптимизационе методе се могу користити само за функције са једним глобалним минимумом. Међутим, у микроталасној томографији циљна функција обично има многе минимуме. Разлози за то су: некоректна постављеност и некоректна условљеност инверзног проблема, као и шум у мерењу. Да би се ипак могле користити локалне оптимизације, поготово градијентне методе које брзо конвергирају, потребно је извршити неку врсту регуларизације како би направиле функцију цене конвексном, тј. са једним глобалним минимумом. Регуларизација уводи филтрирање функције цене, што пак изазива замућење слике. Такође, при примени регуларизације могуће је промаштити тачно, глобално решење ако им се не зада добро почетно решење и добар регуларизациони члан [1] [33]. Бољи, али далеко тежи (спорији) приступ би био коришћење глобалних метода оптимизације, које не врше регуларизацију односно линеаризацију.

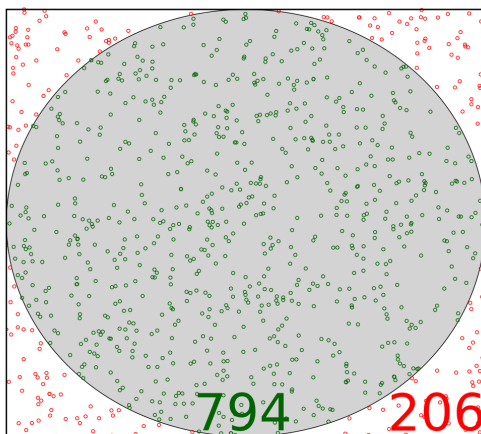
Локалне оптимизационе методе се сконцентришу да побољшају резултат онде где се налазе, идући према локалном минимуму што је брже могуће, такорећи врше експлоатацију (енгл. Exploitation). Међутим ако почну на погрешном месту, не значи да ће наћи глобални минимум. Глобалне оптимизационе методе пак врше боље претрагу простора

оптимизације тј. истраживање (енгл. Exploration). и тиме им је мања вероватноћа да упаду у локални минимум. Мана глобалних метода оптимизације је да спорије конвергирају према решењу, јер проверавају области које потенцијално нису решење.

Најчешћа глобалне оптимизационе методе су стохастичке, које користе генераторе случајних бројева. Коришћење случајних бројева потиче из Монте Карло метода. Сликвит пример на ком се може видети ефективност ове методе је рачунање броја π гледањем у пасуљ. Наиме, у квадрат се упише круг, као на Слици 7. Пасуљ се баца равномерно у квадрат. Однос броја зрна у кругу и квадрату је приближан $\pi/4$. Разлог за то је тај што је пасуљ равномерно распоређен по површини квадрата а тиме и круга, јер је бацање пасуља случајан процес униформне расподеле. Ако узмемо да је пречник круга r , и поделимо површине круга и квадрата добићемо:

$$\frac{P_{\bigcirc}}{P_{\square}} = \frac{r^2\pi}{(2r)^2} = \frac{r^2\pi}{4r^2} = \frac{\pi}{4}$$

За пример са Сlike 7 добије се да је $\pi = 3.176$. Ако се баца више пасуља, добиће се прецизније решење.



Слика 7: Рачунање броја π Монте Карло интеграцијом

На сличан начин стохастичка глобална оптимизација користи случајну променљиву, што омогућује да се цео простор претраге равномерно покрије и да метода не заглави у локалном минимуму. Пошто су по својој природи стохастичке, ове методе не гарантују да ће наћи решења, па су у суштини хеуристике. Такође ове методе се ослањају на врло мало информација о проблему тј. функцији коју оптимизују. Није им битно да ли су у питању линеарне или нелинеарне, унимодалне или мулти-модалне, непрекидне са изводи-ма или пак са прекидима, недефинисаним изводима, па чак и дискретне. Из тог разлога стохастичке глобалне оптимизације се зову и мета-хеуристике.

Постоје велик број глобалних оптимизација [146]. Типичне глобалне оптимизационе методе су:

- генетски алгоритам (енгл. Genetic Algorithm - GA) [33] [63] [64] [160] [161], који емулира селекцију, укрштање и мутацију гена,
- еволуционе стратегије, као што је СМА-ЕС (енгл. Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy - СМА-ES) [162] [163] [164].
- оптимизација јата честица (енгл. Particle Swarm Optimization - PSO) [165], који симулира понашање јата птица или риба,

- вештачко пчелиње друштво (енгл. Artificial Bee Colony - ABC) [166], која емулира трагање пчела за храном,
- оптимизација колонијом мрава (енгл. Ant Colony Optimization - ACO) [167] [168], који емулира трагање мрава за храном
- Симулирано каљење (енгл. Simulated annealing)
- и многе друге [169].

Као што се да видети, већина метода су инспирисане природним феноменима. Поготово су популарне методе које моделују понашање животињских друштава.

Да би алгоритми глобалне оптимизације ипак некако проверили локалне минимуме и тиме конвергирали према глобалном минимуму, прави се компомис између претраге целокупног простора и побољшавања добрих решења. Сликвит пример се може дати са ABC методом, која се показала као једна од бољих за микроталасну томографију [169]. У овом алгоритму постоје 3 врсте пчела:

- Пчеле радилице (енгл. Employee bee),
- Пчеле посматрачи (енгл. Onlooker bee),
- Пчеле извиђачи (енгл. Scout bee).

Прве две врсте пчела су задужене за експлоатацију, док је трећа задужена за истраживање. У свакој итерацији, половина пчела су радилице, док друга половина пчела су посматрачи. Пчеле радилице ће експлоатисати познато поље са цвећем тј. локални минимум. При експлоатацији познатог поља, пчела ће крећући се према некој другој пчели претраживати поље, и тиме потенцијално наћи неки кутак са новим, бољим цвећем на пољу тј. напредоваће према минимуму. Друга половина пчела ће посматрати пчеле радилице, и поћи ће за оним пчелама које су најуспешније. На тај начин ће више експлоатисати успешнија поља која потенцијално имају глобални минимум. Пчела радилица, која је исцрпела храну на свом пољу тј. довољно се дуго задржала претраживајући одређени минимум без напредовања, одустаће од даље експлоатације и постати пчела извиђач. Та пчећа ће лутати како би нашла потпуно ново поље. Тиме ће се спречити да пчеле, концентришући се само на једно поље, остану гладне када га исцрпе тј. да се заглаве у локалном минимуму. Када дође зима тј. након истека одређеног броја итерација, знаће се која је ливада била најбоља тј. где је глобални минимум.

При покретању алгоритма потребно је подесити његове параметре. У конкретном примеру са ABC методом, подешава се колико има пчела у колонији, колико су пчеле стрпљиве тј. после колико времена ће напустити ливаду, колико траје сезона. Одабир ових параметара је од великог значаја ради успешне и брзе конвергенције метода. Постоје одређена правила за неке параметре. Рецимо, опште правило (енгл. Rule of thumb) је да број пчела буде једнак броју степени слободе циљне функције. Међутим, често је потребно експериментисати са параметрима, што може бити приметно. Из тог разлога се користи мета-оптимизације, где се врши оптимизација над параметрима оптимизационог алгоритма [170] [171]. Овај приступ као ману испољава то што је потребно покренути оптимизацију десетинама пута, како би метода мета-оптимизације могла наћи најбоља подешавања параметара оптимизације. Још један приступ из [172] је поставити параметре на веће вредности и памтити напредовање оптимизације кроз број покушаја, времена стагнације и слично. Након завршетка оптимизације могуће је анализирати упамћено напредовање и тиме подешавати параметре. Примера ради, ABC алгоритму се постави ограничење да пчела радилица 30 пута покушава истражити своју ливаду, пре него што одустане, постане пчела истраживач

и оде на другу ливаду. Ако пчела за то време нађе бољи цвет тј. напредује према локалном минимуму, бројач покушаја ће се ресетовати на 30. Притом се бележи број покушаја пре проналажења бољег цвета. Статистичким увидом у ове бројеве, обично њиховим приказом на хистограму, долази се до закључка да пчеле најчешће долазе до бољег цвета кроз 10 покушаја, тако да се онда горенаведени параметар може смањити са 30 на 10. Тиме ће пчеле брже одустати и неће губити време на ливадама на којима нема побољшања.

За бржу конвергенцију према решењу често се користи хибридна оптимизација (енгл. Hybrid optimization), у којој се користе и глобалне и локалне оптимизације. Хибридна оптимизација је компромис између глобалне оптимизације за претраживање простора и заштиту од заглављивања у локалном минимуму, и локалне оптимизације у брзом истраживању локалних минимума. Један пример је коришћење вештачког пчелињег друшта (ABC) као глобалне оптимизације, хибридизованог локалним оптимизацијама претраге шаблона (Hooke-Jeeves) [173]. У овом методу с времена на време, покреће се алгоритам претраге шаблона на најбољој пчели, како би се додатно истражио локални минимум и брже конвергирало према глобалном минимуму. Сличан приступ има и [174] где се наизменично покрећу PSO као глобална и Nelder-Mead као локална оптимизација. Другачији приступ у методи [172] је да свака пчела ABC алгоритма у свакој итерацији уместо типичне евалуације функције у тачки у којој се налази, покреће претрагу шаблона, а после претраге шаблона покрене пењање на брдо (Hill climbing) како би се локални минимум још боље истражио. Још један приступ хибридизације је покретање ACiD локалне оптимизације а после тога покретање CMA-ES глобалне оптимизације [175].

Још један начин убрзања конвергенције и побољшања претраге јесте прилагођавање тј. адаптирање праваца претраге изгледу циљне функције уместо координатним осама. Ово се постиже рачунањем коваријансне матрице (енгл. Covariance matrix), преко које се добија нова база векторског простора, тј. координатних праваца претраге. Ова метода је веома успешна са микроталасном томографијом, јер рељеф циљне функције се састоји од дијагоналних усека. Пошто се координатни систем окрене у правцу тих усека, функција много брже конвергира решењу. Алгоритми засновани на овом приступу су прилагођено силажење по координатама (енгл. Adaptive coordinate descent - ACiD) као локална оптимизација [176], затим еволуциона стратегија прилагођена коваријансном матрицом (енгл. Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy - CMA-ES) као глобална хеуристика [162] [163] [164] [177] [5] [6] [178] [179] као и хибридни приступ ове две методе [175].

Нова база добијена преко коваријансне матрице може се такође искористити за анализу главних компоненти (енгл. Principal Component Analysis - PCA) путем које се може смањити база тј. број степени слободе. Ова метода може потенцијално драстично убрзати оптимизацију у микроталасној томографији, која је карактерисана са великим бројем променљивих тј. степени слободе. Слична метода је и одвојивост (енгл. Separability). У овој методи се покушава одредити које променљиве интерагују и тиме смањити број степени слободе [180] [181] [182] [183].

Још једна напредна метода је мета-моделовање (енгл. Meta-modeling). [184] [185] [186] [187] [188] [189] [190] [191]. У овом методу се на основу тачака у којима је евалуирана циљна функција срачунава моделована функција тј. модел, који приближно моделује циљну функцију, рецимо фитовањем. Над моделом се даље извршава оптимизација, и тиме се долази до приближног минимума. Даље се циљна функција евалуира у околини тог приближног минимума, модел се побољшава, и даље поступак понавља итеративно. Аналогија би била да се на основу пар геодетских мерања на брду исто измоделује рецимо полулоптом, и тиме приближно одредити врх брда. На основу тога се даље може извршити мерење у околини врха и тиме прецизније одредити врх. Пошто је модел једноставнији од циљне функције, а такође се бира тип модела, могуће је имати и Јакобијан и Хесијан матрице и тиме имати веома ефикасну оптимизацију. Иако изгледа приметно и скупо вршити моделовање

вање, у случају комплексних циљних функција чије је евалуирање скупо тј. дуготрајно, моделовање ће бити исплативо. Најчешће мета-моделовање се базира на Кригинг методи (енгл. Kriging).

Као што је већ поменуто оптимизациони алгоритми теже проналазе решење за проблеме са великим бројем променљивих, па се у пракси користи мањи број променљивих, што ограничава слике на ниску резолуцију. Разни су начини како се може смањити број променљивих за оптимизацију. Често се свака оптимизациона променљива мапира на више ћелија решетке директне методе решавања [33] [105] [63] [64] [45] [71] [72]. Примера ради у [33] циљна функција има 16 променљивих где је свака променљива мапирана на квадратна поља од 50×50 ћелија FDTD ЕМ симулатора, распоређених у 4×4 таква квадрата.

Још један приступ је индиректна оптимизација која врши оптимизацију облика и вредности пермитивности и проводљивости неког објекта, рецимо позиције, величине и састава тумора у ткиву [85]. Индиректна оптимизација има драстично мањи број променљивих у поређењу са директном оптимизацијом. Ова метода захтева пређашње знање (енгл. A priori knowledge) о објекту који се скенира, преваходно његовој геометрији, што некад није доступно. Такође је могуће користити индиректну оптимизацију за оптимизовање одређених параметара електричног или електромагнетног кола [178] [179] или пак за генерисање оптималне геометрије антене [160] [161]. На овај начин се могу добити кола односно антене, које ипак испуњавају специфичне захтеве због којих се не могу дизајнирати путем традиционалних методологија.

Још један начин да се убрза оптимизација коришћењем пређашњег знања јесте кодирање простора претраге. Наиме, могуће је ограничити простор претраге по променљивима, у границе које су могуће за одређене материјале који се скенирају. У случају микроталасне томографије у биомедицини, познате су вредности пермитивности и проводљивости сваке врсте ткива. Та информација се може искористити да метода оптимизације врши претрагу само за вредности које ткива могу да имају. Такође, могуће је направити нелинеарно мапирање, где ће оптимизациони протор бити гушћи код вредности пермитивности и проводљивости типичних за ткива, а по некој расподели ће опадати густина мапирања како се величина удаљава од типичних. На тај начин, оптимизациони метод ће више времена проводити да оптимизује вредности за ткива. Могуће је повући аналогију са студентом, који ће на столу држати књиге неопходне само за предмете које слуша, а ако се испостави да му фали знање из претходног предмета, извадити или набавити додатне књиге. Тако примера ради, у [80] се врши снимање ткива дојке које је састављено углавном од масног ткива са ниским пермитивношћу ($\epsilon_r = 9 - 11$), и фиброграндуларног ткива са високом пермитивношћу ($\epsilon_r = 19 - 23$), док мали број пиксела у прелазним регионима има вредности између. Ако се не би урадила трансформација мапирања, оптимизациони алгоритам би доста времена потрошио тражећи решење у средишњем региону, где је најмања вероватноћа да ће га наћи.

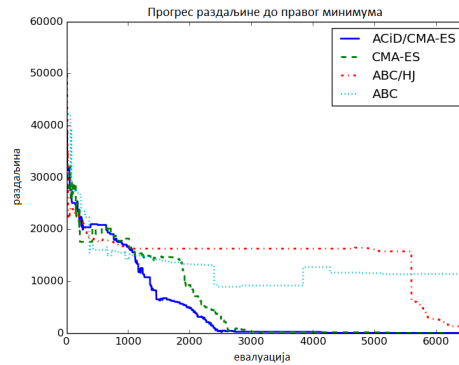
Један начин да се искористи пређашње знање јесте коришћење класификатора при оптимизацији [32] [33]. Ови класификатори користе неуронске мреже (енгл. Neural Network - NN) и потребно их је обучити пре коришћења. Класификатори уче типичне вредности пермитивности и проводљивости ткива која се скенирају [78] као и типичну структуру ткива [33]. Приликом примене класификатори одбацују предложена решења понуђена од стране хеуристике која нису у складу карактеристикама ткива наученим приликом обуке.

На крају, могуће је за убрзање и побољшање инверзије користити пређашње знање добијено из других модалитета као што је рецимо ултразвук [192].

Велик проблем у микроталасној томографији је шум. Нека истраживања тврде да је највећа теоријска резолуција микроталасне томографије зависна само од шума [82]. Међутим, у литератури метода оптимизације, проблем шума се ретко обрађује [193] [194]

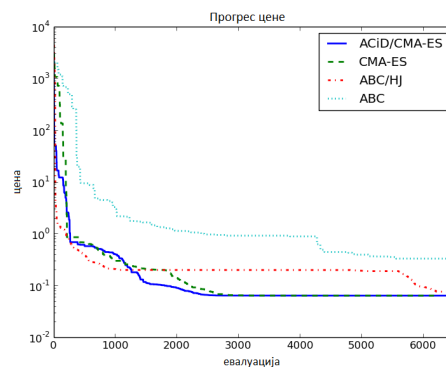
[195].

За разлику од микроталасне томографије, област оптимизације има установљен систем поређења метода [171]. Методе се најчешће пореде за колико евалуација циљне функције је оптимизациони алгоритам дошао близу глобалног/стварног минимума, као на Слици 8. Још један начин поређења, поготово ако се не зна стварни минимум функције, је колика је



Слика 8: Близина стварном минимуму наспрам броја евалуација

цена односно вредност циљне функције у нађеном минимуму, као на Слици 9. За тестирање



Слика 9: Цена наспрам броја евалуација

метода оптимизације користе се како стварни проблеми тако и вештачке функције за тестирање. У литератури, постоје многе функције за тестирање [196] [197] [198]. Њихова основна предност је да им је углавном познат глобални минимум. Мана оваквог приступа је свакако чињеница да функције за тестирање не осликавају функцију стварног проблема.

Оно што је битно напоменути да у области оптимизације увек постоји простора за усавршавање. Разлог за то је тај што у многим природним феноменима, и у многим инжењерским областима, а тако и у оптимизацији, не постоји бесплатан ручак [199] [200], тј. код добије на друму изгуби на ћуприји или не можете имати и јаре и паре. Последица овог искуства је да се морају увести одређени компромиси како би се добило најбоље решење за дати проблем. Из тог разлога метод прилагођен за један проблем, неће бити прилагођен за други проблем. Из тог разлога не постоји једна оптимизациона метода која решава све проблеме, него се мора изабрати, прилагодити и подесити метода за сваки конкретни проблем. Притом је неопходно потребно знати природу конкретног проблема који се решава [201]. Један начин за откривање природе конкретне циљне функције је учење многострукости (енгл. Manifold Learning) [202]. Једна карактеристика циљне функције микроталасне томографије је храпав рељеф сачињен од дубоких дијагоналних усека [172].

3.3 Директне методе решавања

Директна метода решавања представља функцију f_{mod} из једначине 5. Директне методе решавања у микроталасној томографији су ЕМ симулације. У симулацији се ЕМ таласи одашиљу, крећу се кроз симулациони простор интерагују са објектима специфичне пермитивности и проводљивости (описаних са u_{est} у једначини 5), и снимају се у одређеним тачкама. Кретање и интеракција ЕМ таласа се моделују Максвеловим једначинама, које се у симулацијама нумерички решавају. У [203] је дат преглед ЕМ симулатора, комерцијалних и отвореног кода.

Методе се могу поделити у оне које решавају:

- интегралне Максвелове једначине,
- парцијалне диференцијалне Максвелове једначине.

Такође, методе се могу поделити по томе да ли решавају једначине у:

- временском домену,
- фреквентом домену.

Методе се такође могу бити:

- Потпуна таласна анализа (енгл. Full-Wave Analysis),
- Квази-статичка анализа (енгл. Quasi-Static Analysis).

Потпуна таласна анализа врши симулацију Максвелових једначина које су временски променљиве и фреквентно зависне тј. без апроксимација. Квази-статичка анализа користи поједностављене Максвелове једначине, у којима се узима да су поља временски непроменљива и фреквентно независна.

Постоји велик број директних метода у литератури. Овде ће се навести само неке које се чешће сусрећу у области микроталасне томографије. Чест метод је решавање интеграционих једначина електричног поља (енгл. Electric-Field Integral Equation - EFIE) методом момената (енгл. Method of Moments - MoM) [204]. Веома популарна је метода коначних елемената (енгл. Finite Element Method - FEM) [45] [177] [24]. Обе ове горепоменуте методе су у фреквентом домену. С друге стране метода коначног корака у временском домену (енгл. Finite Difference Time Domain - FDTD) је типичан преставник директних метода решавања у временском домену [62] [61] [205] [206] [207] [208]. Пошто је у овом раду коришћена FDTD метода, у следећем поглављу ће бити дат преглед исте.

3.3.1 FDTD

FDTD метода се веома често сусреће у области микроталасне томографије, било да се користи само FDTD [33] [32] [105] [63] [64] [29] [30] [57] [65] [72] [121] [71] [72] [209] [134] [122] [123] било да се FDTD користи упоредо или спрегнуто са неком другом методом [45] [28]. FDTD симулира пропагацију ЕМ таласа у дискретном простору, са дискретним кораком у времену. Оваква метода има за предност да може истовремено вршити симулацију на широком појасу фреквенција.

FDTD полази од Максвелових једначина у диференцијалном облику. У питању је систем спрегнутих парцијалних диференцијалних једначина. Четири Максвелове једначине прилагођене за микроталасну томографију су:

- Гаусов закон:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (8)$$

- Гаусов закон за магнетизам:

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (9)$$

- Максвел-Фарадејев закон индукције:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (10)$$

- Амперов закон са Максвеловим додатком:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (11)$$

Овде је E јачина електричног поља, D је електрична индукција тј. вектор диелектричног помераја, H је јачина магнетног поља, док је B густина магнетног флукса, а J је густина струје. Овде треба напоменути да Гаусов закон представљен једначином 8 је облика без статичког наелектрисања, које се не појављује у микроталасној томографији, као и у многим другим применама Максвелових једначина. Такође, две конституционе једначине повезују Једначину 10 и једначину 11:

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (12)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (13)$$

Овде је ε је пермитивност материјала која описује понашање истог у електричном пољу, док је μ пермеабилност материјала, која описује понашање у магнетном пољу. Пермитивност и пермеабилност, које се такође означавају као апосолутне, могу се даље описати са:

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (14)$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (15)$$

где су ε_0 и μ_0 пермитивност и пермеабилност у вакууму, док су ε_r релативне пермитивности. и μ_r релативна пермеабилност. У пракси се управо релативна пермитивност и пермеабилност користе за карактерисање ЕМ особина материјала.

Горенаведене једначине у континуалном формату се даље дискретизују у простору и времену. За FDTD методу потребно је извршити дискретизацију у Yee решетку, која је добила назив по аутору који је осмислио FDTD методу [62]. За Yee решетку се користе једначина 10 и једначина 11, спрегнуте једначине електричног и магнетног поља. Једначина 8 и једначина 9 се не користе јер су имплицитно задовољене Yee решетком. Након дискретизације једначине 10 и једначине 11 добија се неколицина спрегнутих нумеричких једначина. У сваком кораку симулације једним скупом једначина се на основу E срачунава H а онда се другим скупом на основу H (евентулао J) рачуна E (евентулао J). На тај начин се срачунава како E индукује H , а H опет E , и тиме добија симулација кретања ЕМ таласа. Ово се постиже дискретизационом методом труле кобиле (енгл. Leapfrog method) где је E за пола просторног и временског корака померено у односу на H . У тој методи се на основу суседних E и H између њих (у простору и времену), израчунава наредно H . Један пример корачне једначине из 2D FDTD симулацију у E_z тј. ТМ моду би био:

$$H_x \Big|_{t+\frac{\Delta t}{2}}^{x+\frac{\Delta x}{2}, y+\frac{\Delta y}{2}} = H_x \Big|_{t-\frac{\Delta t}{2}}^{x+\frac{\Delta x}{2}, y+\frac{\Delta y}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \frac{E_z \Big|_t^{x, y+\Delta y} - E_z \Big|_t^{x, y}}{\Delta y} \quad (16)$$

где су Δt временски корак, Δx и Δy просторни кораци по x и y осама, E_x је x компонента вектора магнетног поља H док је E_z z компонента вектора електричног поља E . Из ове

формуле се може видети да се на основу вредности E поља у тренутку t (садашњост) и H поља у тренутку $t - \frac{\Delta t}{2}$ (прошлост у односу на t) рачуна H поље у тренутку $t + \frac{\Delta t}{2}$ (будућност). Такође се може приметити да се користе E са позиција $y + \Delta y$ и y које су испред и иза позиције $y + \frac{\Delta y}{2}$ у ком је H .

Често се електрично или пак магнетно поље нормализује, како би јачине електричног и магнетног поља, односно бројеви који их представљају у рачунару, биле сличног реда величине. Наиме, јачине E и H поља су везане таласном импедансом

$$Z = \frac{|E|}{|H|} \quad (17)$$

Таласна импеданса је пак одређена константама материјала:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (18)$$

Тако за вакуум таласна импеданса је карактеристична импеданса вакуума Z_0 ⁴ и једнака је 377Ω , из чега се види да је E поље 2 реда величине веће од H поља. Стога се у FDTD формулама E поље нормализује са таласном импедансом:

$$\tilde{E} = \frac{E}{Z} \quad (19)$$

где је \tilde{E} нормализовано E поље а Z је у пракси најчешће Z_0 . У случају да E није нормализовано, доћи ће до нагомилавања нумеричке грешке при сабирању односно одузимању између E и H .

Као што је напоменуто, једначина 14 и једначина 15 описују карактеристику материјала преко μ_r и ε_r . У микроталасној томографији, поготово у медицинским применама, углавном се сусрећу диелектрици, тако да је релативна пермеабилност μ_r једнака 1, а релативна пермитивност ε_r описује материјал. Пермитивност је у пракси готово увек комплексан број, описана формулом:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon' - i\varepsilon'' \quad (20)$$

где је $\hat{\varepsilon}$ ознака за комплексну пермитивност, реалан ε' део моделује поларизационо понашање диелектрика, док имагинаран ε'' део описује губитке у диелектрику⁵. Имагинаран део пермитивности се може представити преко проводљивости σ , па је комплексна пермитивност:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon' - i\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (21)$$

Однос између имагинарног и реалног дела је:

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (22)$$

где је $\tan(\delta)$ тангенс губитака, а δ угао губитака. Тангенс губитака $\tan(\delta)$ се често користи за карактеризацију материјала. Тако је у Табели 6 дата класификација на основу $\tan(\delta)$ тј. на основу пермитивности. Ако је $\tan(\delta)$ тј. ε'' тј. проводљивост σ једнако 0, материјал ће проводити ЕМ таласе без губитака, али не и струју. Ту спадају диелектрици, укључујући ваздух. С друге стране ако су горепоменуте сразмерне величине једнаке ∞ , материјал ће проводити струју, али неће проводити ЕМ таласе.

⁴Карактеристична импеданса за ваздух слична карактеристичној импеданси вакуума.

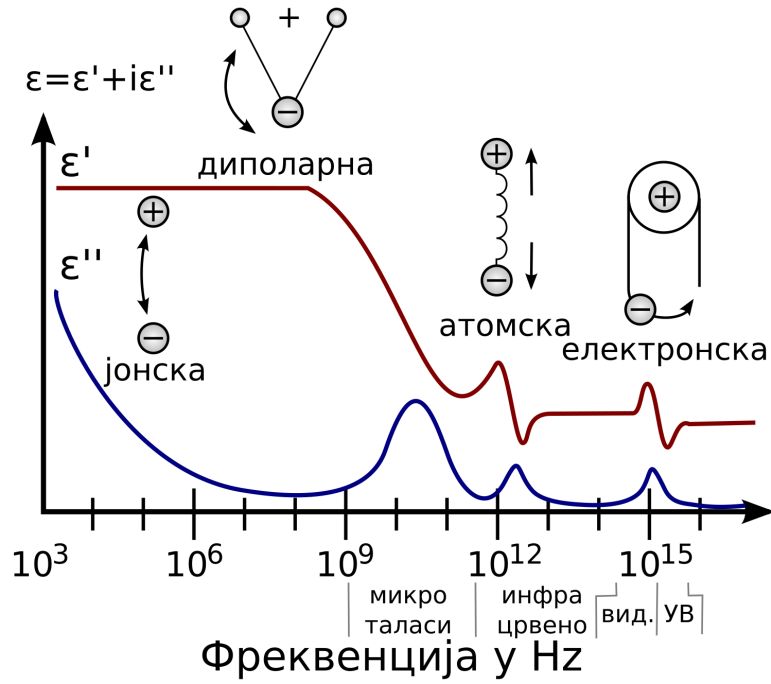
⁵Ради конзистентности са литературом и једноставности записа, овде се користе апсолутне вредности пермитивности и пермеабилности. У пракси се наравно и даље користе релативне вредности

Табела 6: Класификација материјала преко тангенс губитака

$\tan(\delta)$	Пропагација ЕМ таласа		Проводљивост струје		представник
	средина	диелектрик	материјал	проводник	
0	без губитака	савршен			вакуум
$\ll 1$	са ниским губицима	добар	са ниском проводљивошћу	лош	пластике
≈ 1	пропагација са губицима		проводљивост са губицима		
$\gg 1$	са високим губицима	лош	са високом проводљивошћу	добар	метали
∞				савршен	

Диелектрици су дисперзивни тј. диелектричне особине материјала се мењају са фреквенцијом, што се може наслутити из једначина 21. Познато је да са порастом фреквенције атенуација коаксијалног кабла већа, услед повећања губитака тј. проводљивости σ у изолатору. Такође микроталасна пећница врши подгревање хране. Јонизована вода, која је диелектрик и има добру проводљивост, ствара губитке за ЕМ микроталасе, ослобађајући при том топлоту, тиме подгревајући храну у микроталасној пећници. Овај принцип се користи при лечењу рака. Наиме, услед свог убрзаног метаболизма, који проузрокује множење ћелија и раст тумора, ткиво тумора садржи већу концентрацију воде него здраво ткиво. Усмеравањем ЕМ таласа на тумор, могуће га је "скувати" и тиме ефикасно елиминисати, без наношења штете на околна здрава ткива [43]. Међутим, овај феномен негативно утиче на перформансе микроталасне томографије. Пошто су ткива, поготово мишићна, углавном сачињена од воде, са порастом фреквенције расте и проводљивост а самим тим губици при пропагацији ЕМ таласа. Повећани губици отежавају снимање пошто је виша фреквенција погодна за прецизније снимање, али са друге стране губици чине атенуацију и тиме представљајући изазов при мерењу, резултујући повећаном шуму. Из тог разлога одабир радне фреквенције за микроталасну томографију је компромис између резолуције и шума [14]. У ранијим радовима, препоручени радни опсег за биомедицинске примене је 2 GHz-8 GHz на основу компромиса атенуације и резолуције између масног и мишићног тиква [14]. У новије време препоручени опсег је 0.5 GHz-3.5 GHz [15] или пак 0.5 GHz-3.0 GHz [141] [36].

Зависност пермитивности од фреквенције може бити комплексна и моделује се на више начина. Диполи од којих су сачињени материјали (јони, молекули, атоми, електрони) могу се моделовати као микро механички систем састављен од опруге, амортизера, и масе, моделујући еластичност, трење и инерцију. Пошто су горепоменути диполи различитих величина, јављају се резонанце односно полови на различитим фреквенцијама. Слика 10 приказује диелектрични одзив материјала, разне поларизације услед различитих врста дипола и резонанце које они изазивају. Два модела која углавном моделују утицај атома и електрона су Лоренцов модел (енгл. Lorentz model) за опис диелектрика и Друдов модел (енгл. Drude model) за опис метала, У микроталасној томографији за биомедицинско скенирање најчешће се пак користи Дебијев модел (енгл. Debye model) [210] [65] [121] [211] [212] [102]. Овај модел описује диелектричну релаксацију, која изазива кашњење електричног поља на сличан начин као хистерезис за магнетно поље. Релаксација представља кашњење у односу на линеарни систем, па се и дефинише у односу на такав. Као и код Лоренцовог и Друдовог модела, и Дебијев модел може да садржи више полова. Уопштен Дебијев модел



Слика 10: Диелектрични одзив материјала и поларизације

је дат следећом једначином:

$$\hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} + \sum_i^N \frac{\Delta\epsilon_i}{1 + i\omega\tau_i} + \frac{\sigma}{i\omega\epsilon_0} \quad (23)$$

где је ϵ_{∞} пермитивност на бесконачној односно високој фреквенцији, $\Delta\epsilon_i$ је јачина Дебијеве дисперзије а τ_i релаксационо време, i индекс пола, а N број полова. Сваки пол има своју карактеристичну јачину и релаксационо време, који постављају јачину и фреквенцију резонанције пола. $\Delta\epsilon_i$ је вредност већа од ϵ_{∞} . У пракси се користе највише 2 пола [210] [212] али чешће 1 пол [65] [121] [211] [102] [120]. Према [102] 1 пол је задовољавајући за потребе микроталасне томографије. У случају једног пола, једначина 23 постаје:

$$\hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + i\omega\tau_i} + \frac{\sigma}{i\omega\epsilon_0} \quad (24)$$

где је ϵ_s статичка односно нискофреквентна пермитивност. У неким радовима се предлаже веза између горепомнутих параметара, како би се смањио број променљивих у инверзији [121]. Такође, у литератури се сусреће и модификација Деbye модела, Кол-Кол модел (енгл. Cole-Cole model) [210] [213].

$$\hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} + \sum_i^N \frac{\Delta\epsilon_i}{1 + (i\omega\tau_i)^{1-\alpha_i}} + \frac{\sigma}{i\omega\epsilon_0} \quad (25)$$

Разлика у односу на Дебијев модел је степеновање времена релаксације са $1 - \alpha_i$, где се параметар α_i налази између 0 и 1. Повећавањем параметра α_i релаксација је "развучена" односно резонанца захвата шири фреквентни опсег. Кол-Колов модел боље моделује полимере од Дебијевог модела. Полимери од важности за микроталасну томографију су пластике као стиропор као и ДНК и протеини. Треба напоменути да су сви ови модели функције фреквенције. Из тога се може видети примамљивост традиционалног решавања ЕМ једначина у фреквентном домену. Да би се горепомнути модели користили у FDTD

временској методи потребно их је дискретизовати и извршити значајније модификације FDTD једначина.

Битна особеност FDTD је терминација простора симулације. Без посебних подухвата таласи када дођу на границу простора симулације, одбиће се од њега као да је савршен метал. Тај модел се стога зове савршен електрични проводник (енгл. Perfect Electric Conductor - PEC). Помоћу PEC модела се у пракси реализује било који проводник, где се губици у проводнику углавном занемарују. Да се таласи не би одбили од простора симулације, на страницама истог се постаљава савршено прилагођен слој (енгл. Perfectly Matched Layer - PML). Користећи проводљивост која слаби ЕМ таласе, али и пермитивност овај слој има савршено прилагођену импедансу на простор симулације, без контраста због ког би се таласи одбили од њега. Овај слој на својеврстан начин упија таласе, дајући осећај да таласи настављају своје кретање у бесконачност, не враћајући се назад у простор симулације. Овај слој је представљен FDTD ћелијама, и у тродимензионалном случају пошто је граница раван, користи се један или више димензионалних слојева ћелија. Најчешће се користи неколико слојева, Пошто слој има одређену коначну атенуацију ЕМ таласа, и ипак се неки таласи одбију од ивицу FDTD простора, неопходно је користити више оваквих слојева. Једна једноставнија PML имплементација је једно-осни савршено прилагођен слој (енгл. Uniaxial Perfectly Matched Layer - UPML) [214] [215]. UPML има ограничење да се мора поставити у ваздух тј. вакуум. Комплекснији конволуцијски савршено прилагођен слој (енгл. Convolution Perfectly Matched Layer - CPML) [216] нема то ограничење и омогућава да се PML слој постави кроз неки материјал.

Као што је већ поменуто у Поглављу 3.2, за брже решавање инверзног проблема при микроталасном скенирању потребан је градијент циљне функције, који се најчешће нумерички рачуна, међутим могуће га је срачунати и аналитички. Један начин за аналитичко рачунање градијента за FDTD методу је корачна метода напред и назад тј. Ојлерова експлицитно-имплицитна метода (енгл. Forward-Backward Time-Stepping - FBTS) [134] [122] [123] [209] [72] [71]. У овој методи се као и уобичајено користе експлицитне једначине Ојлерове за рачунање поља, док се имплицитне Ојлерове једначине користе за рачунање извода. У експлицитној методи се на основу тренутне вредности поља (у тренутку t) рачуна вредност у будућност (у тренутку $t + \Delta t$). Пример је дат у једначини 16. Међутим овакав приступ може да буде нумерички нестабилан, па се прибегава имплицитном облику. Имплицитна метода решава једначину која садржи променљиве у садашњости и будућности да би се добила будућа вредност поља. Оваква изведба FDTD методе, спрегнута са градијентним методама оптимизације, конвергира према минимуму кроз мали број корака и тиме брзо даје слику скенираног објекта.

Треба напоменути, да као што се FEM поврх ЕМ симулације користи за симулацију динамике флуида и проблема у механици, исто тако се и FDTD често користи за симулације у акустици. У акустици ће се уместо интераговања електричног и магнетног поља вршити симулација интераговања притиска и брзине медијума који преноси звук.

3.3.2 Убрзање обраде

Методe директног решавања умеју да буду изузетно рачунарски захтевни проблеми, па је потребно узети у обзир убрзање обраде (енгл. Computing Acceleration) како би извршавање ових метода било довољно брзо. Иако је овде разматрано углавном убрзање обраде за FDTD методу, треба напоменути да убрзање дотиче и друге методе директног решавања па и читаве алгоритме за инверзију [217].

Иако је FDTD алгоритам изузетно захтеван рачунарски проблем, релативно је лак за паралелизацију. FDTD алгоритам карактерише паралелизам података, усред регуларне решетке. То значи да се при паралелизацији FDTD алгоритма може извршити геометриј-

ска декомпозиција података на једнаке секције, у облику квадрата или квадра. Свака паралелна јединица обрађује свој део података, са малом међусобном комуникацијом, и то предвидивом и само са суседним јединицама. Пошто су секције једнаке, паралелне јединице су једнако оптерећене. Поређења ради, FEM метода услед нерегуларне решетке, није лако паралелизљива и врло је тешко равномерно декомпоновати FEM решетку. Битно је напоменути да за разлику од традиционалних рачунарских проблема који су углавном више рачунски интензивни, FDTD алгоритам је више меморијски интензиван. Разлог за то је што FDTD алгоритам има релативно малу количину рачунарских операција у односу на количину приступа променљивама које садрже вредности одређених поља. Из тог разлога FDTD алгоритам захтева висок меморијски проток (енгл. Bandwidth). Меморија може бити

- Унутрашња: унутра истог интегрисаног кола где се врши рачунање. Типично су SRAM изведбе. Најчешће су то:
 - Регистри,
 - Скривена меморија (енгл. Cache),
 - Локална тј. приватна меморија (енгл. Scratchpad memory).
- Спољашња: на неком другом интегрисаном колу. Типично су DRAM изведбе. Најчешће су то:
 - DDR меморија,
 - GDDR меморија.

Унутрашња меморија је бржа у односу на спољашњу. Међутим, капацитет унутрашње меморије је реда величине 10 MiB ⁶, што је далеко мање у односу на спољашњу, која је типично реда величине 10 GiB. Мањи FDTD проблеми, углавном дводимензионални, могу се решити у унутрашњој меморији, док већи пак не могу. Мањи проблем ће моћи стати у скривену меморију централног процесора или регистре графичког процесора, и релативно брзо се извршити. Међутим, већи проблем који је у спољашњој меморији, неће имати користи од унутрашње меморије. Примера ради, ако неко жели извршити спектралну анализу 1 GiB одбирака, може учитати 10 KiB одбирака у унутрашњу меморију, над њима извршити FFT алгоритам, складиштити резултате, и тако кроз 10 K корака извршити комплетну спектралну анализу. Међутим, FDTD алгоритам који би се извршавао на 1 GiB променљивих, захтева да се прорачун изврши над свих 1 GiB променљивих при свакој итерацији FDTD алгоритма, захтевајући комплетно ишчитавање меморије при свакој итерацији. Притом рачунарске структуре унутар процесора неће бити уполсене, због чекања добављања података из меморије. Ово је иначе општи проблем у рачунарству, познат под називом фон Нојманово уско грло (енгл. von Neumann bottleneck), где је меморија тј. меморијски проток, а не процесор уско грло у рачунању. Проблем је утолико већи, јер по Муровом закону, меморијски проток далеко спорије расте него процесорски проток.

Иако се у нумерици веома често захтева двострука прецизност покретног зареза, FDTD симулације је могуће обавити у једнострукој прецизности без већег губитка прецизности

⁶За јединицу B (бајт), уобичајени су ISO/IEC 80000 бинарни префикси уместо SI декадних префикса. Тако да је:

- 1 KiB (1 кибибајт) = 1024^1 B
- 1 MiB (1 мебибајт) = 1024^2 B = 1024 KiB
- 1 GiB (1 гибибајт) = 1024^3 B = 1024 MiB

и без појаве нумеричке нестабилности. Такође, услед коначних вредности јачина поља, FDTD је могуће реализовати у непокретном зарезу (енгл. Fixed-point) [218]. Иако непокретни зарез има ограничење на динамички опсег симулације, може се проширити метода као што је блоковски покретни зарез (енгл. Block Floating-Point - BFP) који се такође лако може применити за FDTD [219] [220]. Због лаке паралелизљивости и предвидљивости алгоритма, који практично нема гранање, FDTD алгоритам не захтева напредне процесорске технике за смањење кашњења (енгл. Latency) у извршавању, као што су спекулативно грањање или прекоредно извршавање. Све ове чињенице омогућавају вишеструке приступе за ефикасну симулацију.

Ранијих година су у рачунарству високих перформанси (енгл. High Performance Computing - HPC) коришћене специјализоване архитектуре централних процесора (енгл. Central Processor Unit - CPU), као рецимо POWER и SPARC, који имају велику рачунску моћ у двострукој и проширеној прецизности покретног зареза. Овакви процесори су били и најчешће коришћени у супер-рачунарима, чија је главна примена управо HPC и нумерика. Међутим, данашњи процесори базирани на x86 архитектури су у могућности да обаве и FDTD симулације. Такође, x86 архитектура садржи низ једна инструкција - више података (енгл. Single Instruction Multiple Data - SIMD) проширења, која омогућавају велико убрзање рачунања векторских проблема, управо као што је FDTD. Више-језгарни процесори (енгл. Multi-core microprocessor), који садрже више језгара на истом чипу, данас су уобичајени, отварајући могућност за релативно лаку реализацију паралелизације. Највећи број FDTD имплементација је данас управо за централне процесоре. Као што је већ горе поменуто, FEM метода има потешкоће са декомпоновањем, па су више-језгарни централни процесори (енгл. Central Processor Unit - CPU) са хијерархијом скривене меморије једина опција за ову методу.

У последњој деценији, у области рачунарства високих перформанси, графичке картице су све раширеније. Висока паралелизација графичких процесора (енгл. Graphics Processor Unit - GPU) омогућава да се многи нумерички и симулациони проблеми на њима ефикасније обављају него на централним процесорима. Графички процесори имају веће перформансе по цени у односу на централне, јер су оптимизовани за проток (енгл. Bandwidth) а не за мало кашњење (енгл. Latency). Велик део транзистора у централним процесорима је алоциран за смањење кашњење тј. да се програм изврши што брже. Ту је укључено: суперскалирање, скривена асоцијативна меморија, спекулативно гранање, прекоредно извршавање, итд. Разлог за то је што су историјски апликације на процесорима углавном серијске, па је смањење кашњења једини начин њиховог убрзања. Један од главних принципа које графички процесори користе јесте једна инструкција - више нити (енгл. Single Instruction Multiple Threads - SIMT), где се на процесору извршава један програм тј. исте инструкције, на више нити, свака са својим подацима које обрађује. Док се временска локалност код централног процесора решава преко скривене меморије, код графичког процесора постоји проточна структура меморијских захтева. Када једна нит блокира на инструкцији читања меморије језгро графичког процесора се прикључује се на другу нит. Друга нит ће се сада извршавати на језгру, све док она сама не блокира на инструкцији читања меморије, и тада се језгро прекључује на трећу нит, и тако даље. С обзиром на високу паралелизљивост проблема који се решавају на графичким процесорима, број нити је веома велик. У међувремену, меморијски захтеви су један по један обрађују. Тако ће меморијски податак захтеван у инструкцији читања од стране прве нити биће учитан из спољне меморије, што ће омогућити првој нити да настави са радом. Мало касније ће то важити и за другу нит, и тако редом за све остале. Добро балансиран програм може да постигне да док последња нит блокира на захтеву за читањем меморије, прва нит ће бити одблокирана приспећем захтвеног меморијског податка, тако да ће језгро графичког процесора увек бити заузето извршавањем нити. Просторна локалност се пак решава тиме

што графички процесори поседују низове језгара која раде у паралели, тако да се очитан блок из спољне меморије обрађује у паралели, уместо да се складишти у линију скривене меморије ради каснијег узаступног приступа. Пошто графички процесори за разлику од централних процесора, немају скривену меморију већи део његових хардверских ресурса може бити посвећен рачунању и складиштењу података. Ово је основни разлог зашто графички процесори имају вишу перформансу по цени и по потрошњи електричне енергије у односу на централне процесоре. Овде треба напоменути, да предвидљивост и висока паралелизљивост FDTD алгоритма не захтева скривену меморију, тако да FDTD алгоритам имплементиран на графичком процесору бива ефикаснији (у потрошњи транзистора и енергије) него онај на централном. Графички алгоритми су релативно меморијски интензивнији у односу на традиционалне проблеме централних процесора, па графички процесори имају најнапредније SDRAM меморијске магистрале (у поређењу са CPU и FPGA) са већим перформансама по ножици, цени и потрошњи енергије. Тако примера ради, док DDR4 има брзину до 3.2 Gb/s по пину, најактуелнија графичка меморија је GDDR6 ради и до 16 Gb/s. Притом графичке картице неретко имају 512b широке магистрале, у поређењу са типичних 128b код процесора. Данас је велик број имплементација FDTD алгоритма реализован на графичким процесорима [221] [222] [223] [224] [225].

Програмабилна логичка мрежа (енгл. Field-Programmable Gate Array - FPGA) је још једна платформа на којој се FDTD алгоритам може реализовати. Током година постојале су вишеструке имплементације у овој технологији [226] [227] [228] [218] [229] [230] [231] [225] [232] [233] [234] [235] [219] [220]. Основна предност коју омогућује FPGA јесте ефикасна реализација аритметике у непокретном зарезу и велик меморијски проток. Велик меморијски проток се може постићи контролерима спољне меморије специјално развијеним за овај проблем, или пак великом количином и паралелизљивошћу интерне меморије. Примера ради, модерни FPGA чипови, као рецимо XCVU9P [236] са VCU118 развојне плоче од компаније Xilinx, садржи 960 URAM блокова унутрашње меморије, сваки 4096 72b речи са два приступа пролаза, дајући 33.75 MiB меморије и до 3.5 TB/s меморијског протока, што је проток изнад најбољих централних процесора. Такође, FPGA има спрегу према улазно-излазним јединицама са малим кашњењем и предвидљивошћу, што може бити од користи при обради у реалном времену.

Истраживање у [235] показује да су графичке картице супериорније у односу на FPGA за меморијску перформансу по цени (проток према спољашњој SDRAM меморији по цени). FPGA има потенцијално мању потрошњу електричне енергије (kWh) за исте перформансе, међутим цена укупно потрошене електричне енергије достиже претходно наведену цену система тек након вишедеценијског непрекидног рада. Такође, графички процесори имају мноштво интерне меморије, више него FPGA или CPU, што даје веће могућности за решавање мањих FDTD проблема у интерној меморији. Први разлог предности графичких процесора је зато што су у последње време постали лако доступан хардвер (енгл. Commodity hardware) услед распрострањеног коришћења у персоналним рачунарима. Услед масовне прозводње графичких процесора њихова цена осим што је ниска, такође даје подстицај за израду у напредним полупроводничким процесима. Тако рецимо, док су пре 20-так година централни процесори имали највеће чипове (са највећим бројем транзистора) и користили најнапредније процесе израде; пре десетак година ту улогу су преузели FPGA чипови, док данас графички процесори имају најнапредније чипове. Горенаведене перформансе напредних меморијских магистрала графичких процесора у односу на централне су такође далеко изван домашаја и најнапреднијих FPGA чипова. Из тих разлога, са графичким процесором могуће је добити високе перформансе, укључујући и меморијске, при релативно ниској цени. При том треба надодати да је у општем случају програмирање FDTD алгоритма лакше за графичке процесоре него FPGA. Тиме, било каква реализација FDTD алгоритма у FPGA није исплатива, док су графичке картице

најисплативије решење за FDTD.

Уз CPU, GPU и FPGA постоје и алтернативне архитектуре, додуше не толико популарне. Поред данас устаљених више-језгарних процесора (енгл. Multi-core microprocessor) који имају до 10-так језгара, постоје и много-језгарни процесори (енгл. Many-core microprocessor) односно масивно паралелни процесорски низови (енгл. Massively parallel processor array) који броје и по стотине језгара. Ови процесори су негде између централних и графичких процесора. Они имају више инструкција - више података (енгл. Multiple Instruction Multiple Data - MIMD) архитектуру, што значи да су у питању низови процесора који могу извршавати независне програме. Овде треба напоменути да то није од веће важности за FDTD алгоритам, који има исти програм над свим језгрима, јер FDTD има паралелизљивост података, а не паралелизљивост алгоритма. SIMD архитектура или пак SIMT архитектура као на графичким процесорима, где је иста инструкција декодована на једном декодеру инструкција извршавања у паралели на великом броју аритметичко-логичких јединица, представља повољнију архитектуру за FDTD алгоритам. Наравно, јасно је да није могуће реализовати један декодер за све аритметичко-логичке јединице, којих може бити на хиљаде, па се мора наћи неки компромис имајући више локалних декодера. Много-језгарни процесори такође садрже и велику количину локалне меморије. Комерцијални примери таквих процесора су Xeon Phi од компаније Intel са до 72 језгра и EpiPhany од компаније Adapteva са до 64 језгра. Интересантан је и, додуше не комерцијално доступан, Кинески SW26010 са 260 језгара [237]. Сва ова горепоменута три чипа имају могућност аритметике у покретном зарезу. EpiPhany и SW26010 имају мрежну магистралу у интегрисаном колу (енгл. Network-on-Chip - NoC), уместо класичне хијерархије магистрала са водећим и пратећим, омогућавајући комуникацију између било која два језгра у дводимензионалном низу. Такође оба ова чипа немају хијерархију скривене меморије. Једна изузетно интересантна архитектура је асинхрона мрежа једноставних процесора (енгл. Asynchronous Array of Simple Processors - AsAP) [238] [239] [240] [241] [242] [243]. У питању је дводимензионална мрежа једноставних језгара, која имају могућност само целобројне аритметике. Ово није ограничење за FDTD алгоритам, који може бити реализован у аритметици непокретног зареза. Језгра могу да комуницирају само са суседним, што исто није ограничење за FDTD алгоритам, где само таква комуникација између језгара и постоји. Свако језгро има свој локални осцилатор, тиме избегавајући комплексно стабло такта, тиме се поједностављује дизајн интегрисаног кола. AsAP је академски истраживачки пројекат, тако да тренутно није комерцијално доступан.

Данашњи дигитални сигнални процесори (енгл. Digital Signal Processor - DSP), као што је рецимо C6000 серија компаније Texas Instruments, умеју имати високу паралелизљивост и перформансу како аритметике у непокретном тако и у покретном зарезу, као и велику количину локалне меморије, додуше не велике паралелизљивости. Међутим, већина и ових система су и даље оптимизовани за рачунски интезивне проблеме, тако да нису боље решење за FDTD алгоритам. Такође, специјализоване примене и тешка доступност оваквих процесора не чине их великим конкурентима централним или пак графичким процесорима.

Један од највећих рачунарских проблема данашњице је вештачка интелигенција. Велика потреба тржишта уводи разне иновације у ову област, па и у убрзање. Основни елемент обраде у вештачкој интелигенцији је неуронска мрежа. Током евалуација исте, такозвано закључивање (енгл. Inferencing) је најчешћа мета убрзања. Структуре података за неуронске мреже су вишедимензионални низови тј. тензори ⁷, па зато многи ентитети у овој

⁷Веза димензионалности и ранга тензора:

- Тензор ранга 0 тј. скалар,
- Тензор ранга 1 тј. вектор,

области носе придев тензорски. Рачунање у неуронским мрежама се своди на множење тензора (најчешће матрица) и релативно је меморијски интезиван проблем, док су операције мале прецизности, обично 8-битне. Прецизност је тако ниска јер је махом најчешћа примена неуронских мрежа на сликама, чији су пиксели тј. канали боја 8-битни. Имајући то на уму, многе архитектуре су проширене структурама за убрзање неуронских мрежа. Тако рецимо новије FPGA серије, као рецимо Stratix 10 NX компаније Intel (некадашња Altera) [244], поседују посебан тензорски блок, који ради са 8-битним подацима. Сличне структуре постоје и у новим графичким процесорима, па примера ради TITAN V из серије Volta компаније Nvidia има перформансу од 111 TOPS у рачунању тензора за неуронске мреже [245]. Поређења ради, исти графички процесор као и Radeon VII компаније AMD имају перформансу од 24 TFLOPS за аритметику у покретном зарезу са полу прецизношћу, а још мање за једноструку и двоструку [246] [245]. С друге стране, тензорски процесор (енгл. Tensor Processor Unit - TPU) је нова класа наменских процесора која искључиво служи за убрзавање неуронских мрежа. Прве такве процесоре је правила компанија Google где је тензорски процесор прве генерације имао 92 TOPS над 8-битним бројевима и 28 MiB унутрашње меморије трошећи притом 75 W [247] [248] [249]. Тензорски процесор друге генерације имао је 46 TFLOPS у полу-прецизности и 32 MiB унутрашње меморије уз потрошњу од 280 W [249], што је мало боље него перформанса графичког процесора TITAN V који је представљен исте године. Процесор треће генерације има 123 TFLOPS у полу-прецизности исто 32 MiB унутрашње меморије и потрошњу од 450 W [249]. С тим треба напоменути да се тензорски процесори могу користити једино преко Веб сервиса компаније Google, док је графичка картица компаније Nvidia доступна у слободној продаји. Из овога се опет може видети како је приступ произвођача графичких картица додавањем додатних структура подједнако добар као и дизајн специјализованог процесора од нуле. Лака доступност и широка распрострањеност графичких картица опет односи победу, као у FPGA случају. Grayskull процесор компаније Tenstorrent је тренутно један од најмодернијих тензорских процесора [250] [251] [252] [253]. Овај процесор садржи 120 TENSIX језгара повезаних мрежном магистралом, где свако језгро даље садржи 6 RISC језгара и тензорски рачунски блок и 1 MiB SRAM меморије. Све то даје перформансу од 368 TOPS у 8-битним бројевима, 92 TFLOPS у полу-прецизности, 120 MiB унутрашње меморије уз потрошњу од 75 W. Осим што су перформансе овог процесора више у поређењу са горепоменутих решењима, потрошња енергије је притом мања, чинећи рачунање веома ефикасним. Оно што је најинтересантније за FDTD јесте велика количина унутрашње меморије.

Једна потенцијална алтернатива би била реализација специјалног интегрисаног кола (енгл. Application Specific Integrated Circuit - ASIC) за FDTD. У литератури се може наћи покушај реализације интегрисаног кола за FDTD [254] [255] [256], додуше коришћењем спољашње SDRAM меморије. Међутим, резултат израде горепоменутог решења би врло брзо био престигнут другим архитектурама, укључујући CPU, GPU или пак FPGA. Међутим израда интегрисаног кола би могла бити и даље интересантна, јер систем би се могао оптимизовати за меморијски интезивне проблеме, за разлику од традиционалних рачунски интезивних проблема. Отвара се могућност реализације меморија на чипу, уместо традиционалне спољашње SDRAM меморије. Пошто спољашња меморијска магистрала има вишеструко већу капацитивност и површину него унутрашња магистрала, коришћење унутрашње меморије омогућава јефтиније и енергетски ефикасније решење.

-
- Тензор ранга 2 тј. матрица,
 - Тензор ранга 3
 - ...

Оваква архитектура се зове рачунајућа меморија (енгл. Computational RAM) и процесор-у-меморији (енгл. Processor-in-memory). Коришћење DRAM меморије уместо SRAM меморије би повећало капацитет приближно 6 пута. Потреба за честим освежавањем DRAM није проблем за FDTD алгоритам, који у свакој итерацији приступа свим подацима. У новије време процеси производње спољних DRAM меморија су различити од оних коришћених за процесоре. DRAM процеси имају мањи број слојева и оптимизовани су за већи капацитет, док процеси процесора имају више слојева, оптимизовани су за високу фреквенцију и слично. Међутим мала рачунарска захтевност FDTD алгоритма наспрам велике потребе за меморијским протоком би оправдала коришћење DRAM процеса. Познат је пример академског пројекта реализације оваквог система интелигентне меморије (енгл. Intelligent RAM - IRAM) [257] [258] [259] [260] [261] [262] међутим исти није доживео већи успех нити комерцијално заживео. Главно ограничење за реализацију специјалног интегрисаног кола за FDTD јесте велики трошкови дизајна и израде истог, а мало тржиште где би се могло пласирати.

3.4 Преглед антена и комора

Делови коморе за микроталасну томографију су:

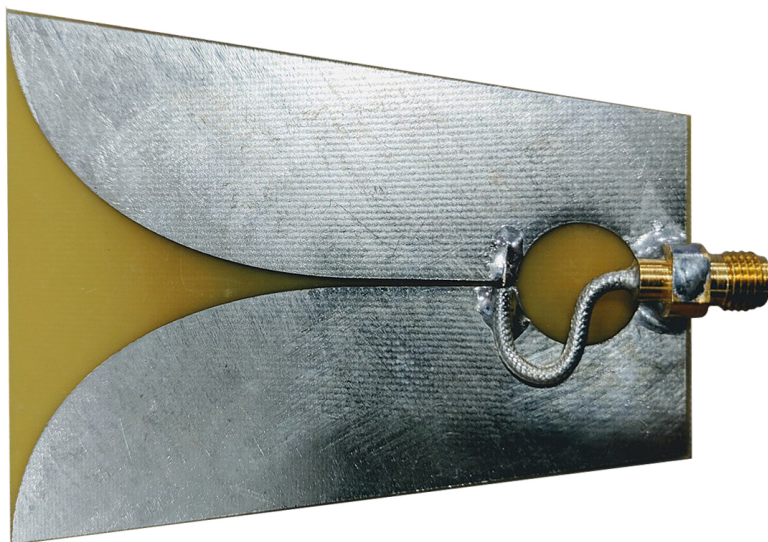
- Антене,
- Зидови,
- Апсорциона прилагодна течност.

Неки од типова антена за микроталасно снимање, који се могу наћи у литератури су:

- Монопол антена [75] [83] [56] [107] [57] [55] [20] [68] [108],
- Дипол антена [18] [35] [115],
- Лептир машна антена (енгл. Bow Tie Antenna) [84] [88] [263] [264],
- Петља (оквирна) антена (енгл. Loop Antenna) [118],
- Прорезна антена са шупљином (енгл. Cavity-Backed Slot Antenna) [265] [117] [22] [109],
- Закрпа антена (енгл. Patch Antenna) [15] [28] [27] [58] [59] [161] [106] [90] [265] [266] [267],
- Таласоводна антена (енгл. Waveguide Antenna) [26] [42] [19] [41] [116] [23] [24],
- Левак антена (енгл. Horn Antenna) [4] [268] [108],
- Вивалди антена (енгл. Vivaldi Antenna) [48] [49] [103] [112] [50] [51] [52] [53] [269] [270] [271] [272] [104] [273] [105].

Монопол и дипол антене су најстарије и израђују се најчешће од жице. Дипол антена се састоји од две жице чији су ближи крајеви везани за позитивни и негативни терминал напајајућег вода (енгл. Feed line). Монопол има једну жицу везану за један терминал, док је за други терминал везана уземљена равна (енгл. Ground Plane). Лептир машна антена је побољшање дипол антене ради постизања ширег фреквентног опсега. Петља антена је петља тј. навојак, један или више њих, између два терминала напајајућег вода и израђује се од жице или на штампаној плочици. Прорезна антена се добија тако што се направи правоугаони прорез на проводној равни и на 2 наспрамне стране прореза везују се позитивни

и негативни терминали сигналонг вода. Пошто проводна раван треба да буде бесконачна, прорезна антена се најчешће ставља на отвор шупљине. Што је већа шупљина, већи је фреквентни опсег. Закрпа антена, позната још као правоугаона микротракаста антена, је израђена на штампаној плочици, где је у горњем слоју правоугаона закрпа бакарне фолије на коју се доводи радио сигнал, док је у доњем слоју бакарне фолије уземљена раван. Ова антена је тип микротракасте (енгл. Microstrip) антене. Као и у случају прорезне антене и закрпа антenu је могуће поставити на шупљину [90] [265]. Таласоводна антена се састоји од таласовода, који је отворен на крају у смеру зрачења, док је други крај затворен и ту се налази зрачећи елемент. Зрачећи елемент може бити нека друга антена, рецимо монопол или прорезна антена. Левак антена је надоградња таласоводне, где као код аудио звучника левак врши прилагођење карактеристичној импеданси ваздуха од 377Ω , тиме постивгавши боље усмерење. Вивалди антена, још позната као зашиљена прорезна антена, је еквивалент левак антене израђен на штампаној плочици. Пример Вивалди антене је приказан на Слици 11.



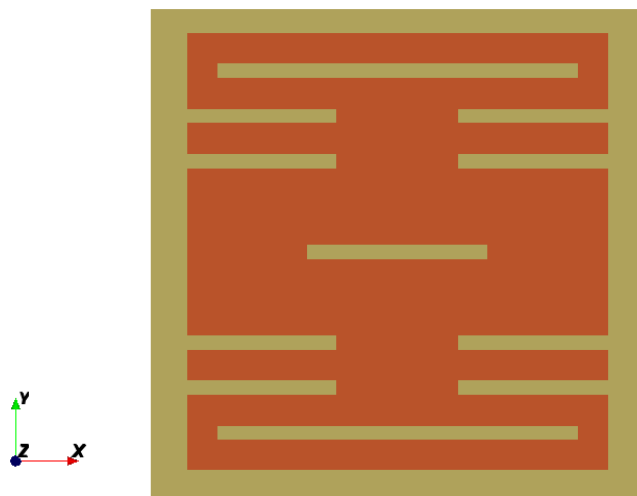
Слика 11: Вивалди антена

Претходно је наведено да су основна ограничења за успешност микроталасног скенирања количина измерних информација и шум [82]. Већа количина измерених информација се може добити ако се мерење врши на више фреквенција [60] [49] [29] и са више антена [86] [31]. Мањи шум се може добити добрим спрезањем између антена и малим маскирањем. Из горепомнутих основних захтева могуће је извршити селекцију одговарајуће антене за микроталасно скенирање.

Једна од битнијих одлика антена јесте њихов фреквентни опсег. Антене могу бити резонантне односно ускопојасне (енгл. Narrowband) или широкопојасне (енгл. Wideband, Broadband) или пак ултра-широкопојасне (енгл. Ultra-Wide Band - UWB). Резонантне антене на резонантним фреквенцијама имају чисто реалну импедансу и на тим фреквенцијама су најефикасније и имају најбоље појачање, што ће дати добро спрезање, док ван тих резонантних фреквенција имају веома лоше карактеристике. Резонантне антене могу имати једну или више резонантних фреквенција. Закрпа антена има једну резонантну фреквенцију. Монопол и дипол антене имају више резонантних фреквенција. Исте антене најчешће имају електричну дужину $\frac{\lambda}{2}$ (половина таласне дужине радне фреквенције), где имају чисто реалну импедансу, или пак $\frac{5}{4}\lambda$, где имају најбоље појачање, али захтевају

прилагођење импедансе. Слично понашање има и прорезна антена. Лептир машна, левак и Вивалди антена су примери широкопојасних. Широкопојасност ових антена може бити различита, и мери се разломљеним фреквентним опсегом (енгл. Fractional bandwidth), који је количник ширине опсега и централне фреквенције. Стандардно правило у дизајну антена је да се повећањем запремине коју антена заузима добија шири радни опсег антене. Тиме, примера ради, коришћењем дебљих жица за дипол антену, може се прошири радни опсег око резонантне фреквенције. Такође, величином антене је одређена доња граница опсега (код широкопојасних) или најнижа резонантна фреквенција (код резонантних). Неке антене су употребљиве испод те границе, али имају малу ефикасност и слабо прилагођење.

Такође, додавањем одређених одлика, могуће је добити више резонантних фреквенција. Пример такве антене је закрпа антена из [15] [27] [58] [28]. Додавањем одређених прореза на закрпу као што је приказао на Слици 12, добијају се додатне резонантне фреквенције.



Слика 12: Закрпа антена са 2 резонанте фреквенције

Поларизација антене представља оријентацију електричног поља. Поларизација антене може бити линеарна (вектор електричног поља је стационаран) или кружна (вектор се окреће око осе антене), и зависно од типа антене тј. њене геометрије. Код линеарне поларизације, обично антена има доминантно вертикалну или хоризонталну поларизацију, док је она друга слаба и обично штетна. У микроталасној томографији, ако се врши дводимензионално снимање, обавезно се користе антене са линеарном поларизацијом, постављене све у једној равни, са вектором поларизације усмереним у истом смеру. Овакав приступ даје најбоље спрезање антена, и ограничава снимање у танком слоју, приближном 2D равни. Коришћењем поларизације може се добити већа количина информација [274] [4]. Постављањем антена са различитим смером поларизација могуће је добити боље резултате у снимању [58]. Такође, коришћењем антена са променљивом поларизацијом може произвести додатне информације. Тако, антена која мења поларизацију између хоризонталне и вертикалне даје дупло више одбирака мерења [52] [53]. Кружна поларизација може бити у смеру казаљке на сату или супротном. Оваква врста поларизације је типична када није могуће усагласити оријентацију у праволинијском снимању. Пример су сателитски пријемници; они такође мењањем смера поларизације добијају двоструки проток.

Да би што већи број антена могао бити спакован, антена мора да заузима мало простора. Ту настаје проблем јер је фундаментално правило да су остале корисне особине антена (појачање, усмереност, широкопојасност) пропорционалне запремини антене. То поставља компромис у одабиру типа антене. Тако примера ради, параболична антена (енгл. Parabolic (dish) Antenna) има веома велико појачање и усмереност, али је њена величина већа од типичне коморе у микроталасној томографији. Постоје разне методе за смањење димен-

зија антена [275]. Један начин да се смање димензије антене је да се користе материјали са великом диелектричном или диелектрично-магнетични материјали као подлога штампане плочице или пуњење таласовода [276]. Овакав приступ се показао практичан када се користи у комори са прилагодном течносту. Таласоводна антена иначе има лоше прилагођење карактеристичној импеданси ваздуха. Ситуација се погоршава када је шупљина таласовода напуњена диелектриком високе релативне пермитивности (реда величине 80) што у додиру са релативном пермитивношћу ваздуха (1) ствара висок контраст. Међутим пошто се уместо ваздуха користи прилагодна течност, чија је пермитивност слична пуњењу контраст је минималан, док је због исте високе пермитивности прилагодне течности таласна импеданса нижа због једначине 18. Овака приступ је успешно коришћен у [23].

Антене имају одређен карактеристични дијаграм зрачења (енгл. Radiation Pattern). Дијаграм зрачења показује количину зрачења при предаји у далеком пољу (енгл. Far-field) са антене у свим правцима, у 3 димензије или по одређеним равнима. Услед закона о реципроцитету у електромагнетици, дијаграм зрачења одређује и појачање при пријему. Нажалост, антене у микроталасној томографији се користе у режиму блиског поља (енгл. Near-field) за које је дијаграм зрачења другачији. Објекти који се налазе у билском пољу антене драстично утичу на њено зрачење, па и на сигнале у самој антени, такорећи антена може да осети објекте у блиском пољу. Међутим, дијаграм зрачења се може користити као алат у пројектовању и даје корисне наговештаје како ће се антена понашати у комори. Ради бољег спрезања, погодно је да антене имају добро појачање. Појачање антене је производ усмерености (енгл. Directivity) и ефикасности антене. Појачање и усмереност се мере у dBi, што представља колико dB веће појачање тј. усмерење антена има у односу на изотропну антену, теоријску антену која подједнако одашиље сигнале у свим правцима. Антене као што су монопол и дипол су неусмерена антена (енгл. Omnidirectional Antenna) што значи да имају једнако зрачење у свим правцима у једној равни. Такве антене имају малу усмереност која је потребна у микроталасној томографији. Ово деградира квалитет сигнала измереног ЕМ таласа [277] а тиме и квалитет крајње слике [278]. Из тог разлога, у микроталасној томографији, врло се често преферирају усмерене антене. Табела 7 приказује усмерености неких антена. Да би се добило боље појачање, често се користе антенски

Табела 7: Типови антена и њихова усмереност

Тип антене	Усмереност [dBi]
Кратка дипол антена	1.76
$\lambda/2$ дипол антена	2.15
Закрпа антена	5-8
Вивалди антена	3-10
Левак антена	10-20
Параболична антена	10-40

низови (енгл. Antenna array), једнодимензионални или дводимензионални, где величина низа, састављеног од више мањих антена, представља еквивалентну димензију антене.

Антена такође мора имати добро прилагођење са напајајућим водом. Прилагођеност значи да је импеданса антене једнака импеданси напајајућег вода, што је обично 50Ω . Ако антене имају импедансу различиту од напајајућег вода, проблем се може решити прилагодним колом (трансформатором). Проблем настаје код широкопојасних антена, јер је тешко постићи равномерност импедансе кроз цео опсег. Лоше прилагођење ће довести до рефлексија, што ће смањити количину снаге послате на антену (или примљене са антене), резултујући мањом ефикасношћу. Такође, лоша прилагођеност може довести до звоњаве и тиме продужити одашиљање UWB импулса. Ово је проблем за UWB радаре који су

моностатични тј. имају само једну антену која се користи за слање и пријем. Ако је циљни објекат близу, продужени предајни импулс ће маскирати пријемни импулс.

Дизајн комора за микроталасну томографију је тема многих радова. Као што је већ помињано коморе могу бити:

- Са прилагодном апсорпционом течношћу,
- Без течности.

Коморе за микроталасну томографију најчешће имају метални зид. Тиме се ЕМ таласи задржавају унутар коморе, па је њихово кретање предвидиво, што је битно за прецизно моделовање коморе. Метални зид коморе такође штити мерење од спољње ЕМ интерференције. У ретким случајевима, када се користи апсорпциона течност, [49] [112] зид је пластичан. Таласи рефлектовани о зид коморе се могу занемарити пошто су ослабљени због апсорпционе течности, па не уносе велику грешку у мерење.

Уместо апсорпционе течности могуће је користити апсорпциони зид за слабљење таласа рефлектованих од зидова коморе (видети Слику 1). Апсорпциони зид се поставља између антена и металног зида коморе и на тај начин слаби таласе који се крећу према зиду коморе. На тај начин таласи који су се иначе рефлектовали од зида коморе и узроковали маскирање сигнала, сада су ослабљени. Да би овакав зид био ефикасан, неопходно је да има ниску пермитивност. Ако постоји велик контраст у пермитивности између ваздуха у комори и апсорпционог зида, добар део таласа ће се одбити од самог зида. Мана овог приступа је што се не решава проблем маскирања директним таласима. Међутим, ако је објекат под скенирањем довољно велик, број антена под утицајем директних таласа је мали. Главна предност овог приступа, у односу на апсорпциону течност, је да сигнал има мањи динамички опсег, чиме су мерења квалитетнија.

За апсорпциони зид могу да се користе разни радио апсорпциони материјали (енгл. Radiation-absorbent material). Традиционални материјал за апсорпциони зид коришћен је и у глувој соби (енгл. Anechoic Chamber) а направљен је од гумене пене (од синтетичке или природне гуме, полиуретана) са додатком гвожђа и угљеника. Ово може да представља проблем за директни метод решавања јер се поред пермитивности због гвожђа мора додатно моделовати и симулирати пермеабилност. Једна интересантна алтернатива је мешавина пиринчане плеве са угљем [279]. Такође је могуће користити дрво као апсорбер [47] [280]. Балза, врста дрвета мале густине, има ниску пермитивност и високе диелектричне губитке, што је чини веома добрим апсорбером [281] [282] [283]. Дрво је анизотропан материјал, што значи да пермитивност није подједнака у свим правцима, услед влакнасте структуре дрвета. Међутим те разлике нису толико драстичне, ако се упореде са мењањем пермитивности са фреквенцијом и прецизношћу метода инверзије. Још један недостатак дрвета је променљивост особина од узорка до узорка. Из тог разлога потребно је вршити мерење пермитивности дрвета [284] [285] [286] [287] и карактерисати га комплексним методама [288]. Најпогоднији сензор за мерење пермитивности апсорбера па и ткива у опсегу од интереса за микроталасну томографију је коаксијални сензор [289] [290] [291] [292] [293] [294] [295] [296] [297] [298] [299] [300]. У литератури се могу наћи разни други специјални материјали [108] [90] коришћени у справљању антена.

Коморе могу садржати од две антене па до стотинак. У већини случајева, антене су фиксне, обично постављене на зид коморе, поготово ако су закрпа антене у питању. У неким случајевима, антене су везане на роботске руке које их кружно померају, вршећи мерења из више углова, тиме емулирајући мноштво антена [106] [108]. Постоје решења у којима се целокупна комора са мноштвом антена ротира, дајући велик број мерења [104]. Углавном све коморе су мултистатичне, предајник није истовремено пријемник. Разлог за ово је тај што при континуалном слању референтног сигнала са VNA порта на исти порт

долази пријемни сигнал па се они мешају. Иако на VNA постоје циркулатори за издвајање пријемног сигнала, исти имају ограничење колико слаб пријемни сигнал могу за издвоје.

Коморе могу бити следећег облика:

- Цилиндар [74] [18] [35] [49] [103] [52] [53] [104] [105] [106] [115] [75] [83] [56] [107] [55] [20] [108] [68] [42] [41] [116] [19] [24],
- Полу-сфера [23] [22] [117],
- Квадар [118] [15] [28] [27] [47] [109],
- Хексагонална [26].

Коморе могу да имају антене постављене у једној равни, у случају да се жели вршити 2D томографија. Такође могу бити постављене у више равни или на неки други начин, како би се вршира 3D томографија. У добром делу случајева решења су 2D. Мана тог приступа је што се тиме игнорише тродимензионална природа антена и простирања таласа. 2D решењима се прибегава јер иста имају драстично мањи простор за моделовање и број непознатих у инверзији. Да би дала добре резултате, 2D решења морају да имају веома усмерене антене са линеарном поларизацијом, са поларизацијом по доминантној равни много већом него по споредној. Пример таквих веома усмерених антена коришћених у комори за 2D скенирање је Вивалди антена [49] [112] [52] [53] [104] [48]. Компромисно решење је распоређивање антена у неколико равни [19].

Као што је већ напоменуто, у микроталасној томографији најчешћи мерни уређај је VNA. У ретким случајевима се користи наменски систем за мерење [106]. У случају радарских, поготово UWB система, најчешће се пак дизајнира посебан електрични систем, обично од дискретних компоненти [301] [302] [303] [304] [305] [306] [307] [308] [309] [310] [311] [312] [313] [314] [315] [316] [317] [318] [319] [320] услед ретких интегрисаних решења за UWB [321] [322] [323] [324] [325] [326] [327] [328] [329]. Међутим, специјално израђени широкопојасни пријемници могу имати значајно боље перформансе са нижим шумом и већом брзином мерења у поређењу са VNA [4].

Један од највећих изазова у дизајну коморе јесте међусобно спрезање антена (енгл. Mutual coupling). Наиме, антена која има друге антене у својој близини, неће имати исте карактеристике као кад је сама. Тиме се не могу поставити претпоставке које се иначе узимају у обзир. Један од начина за решавање овог проблема је калибрација [74] [330] [75] [38]. Други начин је прецизно моделовање, што је тема овог рада, и о томе ће бити речи у наредном подпоглављу.

3.5 Моделовање комора

Као што је већ поменуто, приликом решавања инверзног проблема, у директној методи решавања врши се симулација коморе. Услед тромости инверзије, врло често се прибегава апроксимацијама у моделовању. Апроксимација антена може да ограничи резолуцију резултујуће слике, поготово на вишим фреквенцијама, услед чега се лоше врши скенирање ситних детаља, дајући замућену слику [28]. Уместо потпуно моделоване антене, у предаји се користи линијски извор [331] [29] [54] или планарни талас [1] [33], док се на пријему само врши одабирање вредности ЕМ поља на одређеним позицијама. Да би овакве апроксимације антене уопште могле да функционишу неопходно је да су суседне антене довољно раздвојене како би међусобно спрезање било што мање [49]. Пошто је у овом раду коришћена FDTD метода као директна метода решавања, већина долепоменутих детаља за моделовање биће везана за ову методу, али без обзира на то већина закључака важи и за друге методе. У литератури се сусреће FDTD као чест избор методе, док се друге методе

користе због брзине инверзије [27] [28]. FDTD метода је такође погодна због низа других разлога, као што је наведено у претходним поглављима.

Да би антене могле бити прецизно моделоване, свака ивица у геометрији антене мора бити поравната са линијом решетке (енгл. Mesh, grid). То значи да свака ивица (у случају на пример закрпа антене) или жица (у случају на пример дипол антене) мора бити на линији решетке. Овај захтев је везан за сам FDTD алгоритам, пошто решетка одређује границе ћелија (енгл. Cell), а ћелије карактерише материјал (метал, диелектрик, ваздух). Најпогодније је користити тродимензионалну правоугаону Декатову решетку (енгл. Cartesian grid). Могуће је користити и цилиндричну решетку, али су ређи симулатори који је подржавају, а мањи је број антена које се могу у таквој решетки симулирати или их је тешко прилагодити истој. Монопол антена [55] [56] [75] [83] и дипол антена [18] [35] се могу лако моделовати. Међутим, као што је раније речено ове антене су неусмерене и малог појачања, па су тиме лошији избор за микроталасну томографију. С друге стране, неке антене, као што је Вивалди антена [48] [49] [50] [51], иако имају добро појачање, тешко их је верно моделовати услед обле геометрије. које би захтевале велику резолуцију решетке, и тиме би успориле инверзију. Антене са облом геометријом представљају проблем јер је потребна фина (гушћа) правоугаона решетка за представљање облих ивица. Финија решетка изискује веће рачунарске ресурсе у директном методу решавања. Тетраедарска неравномерна решетку FEM методе се мало боље показује са облом геометријом. Та решетка може бити финија у околини облих ивица, док у униформним просторима решетка ће бити крупнија, тиме постављајући већи захтев. Неке пак антене, као лептир машна, имају троугласту геометрију, која исто није погодна за правоугаону решетку FDTD методе, али је изузетно погодна за тетраедарску решетку FEM методу, и иста може у потпуности прецизно моделовати троугласту геометрију. Из сличних разлога, пожељно је да комора буде квадар уместо типичног цилиндра, што је предложено у [118]. Друге пак антене, као што су закрпа, прорезна са шупљином, таласоводна и квадратна спирална се могу лако моделовати услед своје правоугаоне геометрије. Међутим, чак и ако је геометрија антене правоугаона, превише неравномерна геометрија, као у [161], опет ће учинити решетку густом, смањујући ефикасност моделовања. У том случају потребно је користити директне методе решавања са променљивим кораком решетке, као што је openEMS FDTD симулатор. Досада, једино су монопол антене прецизно моделоване [55] [56] [57]. Закрпа антена из [27] [28] [15] [58] је дизајнирана са геометријом која се лако моделује у FDTD алгоритму, међутим проблем тачног моделовања те антене није разрађен у тим радовима, што је додатно праћено недостатком информација о моделовању и перформансама. Такође, FDTD са прецизним моделом горепоменутих антена је коришћен једино за симулацију мерења, док је DBIM метода коришћена у инверзији [28]. Стога, FDTD закрпа антена није коришћена у DBIM решавачу, што резултује да предности прецизног моделовања нису у потпуности искоришћене. Још једна метода прецизног моделовања антена је емуляција антена путем линијских извора [54]. Први корак у овој методи је симулације комплетне антене, где се карактерише њен дијаграм зрачења у блиском пољу. Након тога се та информација користи ради формирања сличног дијаграма зрачења антена путем низа простих линијских извора. С друге стране, истраживање у [331] показује да за апроксимативне методе као што је [35] прецизно моделовање антена није од велике користи.

3.6 Мерење у микроталасној томографији

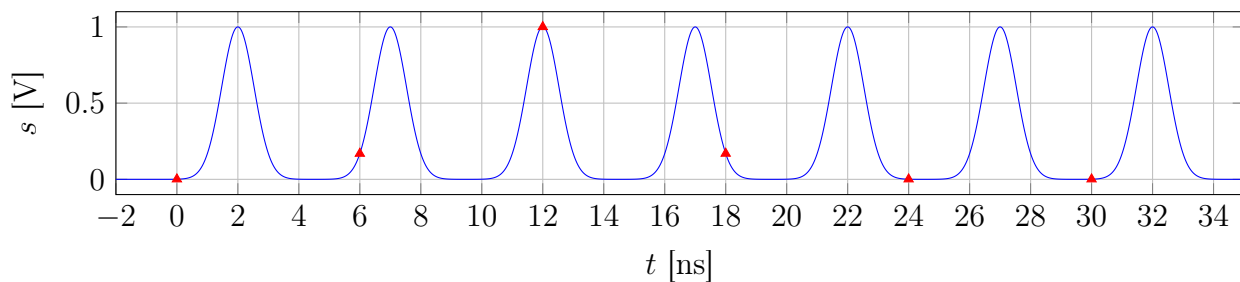
Измерени подаци су најчешће комплексни напон (амплитуда и фаза) у фреквентом домену на излазу пријемне антене. Ти подаци су сразмерни вредности ЕМ таласа на позицији антене. Веза између напона и ЕМ таласа се добија детаљном симулацијом коморе за мерење [330] или калибрацијом [23] [74] [49] [75]. Горенаведени измерени ЕМ таласи се

пореде са симулираним. У оваквој реализацији типично је да се не симулира целокупна комора и антене, већ само објекат скенирања који је предмет инверзије и оптимизације. Напреднији симулатори омогућују пуну симулацију коморе са антенама и могу директно дати напон на излазу антене [332] [46] [47].

Већина решења микроталасне томографије врше мерење у фреквентном домену [49] [18] [35] [117] [90] [266] [83] [65] [75] [209] [50] [15] [110] [106]. Разлог за то је што се мерења врше преко векторског мрежног анализатора (енгл. Vector Network Analyser - VNA), који врши мерења у фреквентном домену, јер се радио техника традиционално бавила уским фреквентним опсезима. У неким радовима се резултати добијени мерењем у фреквентном домену пребацују у временски, како би се могли користити у алгоритмима тог домена [265] [102].

Већина метода врши мерење на више ускопојасних фреквенција, док неки системи раде на ултра-широкопојасним (енгл. Ultra-Wide Band - UWB) фреквенцијама. Док традиционални ускопојасни системи раде на једној фреквенцији, са веома малом девијацијом, UWB користи веома кратке импулсе, који опет имају веома широк спектар. Најчешће су то Гаусов импулс (енгл. Gaussian pulse) или импулс једне периоде (енгл. Monocycle pulse) [307] [308] [309] [310] [311] [312] [313] [314] [315] [316] [317] [333] [328] [334]. Услед широког спектра импулса, UWB има ту предност над традиционалним ускопојасним, па и широкопојасним системима да је енергија и информација разасута по широком спектру тј. UWB имају већу хоризонталну него вертикалну резолуцију [335] [336]. Тиме су UWB системи, било комуникациони системи или радари, отпорнији на шум, те могу користити мање снаге за пренос, а такође могу коегзистирати са ускопојасним системима. Мана UWB система јесу потешкоће у имплементацији електронике широког спектра фреквенција, у првом реду нискошумног појачавача (енгл. Low-Noise Amplifier - LNA) [335]. Нелинеарности у појачавачима стварају изобличења у облику виших хармоника. У ускопојасним системима ти хармоници се филтрирају пошто су ван уског појаса радних фреквенција, међутим код UWB система хармоник доњег дела радног опсега може упасти у горњи део, чиме се изобличења појачавају. Ово представља велик изазов у пројектовању UWB појачавача, јер морају бити изузетно линеарни. Још један велик проблем у UWB системима је прилагођење импеданси, јер се иста мења кроз широк фреквентни опсег.

Мерење UWB сигнала је велик изазов, чији фреквентни спектар од интереса је реда неколико GHz. Један начин мерења у временском домену је коришћењем више 8-битних брзих аналогно-дигиталних конвертора са временски преплетеним узорковањем (енгл. Time-Interleaved Sampling) [337] [338]. Међутим, то је изузетно скупо решење, услед високе фреквенције узорковања, и резервисано је само за осцилоскопе високих перформанси. Међутим, UWB сигнал не захтева вертикалну резолуцију од 8 бита, па се у научној литератури појављују 4-битни и 5-битни аналогно-дигитални конвертори са високим фреквенцијама узорковања намењени UWB апликацијама [324] [325] [326] [327]. Доступније решење које може да се пореди са горепомнутима је стробоскопско узорковање (енгл. Stroboscopic Sampling) [304] [339] [340] [301] [302] [303] [304] [305] [306]. У тој методи се периодични UWB импулс одабира са изузетно брзим колом за одмеравање и држање (енгл. Sample and Hold Circuit), а онда претвара из аналогног у дигитални домен релативно споријим аналогно-дигиталним конвертором. Одабирање се врши на мало већој периоди него што је периода понављања UWB импулса, и тиме се кроз одређен број импулса добије комплетна слика импулса. Пример је приказан на Слици 13, где Гаусов импулс ширине 1.5 ns и периоде понављања 5 ns се одабира на сваких 6 ns, и кроз 6 одбирака добија дискретована цела периода импулса. Овај систем захтева одређену стабилност импулса, како периодичност тако и самог облика, али ако и постоји одређен шум у горенаведним особинама импулса, понављањем овог цикличног одабирања усредњавање резултата може дати прецизније резултате. Постоје и многа друга решења за временско мерење као што



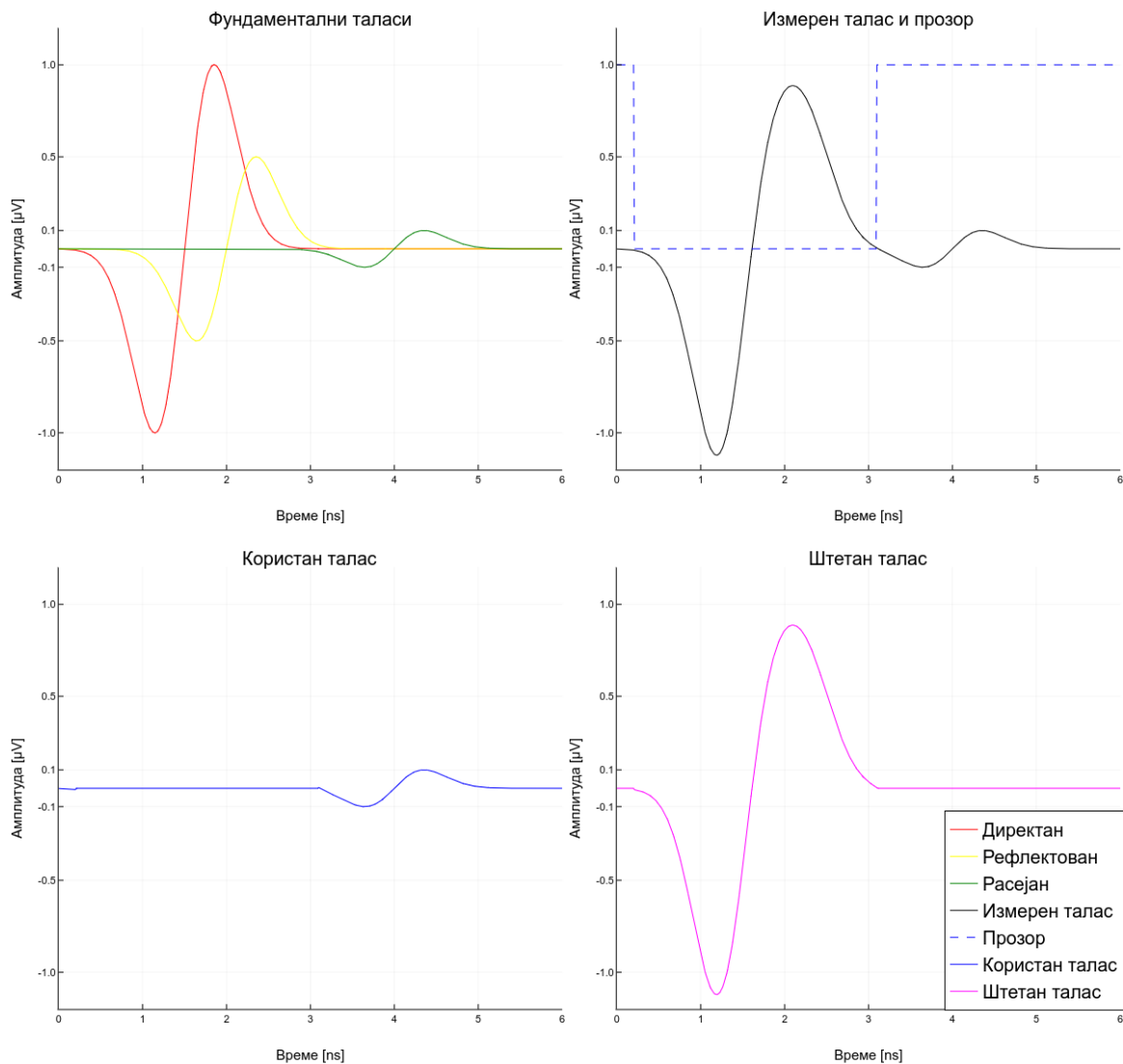
Слика 13: Стробоскопско одабирање

су: усредњивач са прозором тј. интегратор са пролазом [341] [342] [343] [318], стохастичко мерење [344].

Коришћење UWB таласа отвара могућност прозорирање сигнала. Као што је описано у Поглављу 2, маскирање сигнала може да доведе до смањења успешности скенирања. На Слици 14 је приказан пример маскирања сигнала и прозорирања истог, на доњој антени Слике 1. У горњем левом графу Слике 14 су приказани фундаментални таласи: штетан директан талас који први долази до антене, затим релативно корисан талас рефлектован од објекта скенирања, и иза њих корисан расејани талас. Талас рефлектован од објекта скенирања је драстично маскиран, док расејани талас не толико. Иако расејани талас изгледа немаскирано, поставља се проблем да се ако мерна електроника ради у вишем мерном опсегу измери штетан директан талас (у овом примеру $1 \mu\text{V}$), користан расејани талас (овде $0.1 \mu\text{V}$) ће бити измерен са мањом прецизношћу, јер се електроника не може довољно брзо пребацивати у нижи мерни опсег. У горњем десном графу се приказује изглед измереног сигнала и прозор који би се користио за маскирање. Прозорирањем ће се измерити само користан сигнал у ужем мерном опсегу, док ће се штетан сигнал одбацити (овде између 0.2 ns и 3.1 ns). Тако је могуће одвојити у времену рефлектован снажнији импулс од слабијих расејаних импулса. Граф у доњем левом углу приказује користан сигнал исечен прозорирањем, док је штетан у доњем десном графу. Треба напоменути да прозорирање функционише само са кратким сигнаlima, као што UWB импулс, чија је временска дужина упоредива са разликом у пропагацији корисних и штетних таласа. На ускопојасним сигнаlima, који су дужи него време пропагације кроз целу комору, толико дугачким да дође до стабилног стања у амплитуди и фази пријемног сигнала, технику прозорирања није могуће користити. Ово је једна од мана мерења са VNA а уједно мотивација за развој UWB мерне електронике.

Специфичан приступ прозорирању сигнала изложен је у [102]. У том раду инверзија је подељена на два корака. У првом се кораку за инверзију користи прозориран део измереног сигнала са већим рефлектованим импулсима. Резултат првог корака је стога радарског типа, дајући позицију коже у региону скенирања. У другом кораку се користи инверзно прозориран део сигнала са мањим расејаним импулсима. Заједно са резултатом из првог корака, други корак добија слику унутрашњости објекта скенирања. Ова крајња слика је детаљнија него када је коришћен комплетан сигнал са помешаним великим и малим импулсима.

Још један начин да се реши проблем маскирања јесте коришћење методе вишеструког улаза и вишеструког излаза (енгл. Multiple-Input and Multiple-Output - MIMO). Ова метода се широко користи у комуникацијама ради смањења интерференције и повећања протока комуникационог канала. Наиме, у MIMO систему се истовремено користи више предајних и више пријемних антена, а посебним алгоритмима се постижу горепоменути резултати. У новије време MIMO се користи и у UWB комуникацијама [345] [346] [347] али и у UWB радарима [348]. Ову методу је могуће искористити ради фокусирања сигнала како би се избегао пријем превасходно директних као и других таласа унутар коморе који не носе

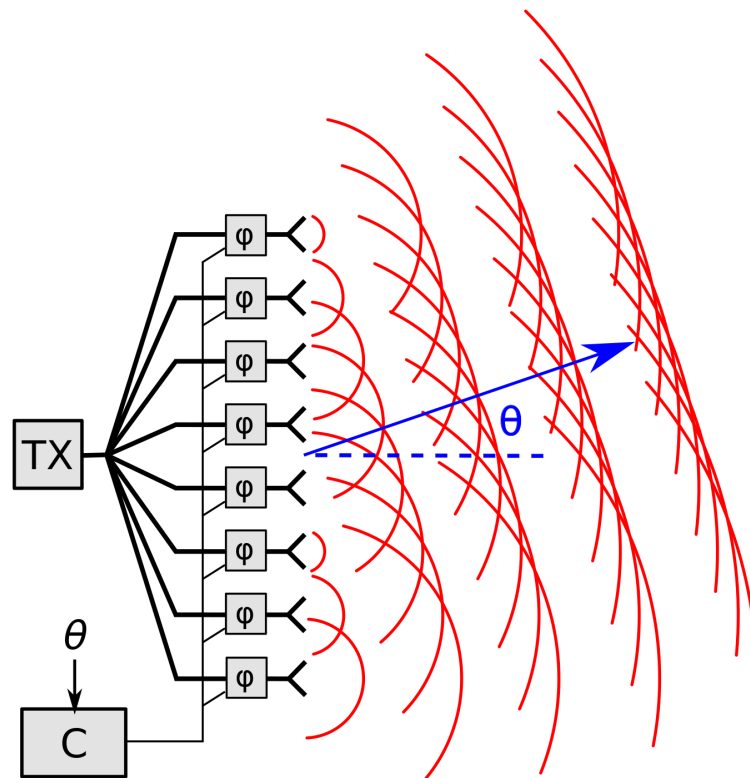


Слика 14: Маскирање и прозорирање

корисне информације а притом маскирају корисне расејане таласе [349] [350].

Такође, формирање снопа (енгл. Beam-forming) ради фокусирања ЕМ таласа може помоћи при решавању горепоменутог проблема маскирања [84] [88] [351] [110] [111]. Фокусирањем таласа на објекат од интереса, смањиће се јачина штетних директних таласа као и оних рефлектованих од зидова коморе. Формирање снопа се најчешће постиже фазним антенским низом (енгл. Phased array). Код ове врсте антенског низа на узастопним антенама постепено већим фазним ставом постиже се пропација сигнала под углом у односу на низ. На Слици 15 је приказана концептуална шема фазног антенског низа. Са "Tx" је означен предајник. Предајни сигнал се шаље на кола за кашњење, означена са " φ ", где свако коло одговара једној антени. Кола за кашњење се контролишу рачунаром "C" којим се задаје угао снопа " θ ". Полукружнице представљају таласни фронт једне антене. Може се видети да најнижа антена на слици прва одашиље сигнал, док највиша последња. Таласни фронтови са свих антена заједно формирају нови таласни фронт који је под углом θ у односу на правац низа. Због закона реципроцитета у електромагнетици исти принцип важи код пријема, где се може усмерити највећа осетљивост пријемника у тачно одређеном правцу. Овакво формирање снопа је једноставно за ускопојасне сигнале, пошто има једну фреквенцију, па је лако одредити потребно кашњење. Међутим у случају широкопојасних

сигнала, фазни низови и формирање снопа је комплекснији задатак. У радовима [84] [88]



Слика 15: Фазни антенски низ

користе се радарске методе. Код њих се таласи фокусирају у одређени део објекта од интереса који се жели истражити. Ова метода смањује радарски шум (енгл. Clutter) дајући боље резултате у скенирању.

4 Реализација

У овом поглављу биће описана реализација предложене коморе за скенирање у микроталасној томографији. Прво је изложена мотивација и образложење за избор предложене квадратне спиралне антене, као и њено поређење са другим антенама. Након тога је описан дизајн коморе. На крају је описана реализација софтверског модела коморе са антенном.

4.1 Избор антене

Пошто је основна хипотеза у овом раду да је избором одговарајуће антене могуће побољшати софтверски модел коморе за скенирање, овде је дато образложење за такву тврдњу. Већа прецизност модела резултује квалитетнијом крајњом сликом микроталасне томографије. Као што је већ напоменуто, постоји компромис између прецизности моделовања и рачунарских захтева модела. Избором одговарајуће антене могуће је имати прецизно моделовање са скромнијим рачунарским захтевима.

Основни захтев за прецизно моделовање јесте да геометрија антене мора бити поравната са линијом решетке (енгл. Mesh, grid). Пошто је решетка FDTD алгоритма најчешће правоугаона, захтев је да и геометрија буде правоугаона. Пошто антене са облом геометријом изискују финију решетку, што изискује веће рачунарске ресурсе у моделовању, битно је избећи облу геометрију.

Као што је већ напомињано, широкопојасност погодује бржој инверзији и њеном бољем резултату. Пошто FEM метода није погодна за широкопојасну симулацију, тако горенаведена троугласта геометрија није интересантна. Чест је случај да антена има једну резонантну фреквенцију. Широкопојасност односно резонантне фреквенције се читавају са дијаграма импедансе антене, у случају једне, или спрегнутости, између две антене у комори. Места на којима је импеданса реална и прилагођена тј. спрегнутост висока су фреквенције на којима је погодно коришћење антена.

Важна карактеристика антене јесте њена усмереност, која може утицати на квалитет слике при микроталасном скенирању [277]. За усмереност је уско везано појачање. Веће појачање побољшава динамички опсег сигнала и тиме квалитет крајње слике. Више о овим метрикама биће речено у идућем поглављу.

Три су начина како антена може да реагује на надлазећи ЕМ талас:

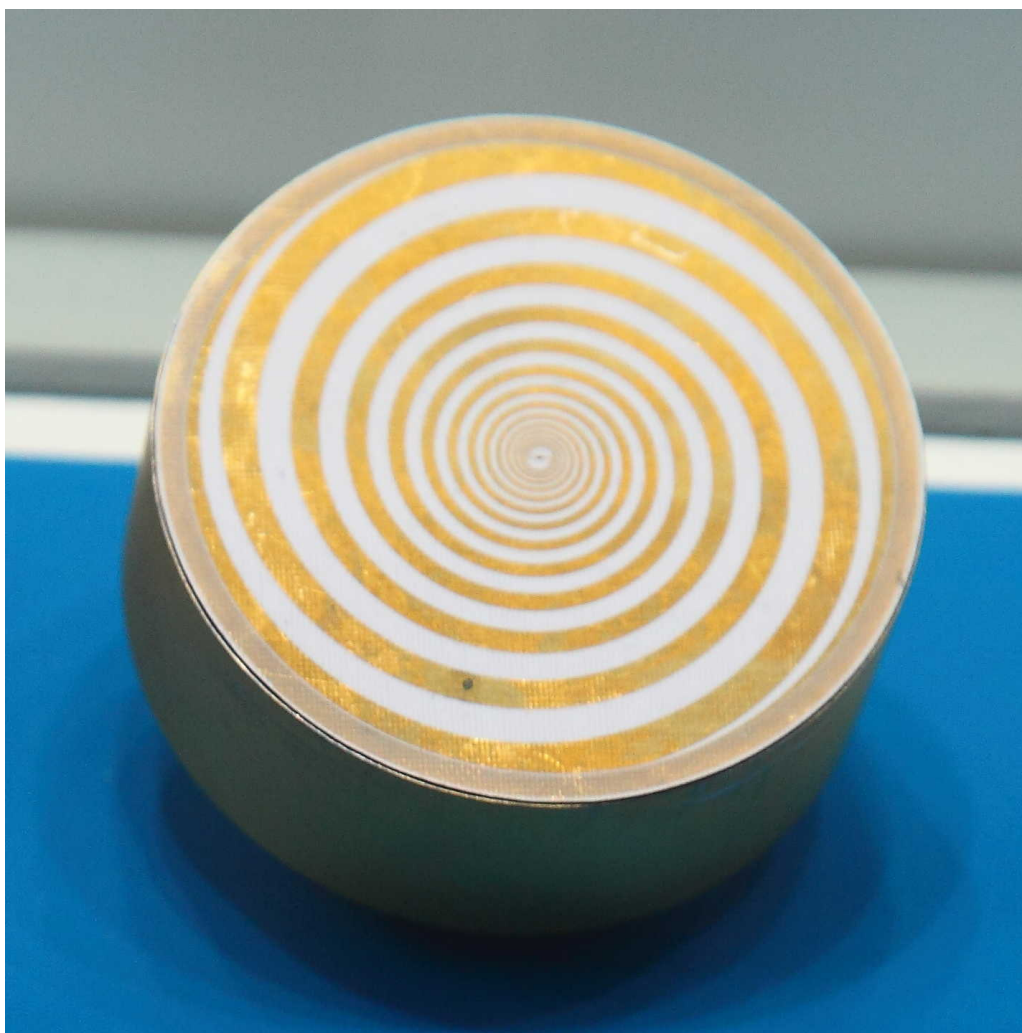
- Пријем,
- Рефлексија тј. повратно расипање (енгл. Backscattering),
- Трансмисија.

Од пријема тј. упијања зависи ефикасност, а тиме и појачање антене. Пријем је карактерисан дијаграмом зрачења (енгл. Radiation Pattern) ⁸ [352]. На рефлексију антене утиче радарски попречни пресек (енгл. Radar Cross-Section - RCS) [353]. Трансмисија иза антене је мера провидности антене и на њу утиче расејање антене [354] [352]. Трансмисија таласа иза антене омогућава да се иза исте поставе друге антене, што може омогућити већи број антена у комори, а то омогућава бржу и бољу инверзију [47].

У овом раду, предлог за антену која би испунила горепоменућу основу хипотезу и имала добру оцену по питању осталих особина је Архимедова квадратна спирална жичана антена [46] [47]. Спирална антена је позната у литератури [355] [276] [356]. и може бити обла тј. округла [357] [358] [359] [360] [361] [362] [363] [364] [365] [366] [367] или квадратна

⁸Услед закона о реципроцитету, исти дијаграм зрачења се користи за карактерисање како предаје тако и пријема.

[46] [353] [352] [368] [369] [370] [371] [372] [373] [374] [375] [376] [377] [378], или каквог другог облика [379]. Пример једне спиралне антене је приказан на Слици 16 Спирална антена



Слика 16: Спирална антена

је широкопојасна верзија дипол антене. Фреквентни опсег антене је дефинисан обимом антене. Доња граница фрекветног опсега дефинисана је:

$$f_{min} = \frac{c_0}{2\pi r_2} \quad (26)$$

где је c_0 брзина светлости а r_2 спољашњи полупречник антене, док је горња граница фрекветног опсега је дефинисана као:

$$f_{max} = \frac{c_0}{2\pi r_1} \quad (27)$$

где је r_1 унутрашњи полупречник антене [368]. Унуташњи полупречник је најчешће дефинисан геометријом напајајућег вода (енгл. Feed line), рецимо растојањем између два проводника напајајућег вода. Према [368], за квадратну спиралну антену доња граница фрекветног опсега је дефинисана као:

$$f_{min} = \frac{c_0 1.25}{4a} \quad (28)$$

где је a дужина странице квадратне антене, док је горња граница фрекветног опсега дефинисана са:

$$f_{max} = \frac{c_0}{4d} \quad (29)$$

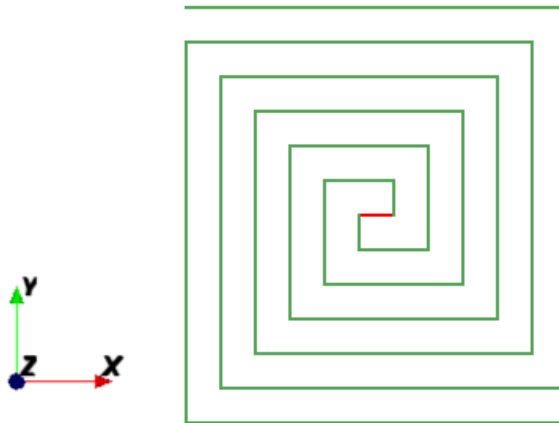
где је d размак између линија напајајућег вода. У случају Архимедове спирале, d се подудара са размаком између кракова спирале [355]. Тај размак представља геометријски просторни корак Δg . Пошто водови кракова спирале стоје на линијама FDTD решетке, Δg је уједно и највећи просторни корак симулације Δ . Квадратна спирална антена има f_{min} за 20 % нижу у односу на редовну облу спиралну антену [369].

Спирална антена је усмерена и има два режња (енгл. Lobe), испред и иза равни у којој лежи антена. Да би се један режњак сузбио иза антене поставља се потпора (енгл. Backing) проводна равна [360] [374] [376] [377], шупљина пуњена апсорпционим материјалом [359] [353] [364] [366] [379] или пак неки метаматеријал [375] [362] [363] [380] [365] [373]. Сузбијање режња иза антене ће такође довести до појачања сада главног режња испред антене за највише 2 пута тј. 3 dB.

Спирална антена може бити:

- Дипол (са два крака),
- Монопол (са једним краком),
- Са више кракова.

Пример дипол антене је приказан на Слици 17, где су краци обележени зеленом бојом, док је црвеном бојом обележено место повезивања напајућег вода односно напајајући извор у симулацији за чије су крајеве везани почеци кракова. Код спирална антена монопол антене



Слика 17: Квадратна спирална дипол антена

не, где постоји само један крак везан за један терминал таласовода док је проводна равна везана за други [370] [371] [381] [380] [367]. У овом раду је коришћена монопол квадратна спирална антена, где је метална страница коморе уземљена равна, превасходно јер је једноставнија израда монопол антене од жичаног проводника, као и њено постављање у ваздуху.

Спирална антена се израђује као

- Жичана (једнодимензионални објекат),
- На штампаној плочици (дводимензионални објекат), и то као:
 - Трака (једнаке ширине),
 - Површ (променљива ширина),

– Прорез.

У овом раду, је предложена жичана антена, због једноставнијег и прецизнијег моделовања и потенцијално боље провидности. Такође, могуће је користити FDTD модел танке жице за ефикасно моделовање жичаних антена [56] [57] [382] [383] [384] [385].

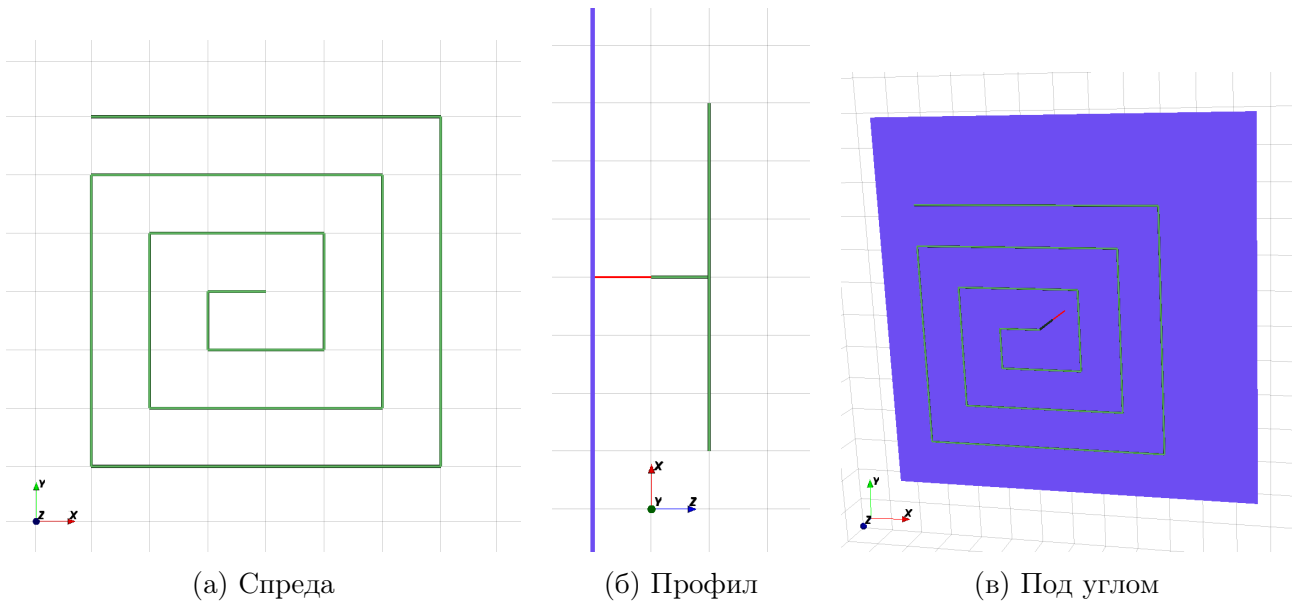
Главна мана спиралне антене је њена импеданса. Спирална антена има импедансу не мању од $90\ \Omega$, а квадратна Архимедова спирала има импедансу око $180\ \Omega$ [386]. То не одговара већини таласовода, који су дизајнирани за $50\ \Omega$. Ово ограничава прилагођење спиралне антене, и ако се иста не прилагоди одговарајућим колом услед рефлексije мања снага ће бити предата тј. примљена и повећаће се трансмисија примљених сигнала. Такође, код квадратне спиралне антене, размак између кракова Δg утиче на равномерност импедансе, без већих девијација у радном опсегу. За равномерну импедансу потребно је имати мало Δg , али то представља изазов за израду антене. Иако је жичана антена у односу на штампане лакша и приступачнија за израду, теже је постићи прецизност израде.

У Табели 8 дато је поређење разних антена које се користе у микроталасној томографији и варијанте спиралне антене од којих је последња уједно и предложена антена.

Табела 8: Поређење антена коришћених у микроталасној томографији

Назив	Геометрија	Опсег	Усмереност	Прови- -дност
Монопол	Правоугаона	Узан	Неусмерена	Да
Дипол	Правоугаона	Узан	Неусмерена	Да
Закрпа	Правоугаона	Узан Више резонанци	Усмерена	Не
Бивалди	Обла	Широк	Веома усмерена	Не под углом
Прорезна са шупљином	Правоугаона	Узан Више резонанци	Усмерена	Не
Таласоводна	Правоугаона	Опсег	Усмерена	Не
Лептир машна	Троугласта	Опсег	Усмерена	Не
Спирална	Обла	Широк	2 режња	Да
Квадратна спирална	Правоугаона	Широк	2 режња	Да
Квадратна спирална са позадином	Правоугаона	Широк	Усмерена	Да

У овом раду квадратна спирална антена је моделована у декартовој правоугаоној геометрији. Изабрано је да просторни корак у геометрији антене Δg буде $8\ \text{mm}$, и као такав највећи просторни корак FDTD алгоритма Δ . Спирала има 13 секција, дајући страницу квадратне антене од $48\ \text{mm}$ а обим $192\ \text{mm}$. Из овога се добија да је $f_{min} = 1.95\ \text{GHz}$ (приближно $2\ \text{GHz}$) а $f_{max} = 9.37\ \text{GHz}$ (приближно $9\ \text{GHz}$). Антена је у односу на узмељену раван тј. зид коморе на растојању од $16\ \text{mm}$. Једна жица нормална на раван у којој се налази антена служи као носач антене и уједно је напајајући вод до конектора на зиду коморе. На Слици 18 је приказан изглед антене предложене у овом раду из 3 угла, с напоменом да под (а) антена приказана спреда, нема приказану узмељену проводну раван иза себе. Жичани крак антене је означен зеленом бојом, узмељена раван плавом, док је црвеном бојом обележено напајајући извор у симулацији. На истој слици, могу се видети



Слика 18: Предложена квадратна спирална монопол антена

линије FDTD решетке са $\Delta = 8 \text{ mm}$ као танке сиве линије. Може се уочити да је геометрија антене, тј. секције кракова исте поравната са линијама решетке, што одговара захтеву.

Δg од 8 mm је компромис између рачунарске перформансе модела а с друге стране усмерености и импедансе антене. Са мањим Δg усмереност је већа и равномернија, док је импеданса нижа и равномернија. Међутим, мањи Δg захтева мањи Δ тј. финију решетку. Како се корак решетке смањује рачунарски и меморијски ресурси расту са његовим кубом ($\mathcal{O}(n^3)$). За прецизну симулацију, са мање нумеричког шума, просторни корак FDTD алгоритма Δ треба бити око 10 пута мањи од најмање симулиране таласне дужине [72]. Ово представља Никвистову стопу прекоузорковања. За Δ од 8 mm и горепоменути f_{min} од 1.95 GHz , тај однос је око 9. По потреби се просторни корак Δ може преполовити са 8 mm на 4 mm , како би се добила прецизнија симулација. Одабир Δ утиче на временски корак Δt , тако да се и у временском домену остварује одговарајуће прекоузорковање.

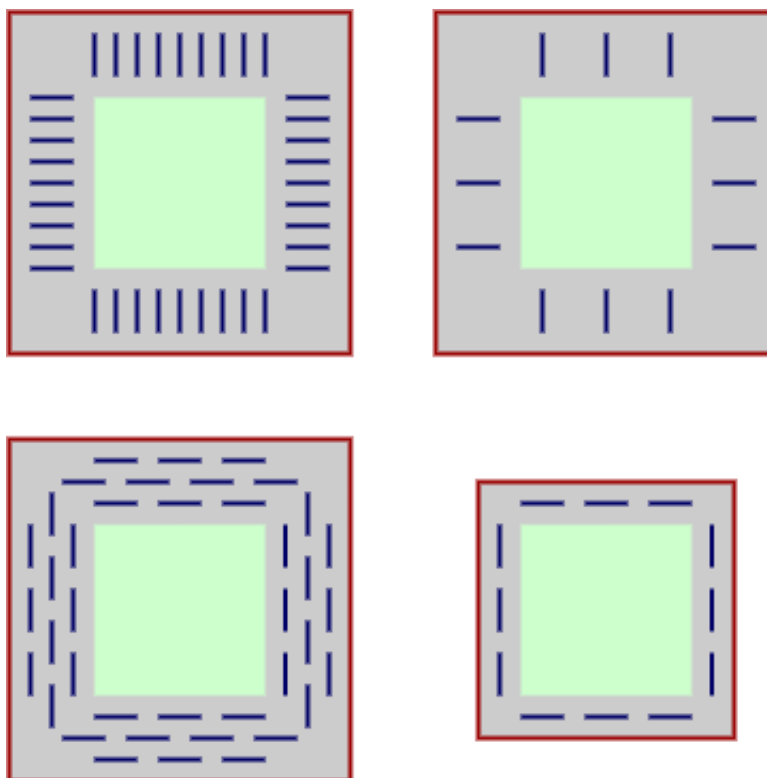
Колико из анализе литературе познато, спирална квадратна жичана антена досад није била коришћена у области микроталасне томографије, што представља новитет. У [118] је предложено коришћење спиралних антена у тродимензионалној микроталасној томографији, али у истом раду је коришћен апроксимирани модел петља антене, који се лако интегрални у коришћеној методи инверзије. У [378] је коришћена флексибилна квадратна спирална антена, али проводник није жица већ штампана трака променљиве ширине.

4.2 Дизајн коморе

Као што је раније речено, квалитет микроталасне томографије је сразмеран броју антена [86] [31]. Ово поставља захтев да антене заузимају малу запремину. Међутим, то је у супротности са захтеваном нижом радном фреквенцијом и већим појачањем и усмерењем. Наиме, нижа фреквенција је мање подложна губицима и са већим појачањем и усмерењем даје већи динамички опсег сигнала а тиме мањи шум. Појачање и усмерење је везано за тип антене и не мења се са величином исте, тако да за предложену спиралну антену са величином антене ће се мењати само доња радна фреквенција. Све наведене особености захтевају већу антену. Тиме се прави компромис између броја антена и динамичког опсега сигнала. Запремина антена такође утиче на перформансу инверзије. Наиме, већа запремина коју антене заузимају може значити већи број ћелија FDTD решетке, што ће успорити брзину симулације.

Један од ограничавајућих фактора за број антена у комори је међусобно спрезање антена (енгл. Mutual coupling). Наиме, ако су антене превише близу једна другој, долази до међусобног спрезања, што утиче на тачност мерења, па се антене морају постављати на одређеној раздаљини. Прецизно моделовање антена отклања овај захтев, па је могућа већа густина паковања антена у комори.

Слика 19 илуструје 4 сценарија постављања антена у комори. На слици је црвеном бојом означен зид коморе, зелена боја представља простор за скенирање, сива боја означава простор који заузимају антене, а плавом бојом су означене саме антене. Све антене су на истим растојањима једне од других, зида коморе и простора скенирања. У коморама у



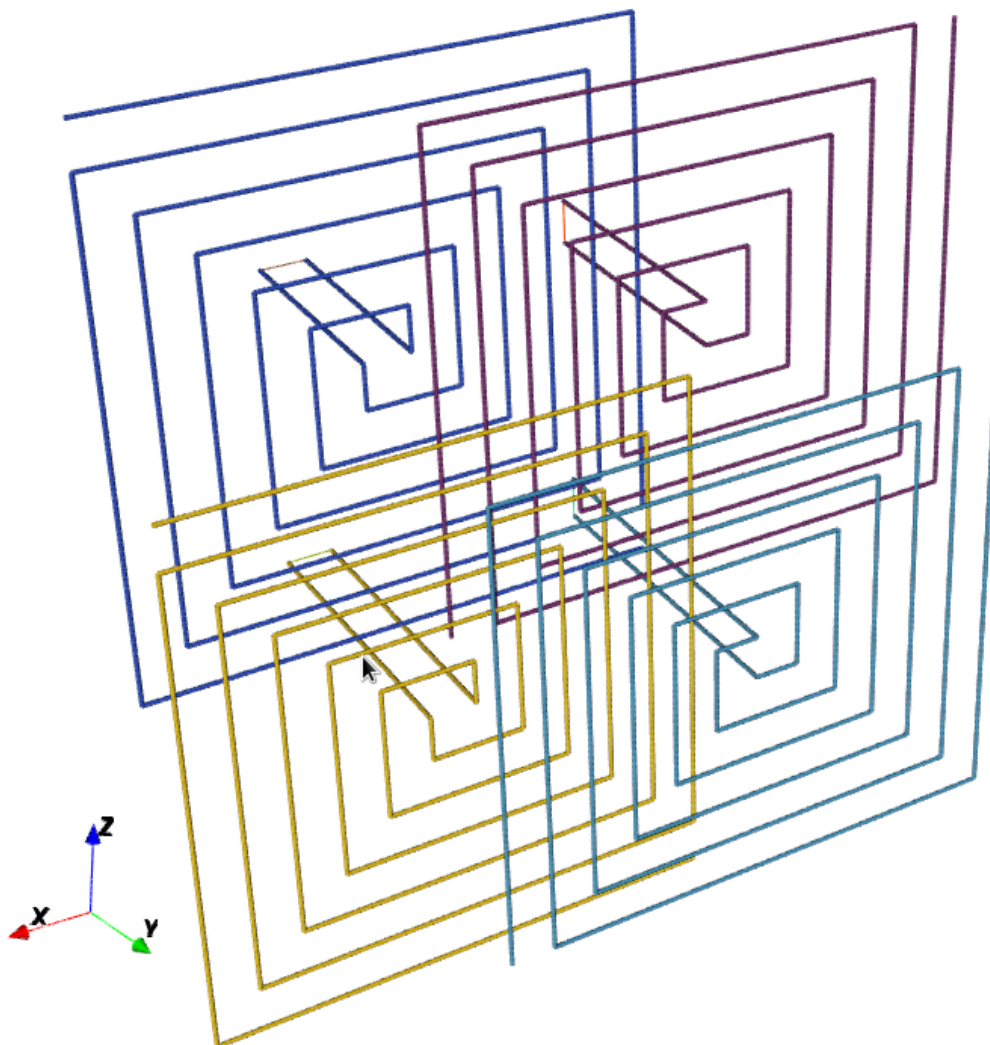
Слика 19: Поглед одозго на различите конфигурације комора

горњем реду је коришћена антена са геометријом подужном у правцу радијације, као на пример Вивалди антена. У доњем реду је коришћена антена са геометријом попречном на правац радијације, као што је спирална антена. С леве стране се налазе коморе са већим бројем антена, око 36⁹. Леви доњи дијаграм је пример преклопљених спиралних антена. С десне стране, су конфигурације са мањим бројем антена. Дијаграм десно горе са мање Вивалди антена заузима подједнак простор као и дијаграм лево горе са гушћим паковањем. С друге стране дијаграм десно доле са спиралним или закрпа антенама, заузима мање простора.

Услед провидности жичане спиралне антене могуће је постићи преклапање истих у комори. Када се преклапају, антене заузимају мање простора, у поређењу са антенама које се не могу преклапати. Пример преклапања 4 квадратне спиралне жичане дипол антене је дат на Слици 20. Шема преклапања је тако конципирана да се 2×2 антене постављају у 4 равни, тј. 5 слојева FDTD ћелија, избегавајући додиривање између водова. Притом је шема поновљива, тако да се било који број антена може преклопити на овај

⁹Комора на левом доњем дијаграму има заправо 40 антена, али две крајње антене у средњем реду на свакој страни тек делом зраче у простор за скенирање, па се те 2 крајње антене могу рачунати као једна цела.

начин. Ради стабилности, материјал ниске диелектричне пермитивности и губитака, као на пример Стиропор, може се поставити између ове 4 равни.

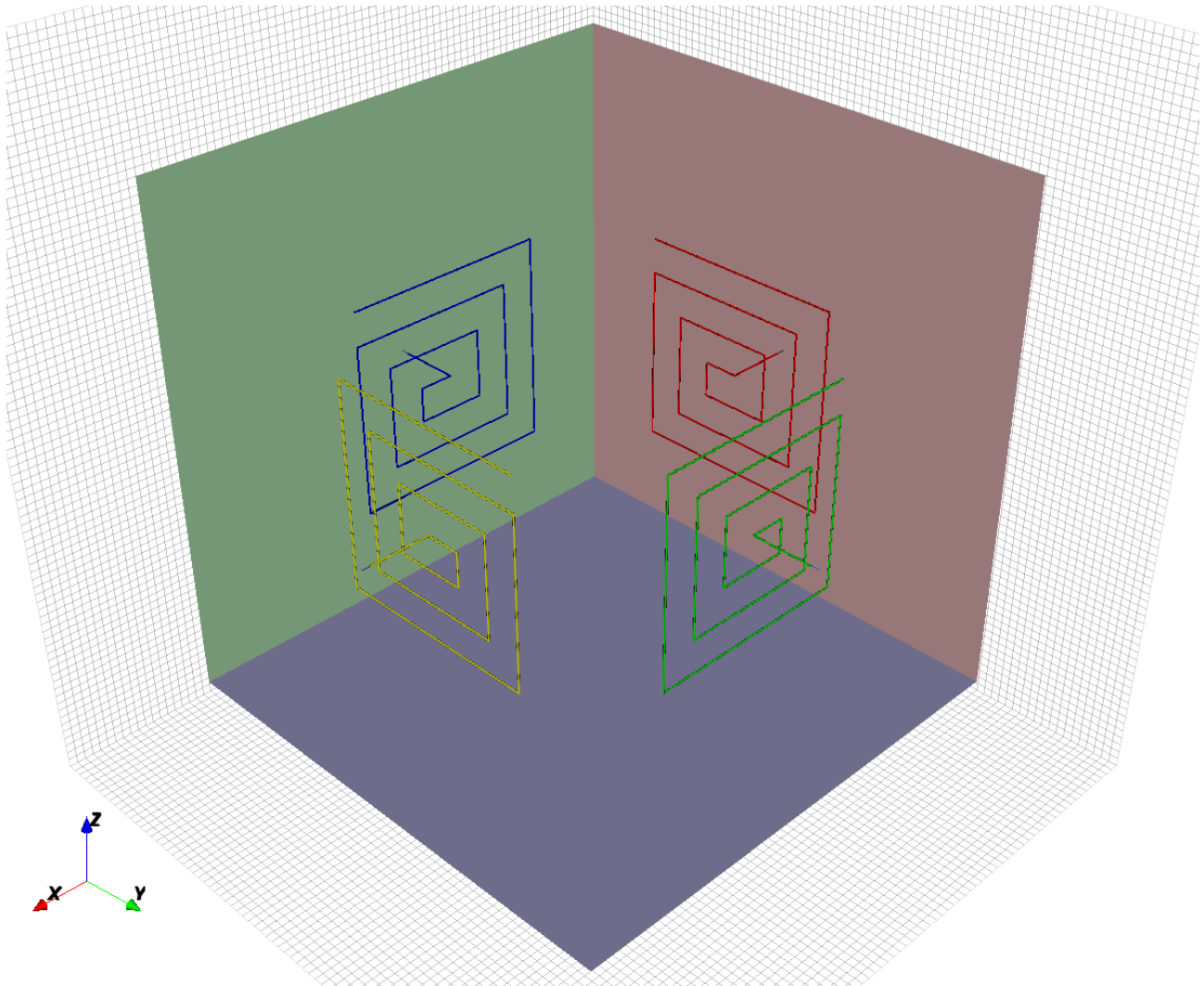


Слика 20: Преклапање жичаних антена

Главно ограничење у преклапању антена је избегавање контакта између водова. Ово ограничење произилази из коришћења модела савршеног електричног проводника (енгл. Perfect Electric Conductor - PEC) у FDTD алгоритмима помоћу којих се најчешће моделују жице. Бољи модел жице би омогућио бољу шему преклапања [382]. Са бољим преклапањем могуће је имплементирати како већи број антена, тако и веће антене које би покриле ниже фреквенције. Још једно ограничење PEC модела јесте да омогућава једино моделовање дебљих жица. Реализација танкожичних FDTD модела као што су [382] [383] [384] [385] омогућава моделовање жице са реалистичнијом дебљином.

За потврђивање друге хипотезе у овом раду потребно је упоредити жичану квадратну спиралну монопол антену и жичану антену унутар коморе. Квадратна спирална монопол антена је усмерена, за разлику од неусмерене монопол антене, па би спрегнутост требала бити већа код спиралне. Комора је прилагођена захтеву за правоугаоном геометријом. У овом раду је изабрано да комора буде коцка. Комора је у потпуности затворена тј. нема отворе кроз које се може протурити део објекта који ће се скенирати, већ се мора отворити једна странице коморе, објекат од интереса за скенирање поставити у комору, па комора затворити. Уз то комора нема прилагодне течности нити апсорпционих зидова, већ је сачињена од металних зидова. Такође, за потребе овога рада довољно је да комора садржи

пар антена. У овом раду је изабрано да их буде 4, постављених на 4 стране коморе. Свим овим компромисима поједностављује се софтверски модел коморе као и њена хардверска израда. Услед ових компромиса, ова комора није погодна за општенаменско скенирање, већ служи само ради верификације предложеног модела коморе. У будућем раду, када се буде вршила евалуација коморе за практично скенирање микроталасима, у комору се може додати апсорпциони зид или иста отворити, а редижајнирана ће моћи имати већи број антена. У овом раду комора је у облику коцке димензија $118 \times 118 \times 118$ mm. Изглед коморе са жичаним квадратним спиралним монопол антенама, без $x+$, $y+$ и $z+$ страница је приказан на Слици 21. Могу се видети позиције 4 антене, 2 наслоњене на $x-$ и $y-$ странице, а 2 на местима уклоњених $x+$ и $y+$ страница. На сличан начин је приказана

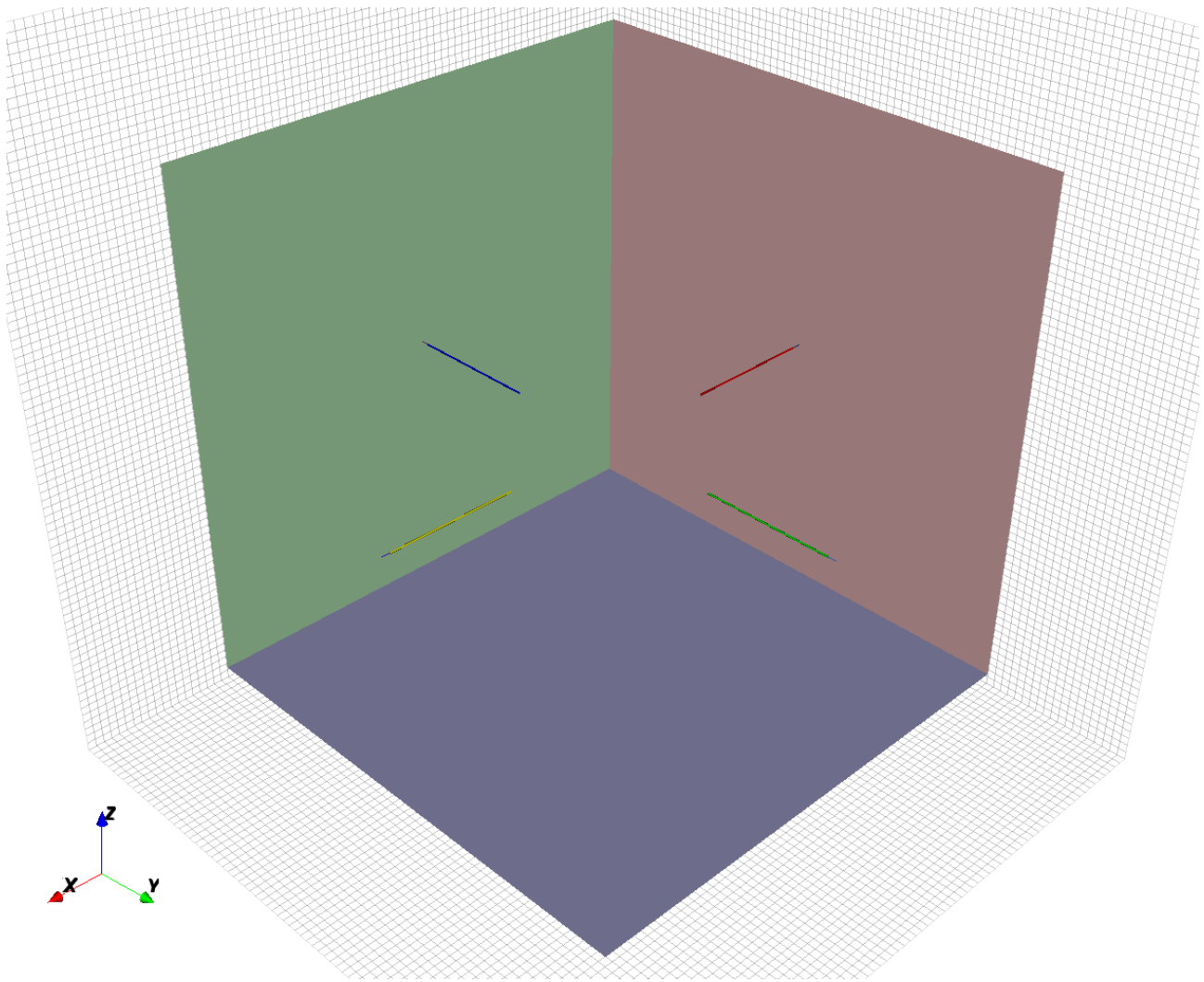


Слика 21: Комора са квадратним спиралним монопол антенама

комора са жичаним монопол антенама на Слици 22.

4.3 Реализација софтверског модела

Да би се провериле хипотезе постављене у овом раду, потребно је направити симулационо окружење, у којем је могуће вршити ЕМ симулације модела коморе и антена у њој. Као што је већ напоменуто, као симулатор се користи метода коначних разлика у временском домену (енгл. Finite Difference Time Domain - FDTD) [61] [62]. У овом раду користи се openEMS радно окружење [332] [387]. Првобитна примена овог симулатора је за FDTD симулацију уређаја магнетне резонанце. openEMS је симулатор тродимензионалне FDTD



Слика 22: Комора са монопол антенама

методе са еквивалентним колима (енгл. Equivalent Circuit FDTD - EC-FDTD) [388] [389]. Осим FDTD EM симулације у временском домену, и могућност моделовања нагомиланих елемената (енгл. Lumped elements). Модел концентрованих елемената стоји на супрот модела дистрибуираних елемената, какав се среће у трансмисионим водовима, и користи идеализоване компоненте отпорнике, кондензаторе, индуктивности, не узимајући у обзир њихову геометрију и величину у односу на таласну дужину. Путем ових идеализованих компоненти, могуће је лакше моделовати одређена електрична кола у склопу EM симулације, чинећи openEMS врстом хибридног симулатора. Ове компоненте се описују као геометријски облици у симулацији. На сличан начин се представља приступ (енгл. Port) на којем се мери напон и струја, омогућавајући директно мерење параметара расејања (енгл. Scattering parameters - S-parameters). Ове особине омогућавају представу EM система еквивалентним колима, те отуда назив овој методи. Стога је могуће веома верно симуларити целокупну антену. На тај начин се могу избећи комплексне калибрационе методе за коморе, какве се могу пронаћи у [23] [74] [49] [75].

Овај симулатор поседује променљив корак решетке Δ , тако да геометрија не треба да буде у потпуности регуларна, али и даље мора бити правоугаона. Осим правоугаоне, овај симулатор омогућава и цилиндричну решетку.

openEMS је брза и паралелизована FDTD реализација отвореног кода са пратећим окружењем. Сам FDTD симулатор је реализован у C++ програмском језику. MATLAB/Octave језик је коришћен као слој презентације (енгл. Front end), односно спре-

ге према програмеру. За потребе овога рада коришћено је Octave окружење. Octave је једна реализација MATLAB језика и окружења. Octave је софтвер слободног и отвореног кода (енгл. Free and Open Source Software - FOSS) па самим тим и бесплатан. Горепоме- нут openEMS слој презентације се користи за пре-процесирање, визуализацију, покретање симулације и пост-процесирање. У пре-процесирању се генерише геометрија која ће би- ти симулирана, подешавају се параметри симулације, и чува у XML датотеци. Из исте датотеке је могуће визуелизирати геометрију у спољном алату приложеном у openEMS окружењу. Током симулације, openEMS симулатор ће снимати вредности напона и струје на приступима. Опционо, може се вршити снимање вредности E или H поља у ћелијама које корисник зада, што се користи за дебаговање симулације. Пост-процесирање подра- зумева рачунање параметара расејања из напона и струја на пролазима, као и рачунање дијаграма зрачења у далеком пољу на основу снимљених вредности E или H поља у бли- ском пољу. Од те тачке даље је могуће рачунати импедансу, усмереност и појачање. Сви ови подаци се могу даље сачувати у датотеке и визуелизовати. За потребе овога рада, openEMS је компајлиран из изворног кода. Верзија openEMS је 0.0.35. Мана овог окруже- ња је што дуже време није рађено на њему. Образложење би могло бити да уска примена овог алата, услед чега нису додаване нове могућности. Такође, током рада са openEMS окружењем, установљено је да има потешкоћа са комплексним моделима материјала, као што је Дебијев. Овај проблем је последица слабе истестираности на широкопојасним си- мулацијама, пошто је овај алат углавном коришћен при симулацији магнетне резонанце, која ради на ужем опсегу фреквенција.

Поред MATLAB/Octave, за пост-процесирање је ексензивно коришћен језик Џулија односно Јулија [390]. Џулија је програмски језик специфично развијен за техничко рачу- нарство. Техничко рачунарство представља примену научног рачунарства за решавање индустријских проблема. Џулија има флексибилност језика високог нивоа, као што је MATLAB/Octave или Python, док с друге стране омогућава писање оптимизованог кода који парира C и C++ језику. У овом раду Џулија је коришћена махом за визуелизацију и скриптовање осталих задатака који су се могли реализовати ван openEMS окружења. За визуализацију је коришћена InspectDR библиотека, једина у Џулији која може да при- каже Смитов дијаграм (енгл. Smith Diagram), и Plots библиотека са ослонцем на Plotly библиотеку за приказивање тродимензионалних графика.

Такође, коришћени су алати за визуализацију VisIt [391] и Paraview [392] [393]. Оба алата су базирана на VTK библиотеци за визуализацију. Ови алати лако могу да визу- ализују већу количину података и могу да се управљају путем Python скрипти. У овом раду, из ових алата, углавном је коришћен граф лажних боја (енгл. Pseudocolor graph) ради визуализације снимљених E или H поља, или пак визуализације тродимензионалних дијаграма зрачења.

5 Верификација и резултати

У овом поглављу је описана верификација предложеног софтверског модела коморе као и перформансе истог. На почетку су излистане неке методе верификације у микроталасној томографији. Након тога је дата рачунарска перформанса предложеног модела у симулацији, уз поређење са другим антенама из литературе. После тога су дати резултати симулације предложене антене као и коморе, опет уз поређење са другим антенама. Након тога је вршена верификација предложеног модела коморе поређењем са физичком реализацијом. На крају је решење проверено са инверзијом, као крајњим циљем коришћења коморе.

5.1 Методе верификације

За разлику од других модалитета, као што је магнетна резонанца [394] у микроталасној томографији не постоје јасне и стандардизоване методе верификације и поређења. Слично томе, микроталасна томографија не поседује методе верификације и поређења путем тестних функција као што постоје у методама оптимизације [196] [197] [198]. Углавном, сваки аутор предлаже своје сопствене методе поређења. Ово представља проблем јер је тешко поредити методе више аутора. Међутим, методе из литературе ипак могу помоћи у верификације једне реализације микроталасне томографије. Верификација у микроталасној томографији може да се изврши на нивоу:

- Антене,
- Коморе,
- Инверзије.

Могуће је донекле предвидети понашање система за микроталасно скенирање на основу традиционалне метрике којима се пореде антене. Следећи параметри се мере:

- Импеданса Z и Рефлексија Γ ,
- Усмерење D и Појачање G ,
- Дијаграм зрачења,
- Радарски попречни пресек.

Анализом следећих параметара се траже погодне карактеристике описане у Поглављу 4.1, и могуће је добити резултате сличне онима из Табеле 8. Треба напоменути да се анализом наведених параметара формирају метрике које представљају приближне и индиректне методе за поређење антена у микроталасној томографији, услед драстичне промене природе антене унутар коморе. Горепоменути параметри се могу добити симулационо, што је јефтиније и једноставније од мерења, док се мерење ових параметара углавном користи ради верификације исправности симулације.

Најбољи начин за поређење антена је мерењу комплетно реализованог система унутар коморе. У случају више-антенског система, могуће је измерити параметре расејања (енгл. Scattering parameters - S-parameters). Из истих се може извући импеданса антена,

Једна од ретких метрика за поређење антена и комора за микроталасну томографију је скраћено разлагање сингуларитета (енгл. Truncated Singular Value Decomposition - TSVD) [58] [395]. Ова метрика покушава да раздвоји квалитет измерних података и резултате инверзију. На тај начин је могуће поредити антене и коморе, без обзира која ће метода инверзије бити примењена.

Пошто је циљ да се измерени подаци примене у некој методи инверзије ради добијања слике скенирања, погодно је тестирати комору са алгоритмом инверзије. Тестирање се може извршити са измереним подацима, или пак подацима добијеним у симулираном мерењу поменутом у Поглављу 2. У комори могу да буду следећи

- Тестни објекти:

- Цилиндри [136] [112] [108],
- Блокови [105] [112],
- или какви комплекснији облици [136] [112] [39],

који су од:

- Метала [263],
- Пластике [136] [112],
- Дрвета [112] [105],
- Течности [108].

- Фантоми, анатомски реалистични објекти направљени најчешће од пластике, течности и сличних материјала. Фантоми се најчешће користе за моделовање:

- Дојке [209] [123] [117] [396] [397] [398] [90] [266] [108],
- Главе [210] [38],
- Или неког другог ткива [82] [40].

Фантоми се осим у мерењу могу користити и у симулацији односно симулираном мерењу:

- Дојке [29] [30] [28] [31] [125] [71] [72] [119] [33],
- Главе [23] [212] [213],
- Или неког другог ткива.

- Неживо ткиво [35] [3] [40] [39] [40] [41],

- Тестирање на животињама [42],

- Тестирање на људима [18] [35] Укључујући клиничко тестирање (енгл. Clinical trial): [3] [20] [21] [399] [22] [108].

5.2 Рачунарске перформансе

Ради потврде прве хипотезе, потребно је срачунати рачунарске перформансе предложене антене и упоредити је са осталим антенама. Табела 9 приказује геометријске метрике као индикаторе рачунарске перформансе. Колона " Δ " представља просторни корак симулације. "Површина антене" представља површину антена у реалном свету мерену у mm^2 , а након дискретизације на решетки FDTD методе са Δ просторним кораком антена ће бити издељена у одређен број правоугаоника тј. 2D ћелија, што је дато у колони "Површина у симулацији". Квадар тј. 3D ћелија је јединица на коју је издељена комора и број истих је дат у колони "Запремина коморе". "Никвистова стопа" представља однос периоде највише фреквенције и временског корака Δt FDTD алгоритма. Виша Никвистова стопа

Табела 9: Поређење геометрије и перформанси

Мера	Δ	Површина антене	Површина у симулацији	Запремина коморе	Никвистова стопа
Јединица	mm	mm \times mm	2D ћелија	3D ћелија	
Квадратна спирална монопол антена	8	48 \times 48	36	4913	9
Закрпа антена са два резонанце	1	28 \times 29	812	1728000	64

даје вернију али спорију симулацију. Упоредо су дате квадратна спирална монопол антена предложена у овом раду са димензијама датим у Поглављу 4, и закрпа антена са две резонанце приказана на Слици 12 из [15] [27] [58] [28]. Радни опсег ове две антене се поклапа са 2 GHz-3 GHz.

Закрпа антена је мање површине, тако да више оваквих антена може стати у комору, међутим услед мањег Δ површина ове антене у симулацији заузима више 2D ћелија. Такође је дата запремина предложене коморе димензија 118 \times 118 \times 118 mm у 3D ћелијама. Опет, услед мањег Δ комора са закрпа антенном ће заузимати више 3D ћелија. Количина меморије заузета за FDTD алгоритам, као и време симулације је сразмерно броју ћелија неопходних за моделовање антене. Може се видети да предложена спирална антена има далеко боље перформансе. Разлог за тако драстичне разлике у количини ресурса је просторни корак симулације Δ , који је са горње стране ограничен просторним кораком геометрије Δg . При прецизнијем $\Delta = 1$ mm перформансе ће бити исте па чак и боље за закрпа антену, међутим ако неко жели да изврши бржу симулацију, то неће моћи постићи са закрпа антенном. У симулацији антена и другим применама као што је микроталасна томографија Никвистова стопа реда величине 10 је задовољавајућа за добијање добре верности симулације. Овде приложена закрпа антена услед финог Δg просто има непотребно велику Никвистову стопу, тиме расипајући речунарске ресурсе. Уз све то предложена спирална антена има већи фреквентни опсег него поменута закрпа антена. Ако би била коришћена нека друга антена са облом геометријом, као на пример Вивалди, резултати би били још неповољнији. Овде долази до изражаја предност геометрије квадратне спиралне антене.

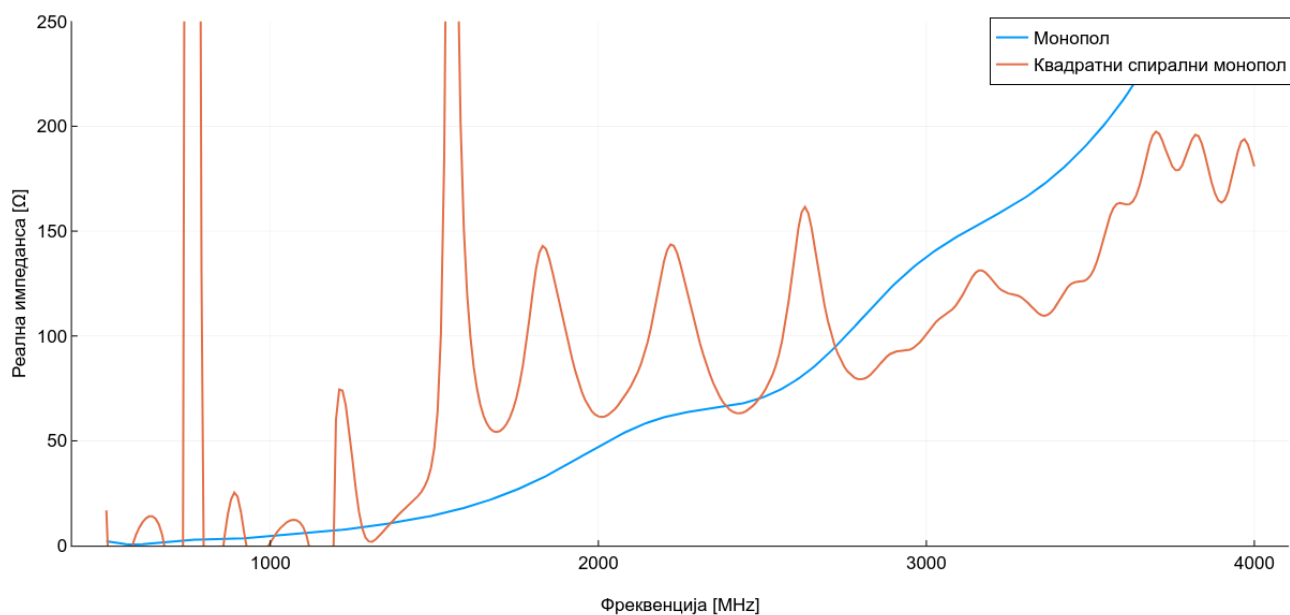
Као што је већ раније напоменуто, монопол антена се исто може верно моделовати са крупном решетком као и квадратна спирална антена, али је зато ускопојасност недостатак монопол антене.

5.3 Резултати симулације

Ради потврде прве и друге хипотезе овог рада, извршена је симулација предложене квадратне спиралне монопол антене, и иста је упоређена са монопол антенном. Опсег од интереса је 2 GHz-3 GHz, међутим симулација је вршена на опсегу 0.5 GHz-4 GHz како би се испитало понашање антена ван радног опсега. Димензија квадратне спиралне монопол антене су дате у Поглављу 4. Монопол антена је дужине 32 mm, па је електрична дужина те антене 0.43λ на 2 GHz што је приближно $\frac{\lambda}{2}$, најчешћој електричној дужини монопол и дипол антена. За обе антене је коришћена квадратна проводна потпора димензија 118 \times 118 mm. Оваква потпора је премала за прецизну симулацију, јер потпора би требала бити неколико таласних дужина, емулирајући бесконачну проводну раван, али је то димензија предложене коморе, па даје резултате верније онима у комори.

Основни параметри за поређење перформанси антена су њена импеданса и дијаграм зрачења. Из дијаграма зрачења се изводе бројне метрике. Осим што се горенаведене метрике користе за карактеризацију и поређење антена, такође се користе и за дебаговање

симулације и реализације самих антена.



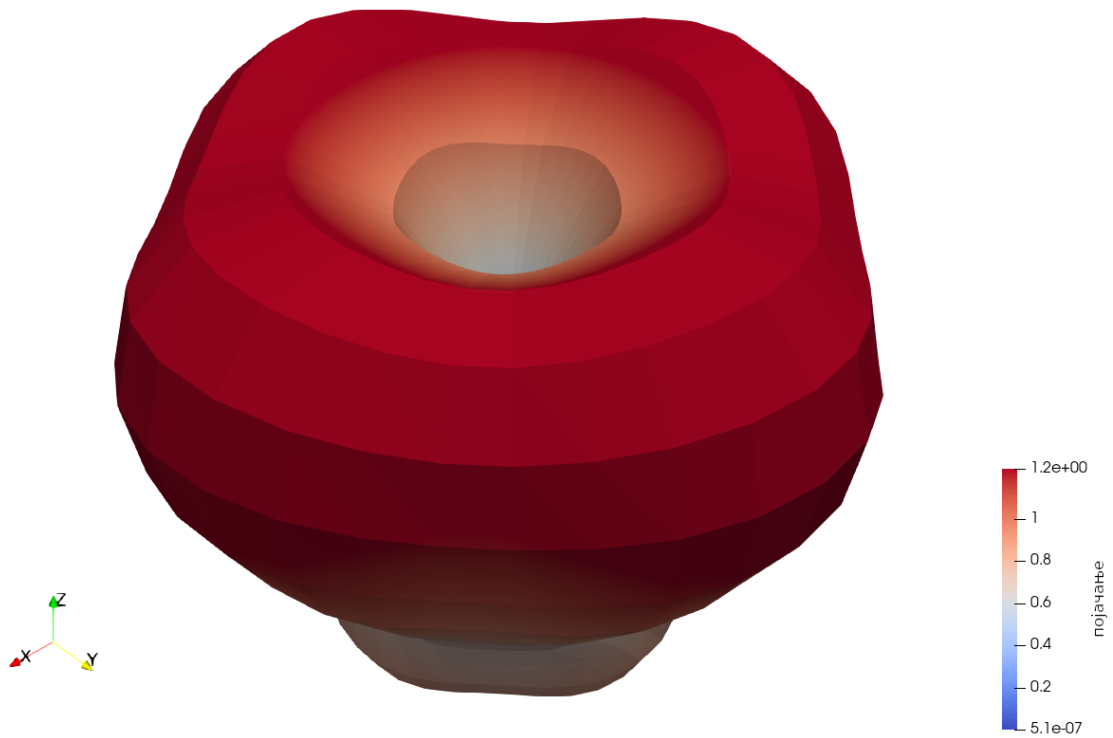
Слика 23: Реална импеданса: монопол и предложена антена

Неприлагођеност импедансе антене напајајућем воду доводи до рефлексије предајног таласа од антене, чиме се мања количина снаге испоручује антенном, па је тиме смањено појачање антене. Слика 23 приказује реалну импедансу између две горенаведене антене. Импеданса монопол антене расте док је импеданса предложене квадратне спиралне монопол антене између 50Ω и 150Ω , на опсегу од интереса (2 GHz-3 GHz). Импеданса монопол антене је без резонанци јер је иста монопол антена дужине мање од $\frac{5}{4}\lambda$ где се појављује прва резонанца. Квадратни спирални монопол има храпавију импедансу. Разлог за то је велик геометријски просторни корак Δg . Са мањим Δg импеданса постаје равномернија, али је наравно теже направити такву антену. С обзиром да је импеданса VNA 50Ω , обе антене су прилично неприлагођене, што доноси велике губитке. Квадратна спирална антена има додуше равномернију импедансу у опсегу од интереса, па се иста може прилагодити путем трансформатора. Монопол антена има растућу импедансу, коју је теже прилагодити.

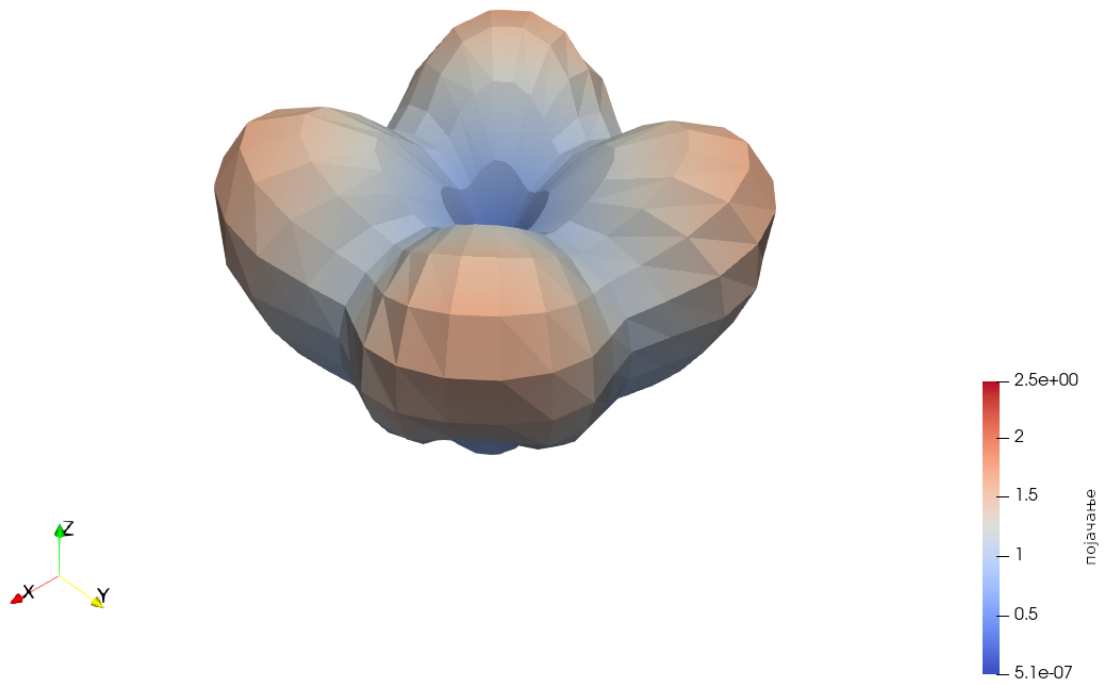
Дијаграм зрачења је тродимензионална представа појачања g , за нормализовану јачину поља око антене. Из дијаграма зрачења се може утврдити у којим правцима и којим интензитетом антена зрачи ЕМ таласе. Слика 24 и Слика 25 приказују зрачење монопол антене. Антена се налази у xy равни, док је нормала на антену z -оса. Може се приметити да је дијаграм зрачења левкаст, па стога зрачење није усмерено у нормали испред антене, већ је под неким углом. Ово је очекивано понашање монопол антене, пошто она зрачи подједнако у свим правцима око нормале.

Слика 26 и Слика 27 приказују зрачење предложене квадратне спиралне монопол антене. Слика 26 има симетричан дијаграм зрачења и одлично усмерење, што су пожељне карактеристике за антену. Међутим, дијаграм зрачења са Сlike 27 је нагнут на једну страну, али и даље са јаким усмерењем. Могућа последица овог нагнућа је та што је антена монопол. Квадратна спирална дипол антена нема нагнућа у дијаграму зрачења. Са горепостављене 4 слике зрачења може се видети да монопол антена има мање усмерење. Из ових дијаграма зрачења може се закључити да квадратна спирална монопол антена поседује боље особине од монопол антене.

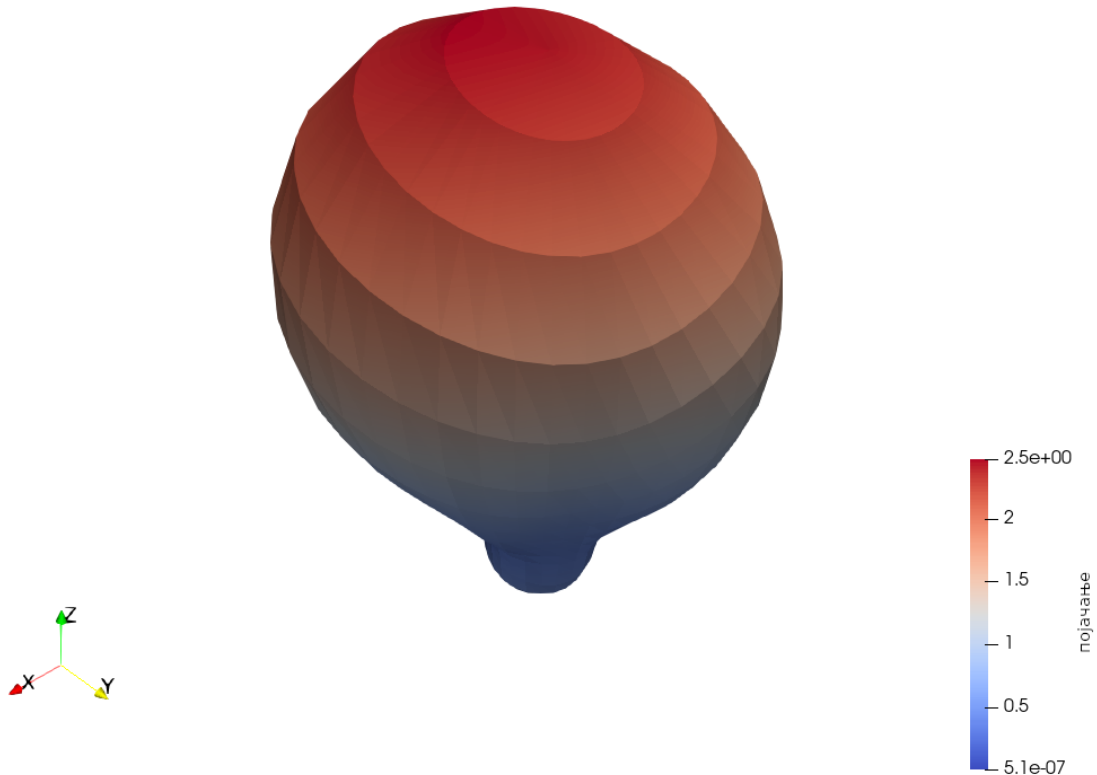
Основне метрике које се изводе из дијаграма зрачења су:



Слика 24: Дијаграм зрачења: монопол на 2 GHz



Слика 25: Дијаграм зрачења: монопол на 3 GHz



Слика 26: Дијаграм зрачења: квадратни спирални монопол на 2 GHz

- ефикасност антене η ,
- усмереност D , и
- појачање антене G .

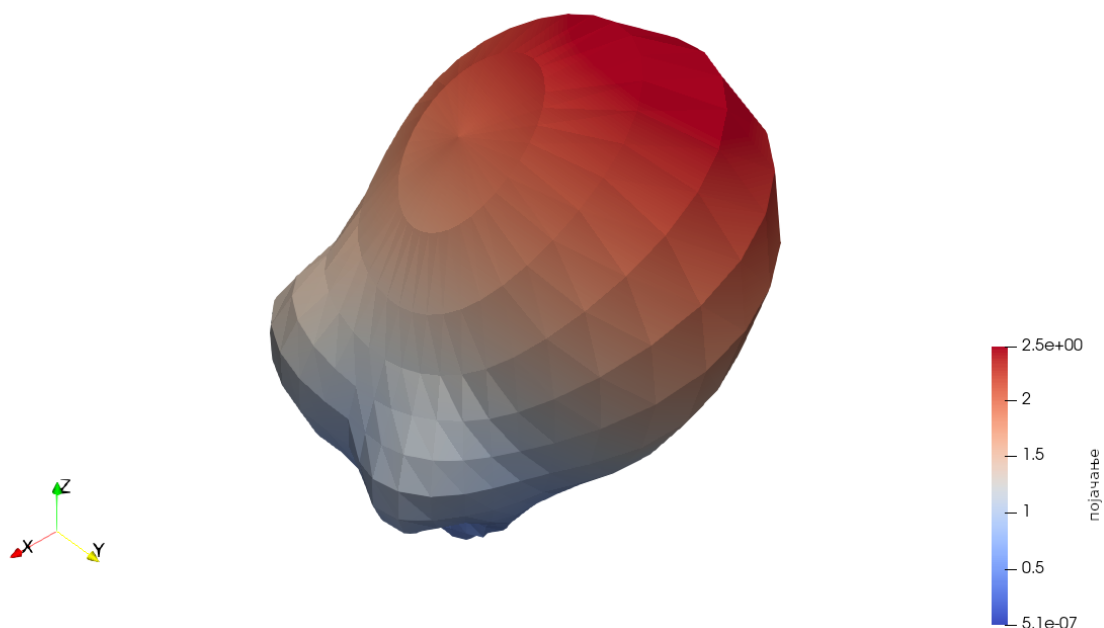
Све три метрике су скалари. Ефикасност η је количник емитоване снаге и снаге на улазу у антену. Усмереност D представља вредност врха највећег тј. главног режња дијаграма зрачења. Појачање антене G се дефинише као:

$$G = \eta D \quad (30)$$

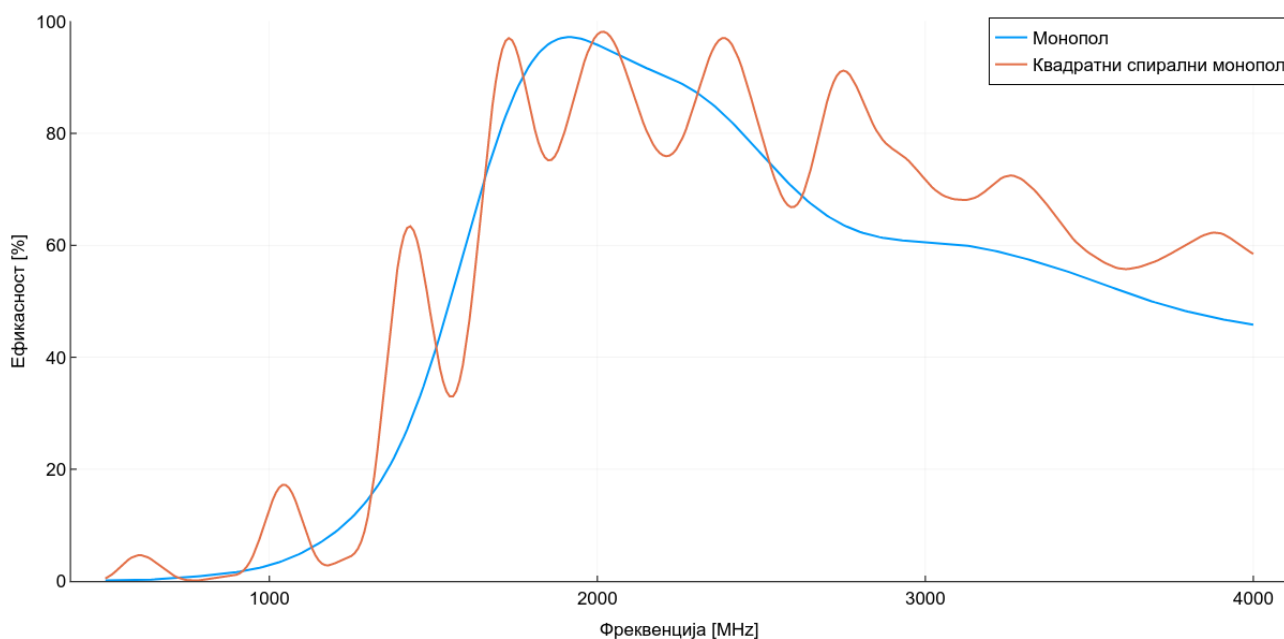
Треба напоменути да према [354] ефикасност и усмереност антене имају теоријски лимит дефинисан аналитичком формулом и зависе од типа антене.

Слика 28 приказује ефикасност монопол и предложене квадратне спиралне монопол антене. Обе антене имају највећу ефикасност на фреквенцији од око 2 GHz. Испод 2 GHz је ефикасност изузетно мала. Ово је очекивано, јер је предложена антена дизајнирана за радни опсег од 2 GHz до 9 GHz, док монопол антена има највеће појачање за $\frac{\lambda}{2}$ на око 2 GHz. Изнад 2 GHz ефикасност полако опада у опсегу од интереса (2 GHz-3 GHz) предложена антена има ефикасност око 80% и таласаста је. Као и у случају импедансе, ефикасност је таласаста услед великог Δg .

На Слици 29 је приказана усмереност антена. Предложена антена има усмереност између 7 dBi и 9 dBi у опсегу од интереса. Иако је ова антена дизајнирана са најнижом радном фреквенцијом од око 2 GHz, са исте Слике 29 може се приметити да је колена на нижој



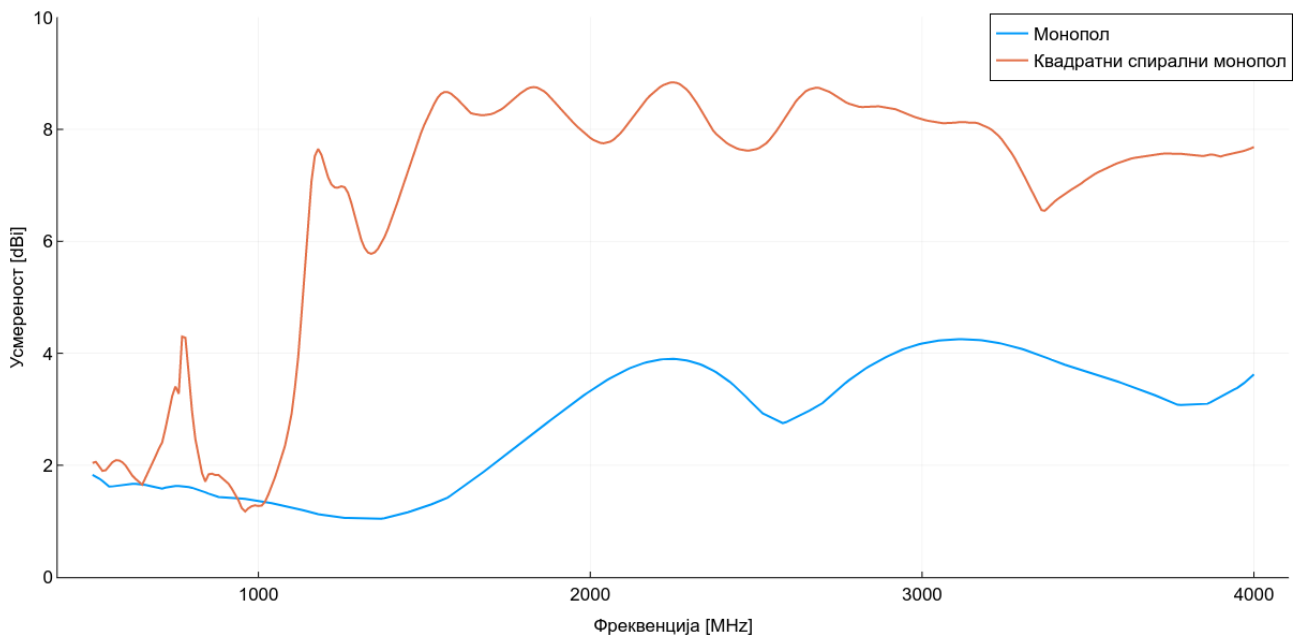
Слика 27: Дијаграм зрачења: квадратни спирални монопол на 3 GHz



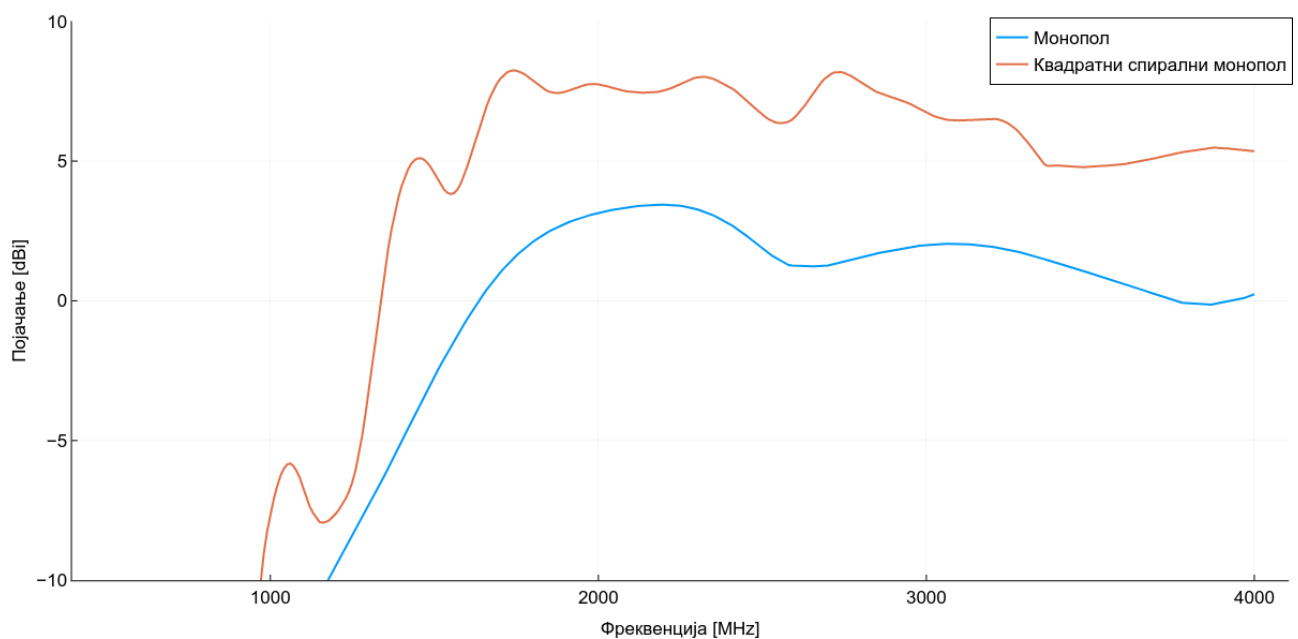
Слика 28: Ефикасност η : монопол и предложена антена

фреквенцији. Разлог за то је дисперзија FDTD алгоритма, где услед ограничене стопе узорковања, објекти изгледају електромагнетно већи и тиме се карактеристике померају према нижој фреквенцији. Изнад опсега од интереса тј. 3 GHz усмереност је и даље висока, јер је горња радна фреквенција око 9 GHz. Монопол антена има усмереност између 2 dBi и 4 dBi. Тиме предложена антена има већу усмереност од монопол антене.

Слика 30 приказује појачање антена. Предложена антена има појачање око 7 dBi на



Слика 29: Усмереност D : монопол и предложена антена



Слика 30: Појачање антене G : монопол и предложена антена

опсегу од интереса, и преко 5 dBi на ширем опсегу. Монопол антена има појачање око 2 dBi. И овде се може видети колено пропусног опсега на 2 GHz. У случају да се монопол антена скрати или смањи пречник квадратне спиралне антене, колена ће се померити на вишу фреквенцију.

Табле 10 приказује ефикасност, усмереност и појачање, на три фреквенције од значаја. На основу ових резултата, може се закључити да квадратна спирална монопол антена има боље карактеристике него монопол, барем у отвореном простору тј. ван коморе.

Даље перформансе антене се могу сагледати на основу резултата симулације целокупне коморе. Иако се у микроталасној томографији осим амплитуде користи и фаза као улаз за инверзију, у овом раду није представљана фаза, услед потешкоћа са правилним приказом и поређењем исте. Амплитуда и фаза се такође могу представити путем Смитовог

Табела 10: Перформансе зрачења монопол и квадратне спиралне монопол антене

f	монопол антена			квадратна спирална монопол антена		
	η	D	G	η	D	G
GHz	%	dBi	dBi	%	dBi	dBi
2	95	3.33	3.14	98	7.85	7.75
3	61	4.17	2.00	72	8.17	6.73
4	46	3.62	0.24	58	7.68	5.35

дијаграма (енгл. Smith Diagram), међутим, за конкретни случај ове коморе, исти је веома нечитак. Из горенаведених разлога дати су дијаграми само амплитуде. Амплитуда је дата релативно у dB као однос снаге пријемног и предајног таласа. Највећа вредност амплитуде је 0 dB што значи да је сва предана енергија и примљена, док најнижа вредност иде у $-\infty$ dB што означава да ништа од предане енергије није примљено. Поређење је вршено углавном на опсегу 0.5 GHz-4 GHz, на дискретним фреквентним тачкама са растојањем од 10 MHz, укупно 351 фреквенција. При симулацији једна антена је предајник, док су 3 антене пријемници. Дата су три параметра расејања:

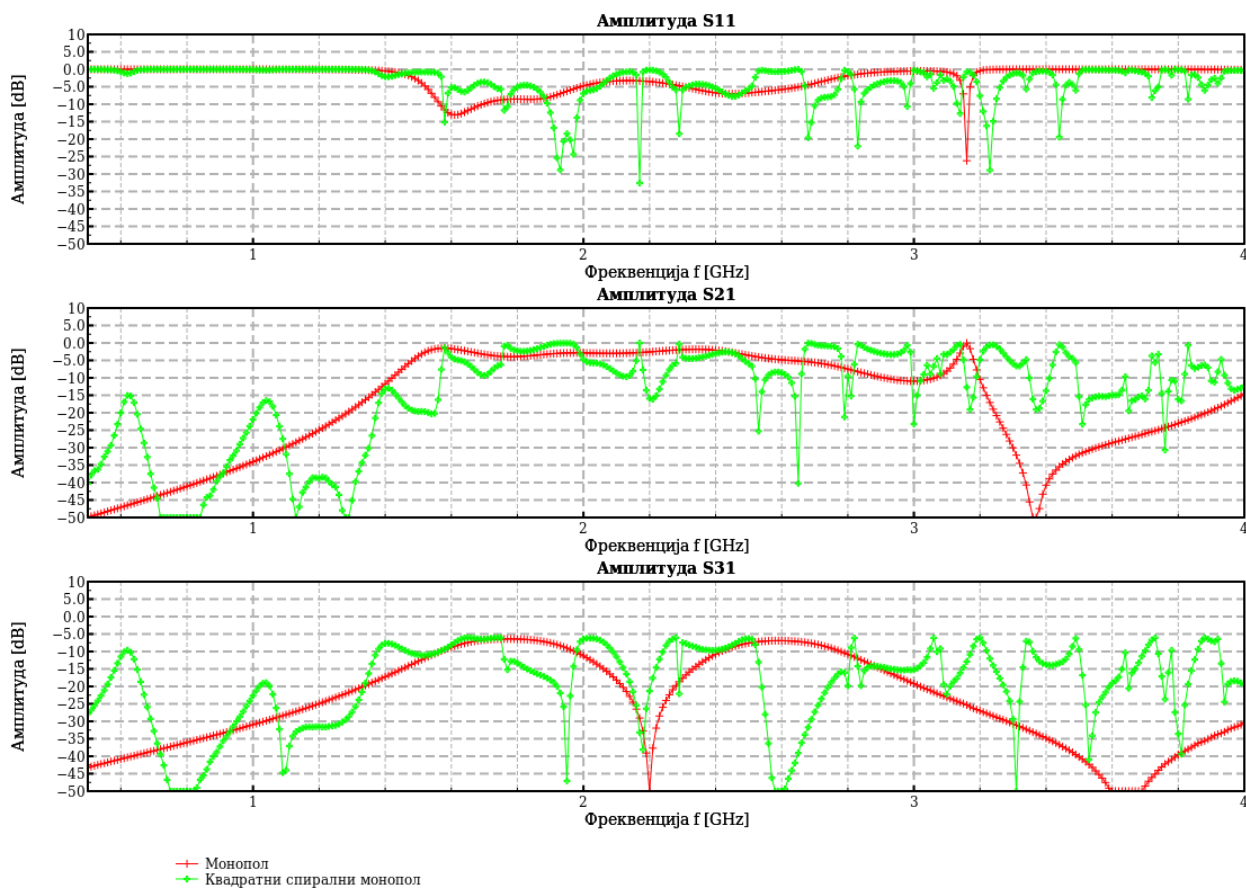
- S_{11}^{10} - Рефлексија предајне антене,
- S_{21} - Спрегнутост са наспрамном антеном,
- S_{31} - Спрегнутост са антеном са стране.

Параметар S_{41} тј. спрегнутост антене са друге стране није дат, јер је исти сличан S_{31} параметру, услед закона реципроцитета у електромагнетици и симетричности коморе. С обзиром да је комора затворена, услед закона одржања енергије тј. првог Кирхофовог закона, збир ова 4 параметра треба да буде 0 dB.

Из S_{11} параметра могу се извући информације које фреквенције се могу користити за скенирање. За овај параметар пожељна је што мања вредност тј. да рефлексија буде што мања тј. трансмисија што већа. На фреквенцијама где је амплитуда 0 dB антена је неупотребљива, јер сва енергија бива рефлектована од антене према извору сигнала тј. ништа се не одашиље на друге антене. Рефлексија је мала тј. трансмисија велика обично на неким резонантним фреквенцијама.

Да би се уврдила друга хипотеза постављена у овом раду, било је потребно проверити перформансе предложене антене унутар коморе. Ради постизања тог циља, извршена је симулацију коморе са квадратном спиралном монопол антеном да би се могла анализирати перформанса преко спрегнутост. Слика 31 приказује резултате симулације коморе са квадратном спиралном монопол антеном као и резултате симулације коморе са монопол антеном ради поређења. Имајући то у виду, може се видети да предложена квадратна спирална монопол антена има трансмисију у ширем опсегу и вишеструке резонанце. На истој Слици 31 се из S_{21} параметра може видети како спрегнутост опада испод 1.6 GHz, док се из S_{11} види да испод 1.4 GHz антена нема трансмисије. Слично као и са појачањем антене са Слике 30 где испод 2 GHz антена има слабију трансмисију, тако се и овде из параметара расејања може видети неупотребљивост антене на нижим фреквенцијама. Из овога се може видети како се особености антене у слободном простору пресликавају на антену

¹⁰На слици S_{11} је означено са S_{11} , услед ограничења библиотеке за исцртавање графика.



Слика 31: Спрегнутост у комори: монопол и предложена антена

унутар коморе. С друге стране монопол антена, има само 1 резонантну фреквенцију око 3.15 GHz (која је чак изван опсега од интереса) и сличну ако не и лошију трансмисију од предложене антене. Монопол антена изнад горепоменуте резонанце има слабу трансмисију. Из свега горенаведеног се може закључити да предложена антена у односу на монопол има боље карактеристике и унутар коморе.

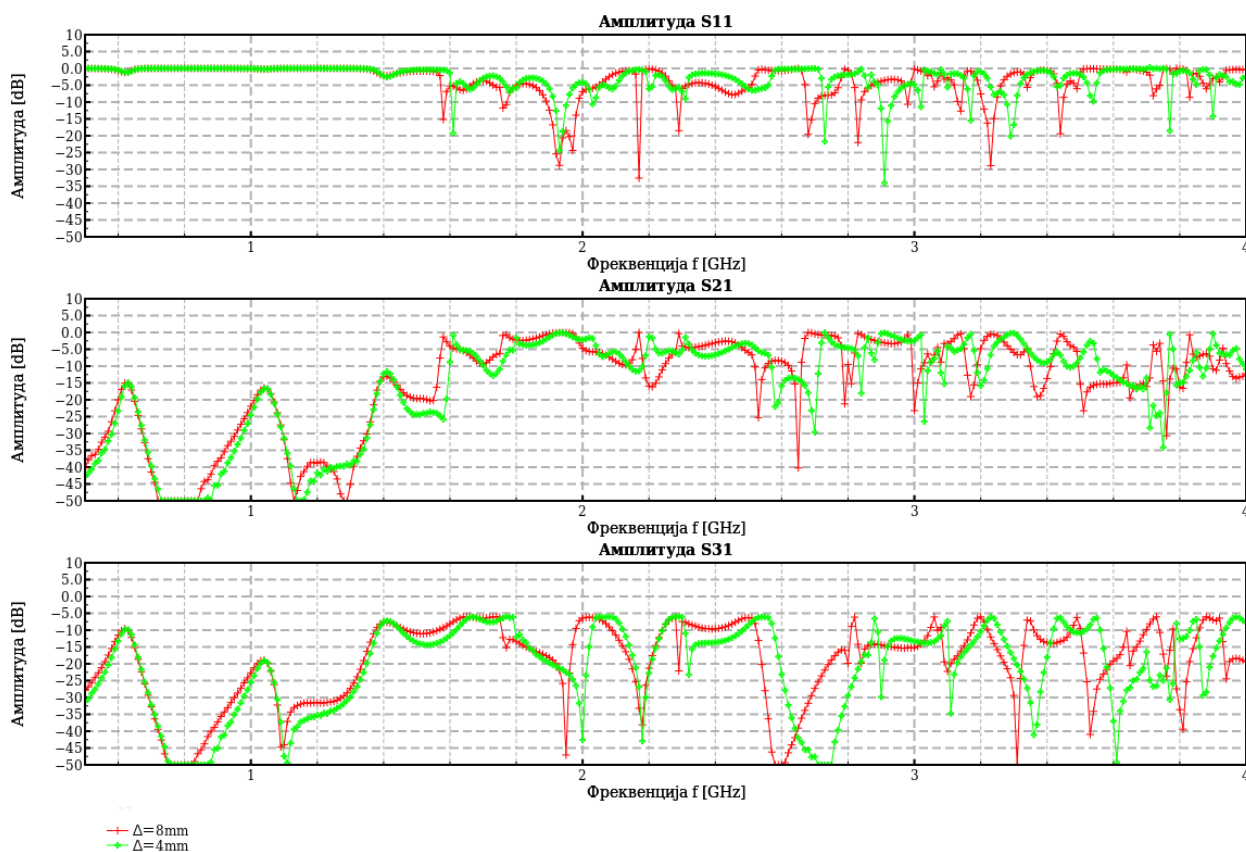
Нажалост, квадратна спирална монопол антена није широкопјасна, како је било очекивано, међутим има далеко већи број резонантних фреквенција него монопол антена и неке друге које се могу наћи у литератури. Без улажења у детаље, квадратна спирална монопол антена је поређена са квадратном спиралном дипол антенном и добијени су слични резултати. Квадратна спирална дипол антена је детаљно описана у [47].

Слика 32 приказује ефекат просторног корака симулације Δ . Услед мањег корака, стопа узроковања је већа, па тиме нумеричка симулација прецизнија. Услед тога, долази до компензације дисперзије. То се на слици очитује тиме што су резонанце померене ка вишим фреквенцијама. Резултат мањег Δ је релативно мали, али су рачунарски захтеви вишеструко већи.

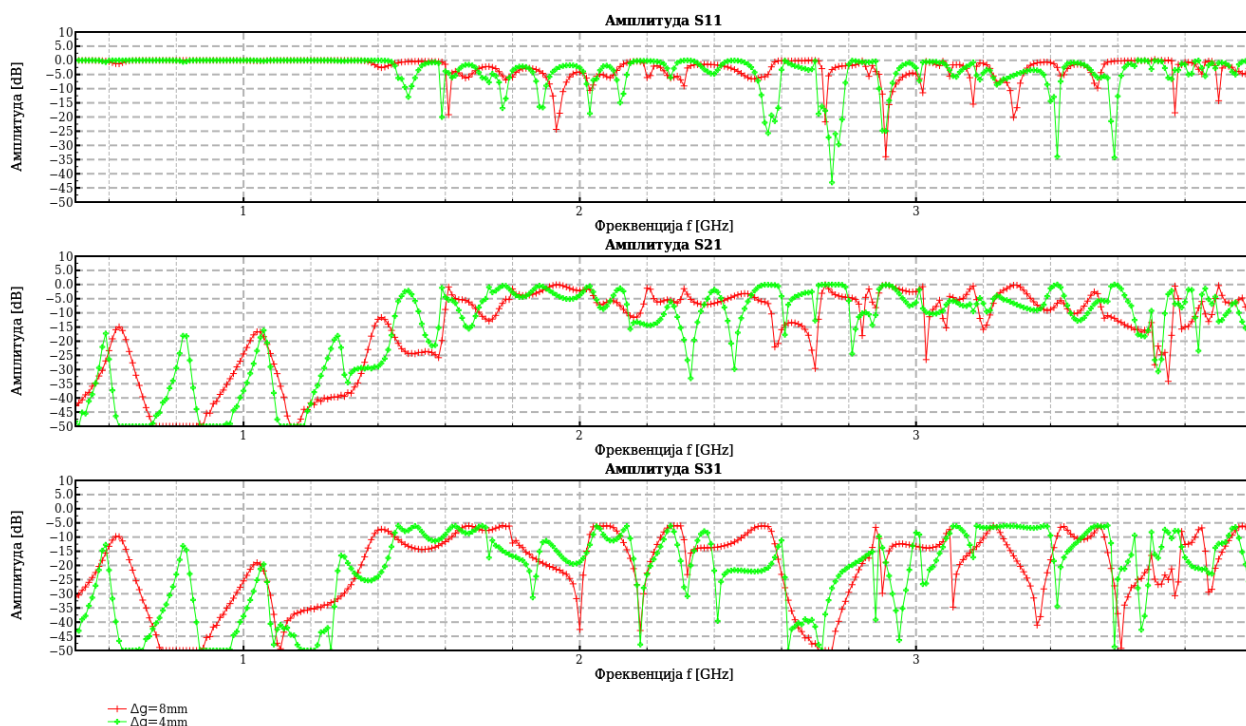
Слика 33 приказује ефекат смањења просторног корака геометрије Δg . При нижем Δg постоји више резонанци.

5.4 Верификација физичке реализације

Да би се потврдила трећа хипотеза, физички је реализована предољена комора, измерена је и упоређена са симулацијом. Као и у претходном поглављу поређење је вршено преко параметара расејања (енгл. Scattering parameters - S-parameters) тј. преко спрегнутости између антена.



Слика 32: Предложена антена са различитим просторим корацама симулације



Слика 33: Предложена антена са различитим просторим корацама геометрије

Пошто је у овом раду од интереса софтверски модел коморе, а не целокупно окружење за микроталасну томографију које би могло да врши скенирање, реализована је поједностављена комора. Комора садржи свега 4 антене, комплетно је затворена, са метализованим зидовима, без апсорпционих материјала. Слика 34 приказује изглед унутрашњости



Слика 34: Изглед унутрашњости коморе од горе

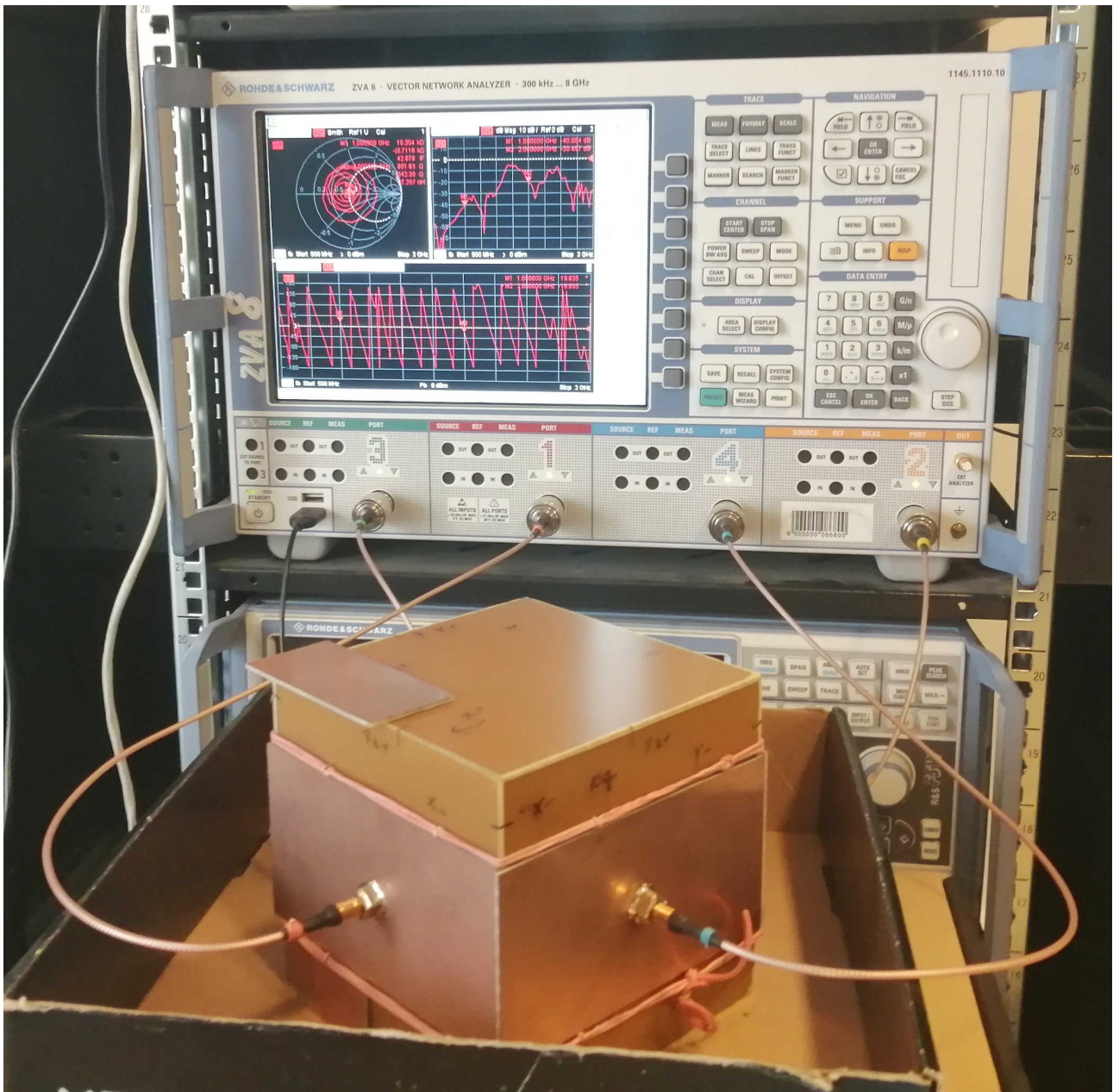
коморе од горе, са отвореним поклопцем. Слика 35 приказује исту комору под углом. На горенаведене две слике могуће је видети 4 квадратне спиралне монопол антене. Антене су израђене од бакарне жице пречника 0.5 mm. Антене су прикључене на конектор на зиду коморе. са друге стране зида коморе је SMB конектор за који се прикључује коаксијални кабл. Иако је SMA конектор популарнији за дату употребно, ипак је изабран SMB ради



Слика 35: Изглед унутрашњости коморе под углом

бржег прикључивања, јер SMA конектор мора да се заврне. Зидови коморе су израђени од лепљених једнослојних FR4 плоча. Димензије коморе су дате у Поглављу 4.2, а антене у Поглављу 4.1.

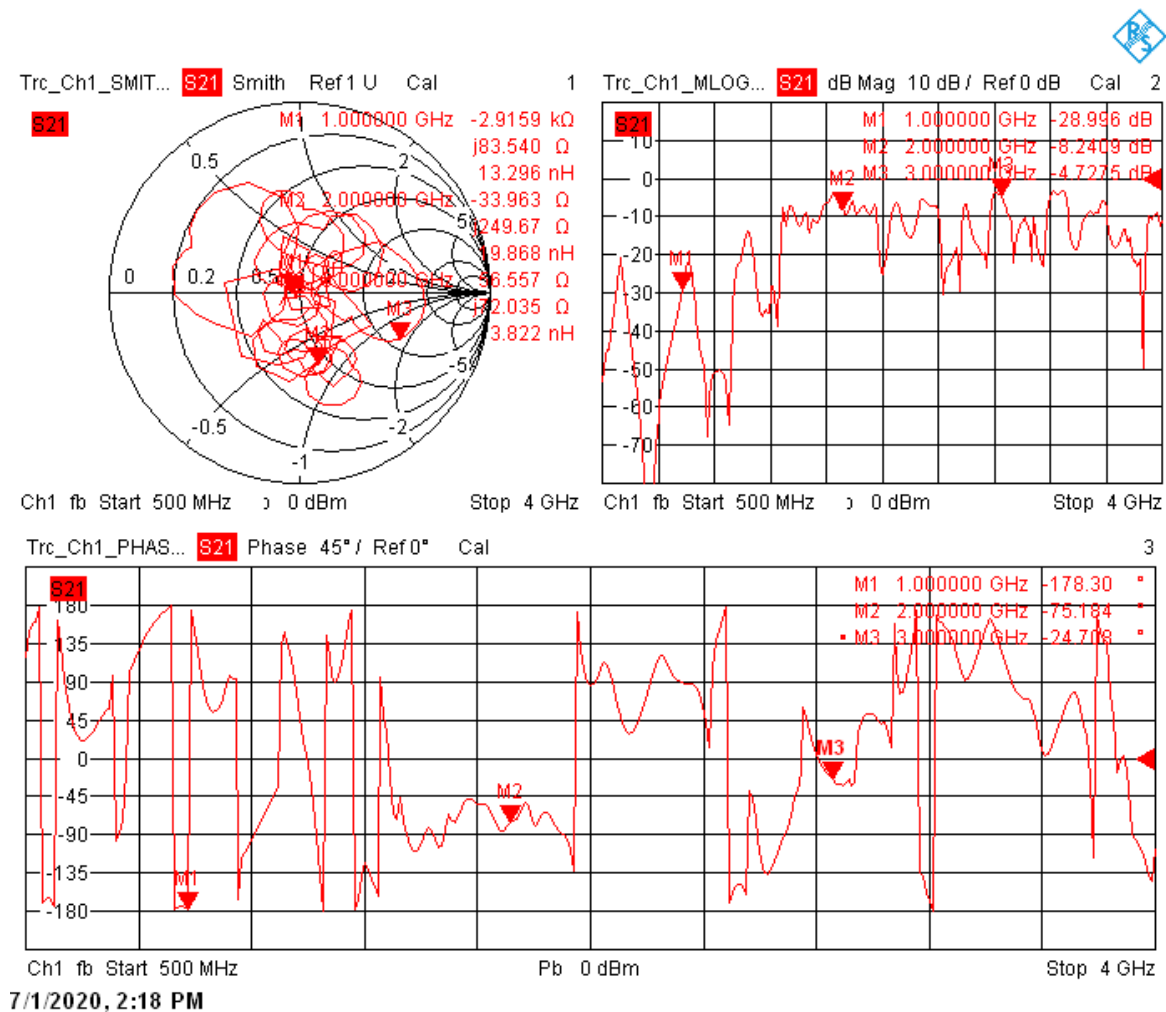
Спрегнутост антена се мери коришћењем векторског мрежног анализатора (енгл. Vector Network Analyser - VNA). За потребе овог истраживања коришћен је 4-канални векторски мрежни анализатор ZVA8 компаније Rohde & Schwarz [81] [400]. Пошто



Слика 36: Комора и мерни уређај

коришћени VNA има 4-канала на сваки канал је везана једна од 4 антене. Слика 36 приказује затворену комору и VNA повезане коаксијалним кабловима. SMB конектор на комори је повезан са конектором N типа на VNA путем специјално израђених коаксијалних каблова за дату употребу. Иако сам VNA преко конектора N типа постиже радну фреквенцију до 8 GHz, SMB конектори и коаксијални кабл ограничавају радну фреквенцију на 4 GHz, што је довољно за потребе овог истраживања.

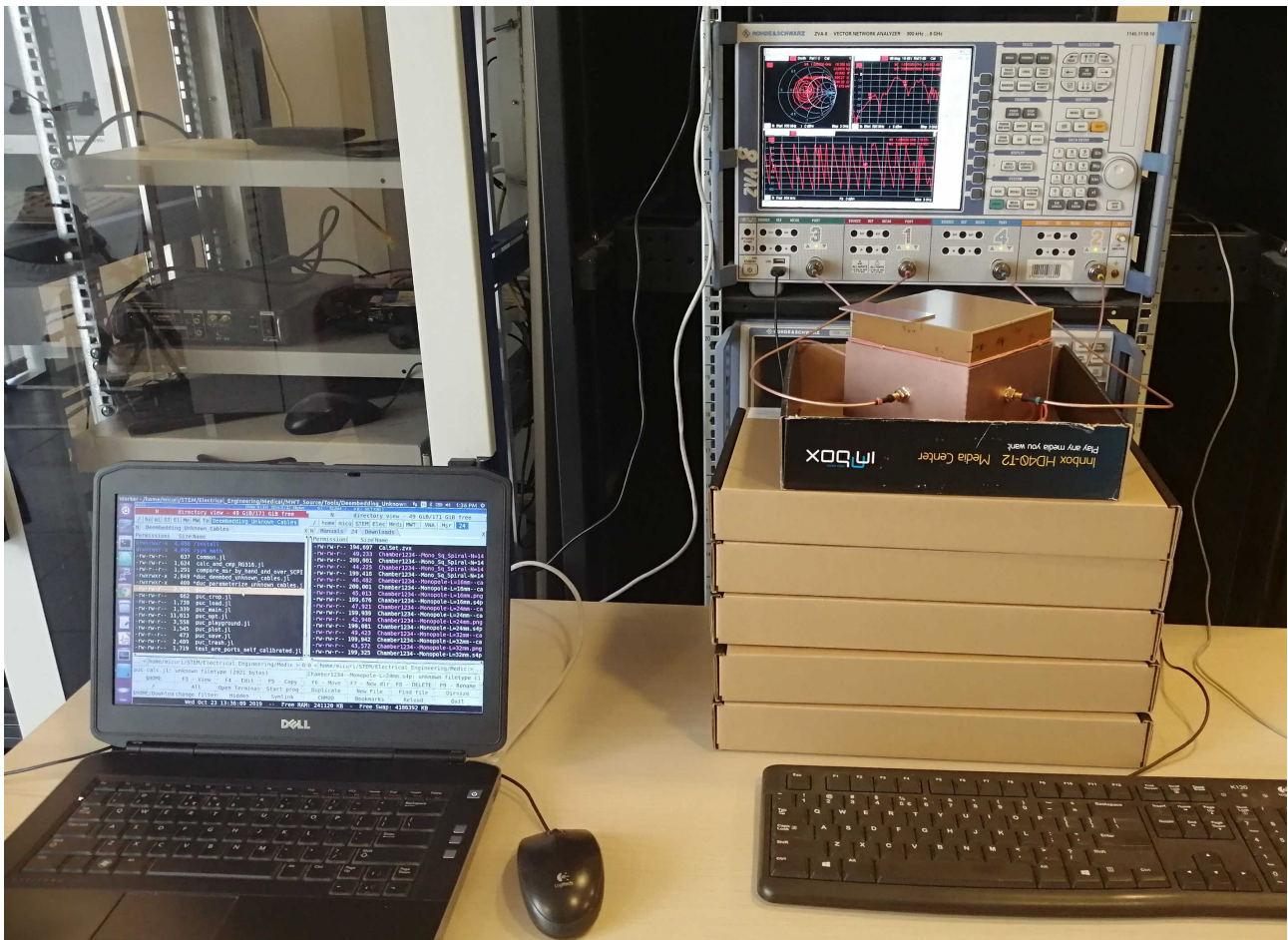
Резултати мерења се могу приказати на екрану самог VNA уређаја. Слика 37 приказује визуализацију спегнутости између наспрамних антена у комори. У горњем реду лево је Смитов дијаграм, а десно амплитуда, док је доле представљена фаза. Пошто су резултати мерења на VNA уређају изузетно обимни да би били ручно записивани, VNA нуди могућност да се резултати мерења сачувају на уграђени управљачки рачунар истог уређаја, а одатле да се пребаце путем мреже или USB уређаја масовног складиштења. Параметри се чувају у Touchstone формату датотеке, који је стандардан за ту сврху. Touchstone датотеке имају екстензију *.s2p* за дво-приступну мрежу, као што су каблови према комори, или



Слика 37: Визуализација мерења на VNA уређају

пак *.s4p* за четворо-приступну мрежу као што је предложена комора. Touchstone датотека чува параметре за сваку фреквенцију на којој је вршено мерење. У Touchstone датотеци параметри могу бити представљени путем амплитуде и фазе, или пак комплексног броја, како је изабрано у овом раду. Боља алтернатива од чувања параметара на VNA уређају је коришће удаљеног управљања мерењем и читавања резултата мерења. За то се користи специјални језик стандардних команди за програмабилне инструменте (енгл. Standard Commands for Programmable Instruments - SCPI). Раније је коришћена IEEE-488 тј. GPIB магистрала за повезивање мерних уређаја са рачунаром, међутим услед проблема повезивања ове магистрале на модерне рачунаре, данас се користи софтверска архитектура виртуалног инструмента (енгл. Virtual Instrument Software Architecture - VISA). VISA је апликацијска програмска спрега (енгл. Application Programming Interface - API) која омогућава униформан програмски приступ мерном уређају, без обзира на физички и трансакциони слој комуникације, који може бити LAN, USB, RS-232. У овом раду су VNA и рачунар повезани на исту LAN мрежу и путем VISA спреге рачунар може подесити и покренути калибрацију и мерење, као и додати резултате мерења. Слика 38 приказује комплетну мерну поставку, која укључује комору, VNA мерни уређај, и рачунар (лаптоп).

Да би се калибрације и мерења аутоматски извршили, написани су посебни програми тј. скрипте, ослањајући се на VISA спрегу. Дрasticно је смањено време и напор при калибрацији и мерењу, и притом је умањена могућност појаве непримећене системске грешке при мерењу. Скрипте за рад са VISA спрегом су написане у Python програмском језику. Ове скрипте обављају следеће операције:



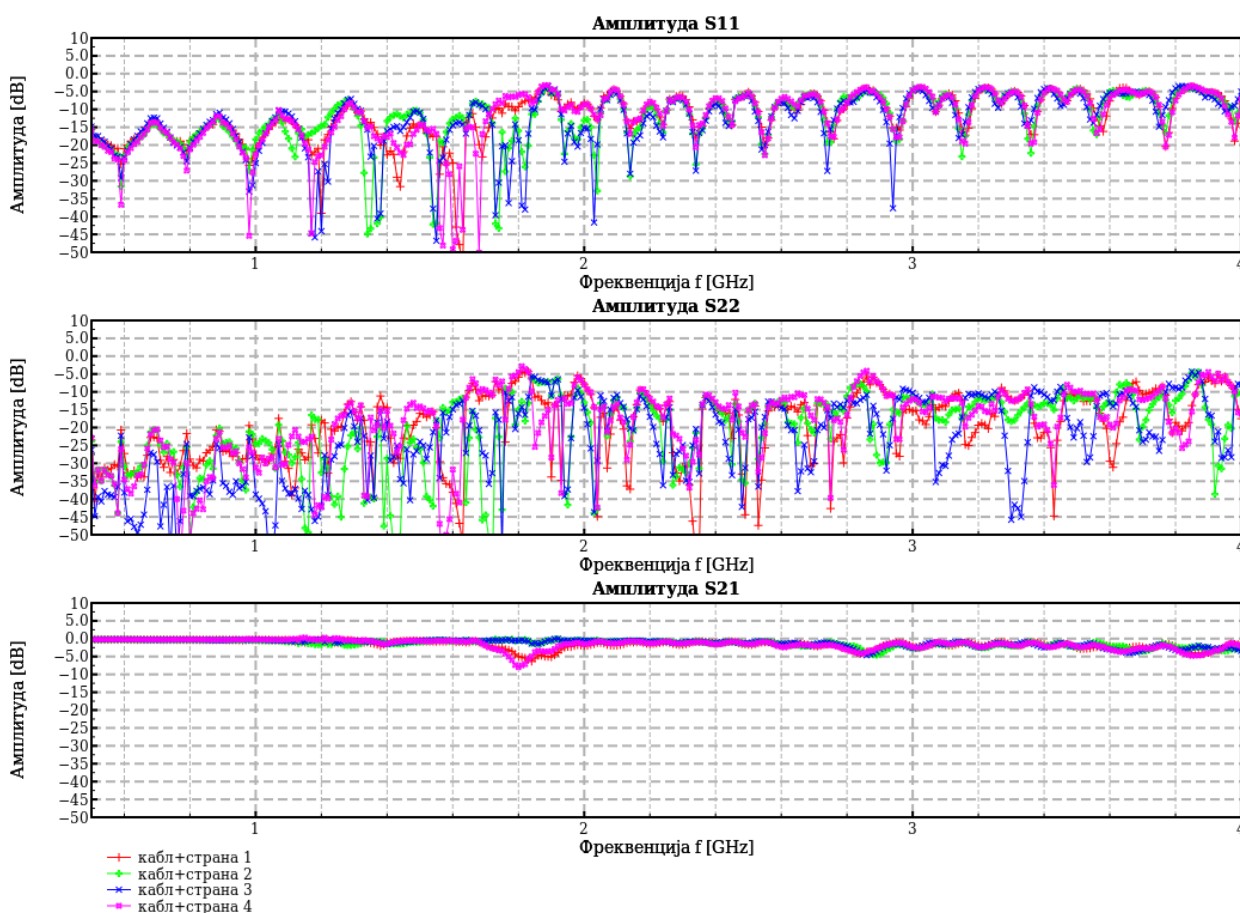
Слика 38: Комплетна мерна поставка

- подешавање VNA (рецимо фреквентног опсега),
- калибрација,
- покретање мерења,
- визуелизација резултата путем графова на VNA,
- сликање графова и пренос слике са VNA на рачунар,
- пренос параметара на рачунар,
- чување параметара у Touchstone датотеке.

Даље процесирање и визуелизација параметара ради се преко скрипти написаних у програмском језику Џулија.

Уз ZVA8 VNA постоји и калибрациона јединица (енгл. Calibration Unit) ZV-Z51 компаније Rohde & Schwarz. Као и VNA ова калибрациона јединица исто има конекторе N типа. Калибрациона јединица служи да би се сва кашњења и слабљења у водовима VNA уређаја и кабловима измерили и унели у рачун при мерењу. На тај начин се на конектору везаном за калибрациону јединицу поставља раван калибрације. Тако се могу добити тачни параметри расејања тј. импеданса, рефлексација или спрегнутост. Међутим ова калибрациона јединица није довољна за калибрацију мерне поставке. Разлог за то је тај што се користе конектори SMB типа. Набавка друге калибрационе јединице је скупа, док прављење нове калибрационог комплета а камоли калибрационе јединице по свом обиму и комплексности

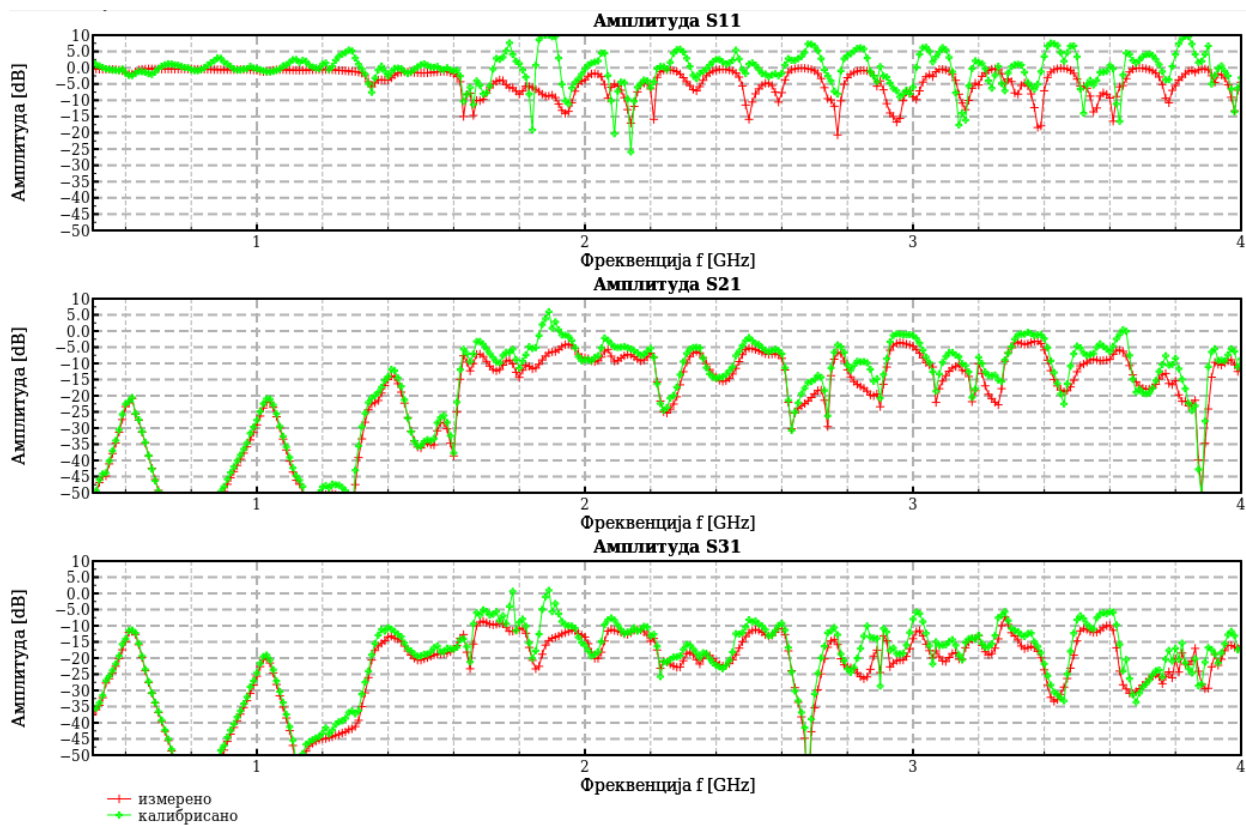
превазилази оквире овог рада. Додатни изазов за калибрацију представљају конектори на комори. Калибрациона јединица поставља раван калибрације између два конектора. Међутим, овде је од интереса имати раван калибрације на почетку антене, испред SMB конектора на комори. Ако се конектор не урачуна у калибрацију, онда је потребно укључити конектор у симулацију, што је изузетно комплексан задатак. Стога је неопходно развити алтернативни начин калибрације. Предлог је да се повезују конектори на равни почетка антене у разним комбинацијама. Са четири кабла се добија 6 комбинација. Мерењем тако повезаних комбинација каблова добијају се параметри расејања серијски повезаних каблова, чији су сами параметри расејања непознати. Тиме се добија систем са 4 непознате матрице параметара расејања и 6 једначина. Овај систем се решава инверзијом, јер није могуће аналитички добити затворен облик. Након инверзије добија се матрица параметара расејања за сваки од 4 кабла са њима одговарајућим конектором на страници коморе. Ови параметри се даље могу користити за калибрацију коморе. Изглед амплитуде таква 4 кабла са страницама је дат на Слици 39. Пошто каблови и конектор имају мало слабљење,



Слика 39: Каблови и странице коморе за калибрацију

амплитуда је уједначена и приближна 0 dB, тако да не постоји велика потреба за калибрацијом исте. Корист овакве калибрације је поправка фазног помераја каблова. Слика 40 приказује разлику између измерених и калибрисаних параметара коморе. Услед шума при мерењу који је појачан неодређеношћу у инверзији и нумеричким шумом, калибрисана амплитуда је делом деградирана. Понекад, иста калибрисана амплитуда прелази изнад 0 dB, што није физички могуће за пасивно коло као што је коаксијални кабл. Из тог разлога у овом раду је избегнута оваква калибрација. Услед неупотребљивости некалибрисане фазе, изабрано је коришћење само амплитуде у анализи резултата.

На Слици 41 је приказана монопол антена у предложеној комори, док Слика 42 приказује предложену антену у истој комори. На обе слике се приказују амплитудски параметри

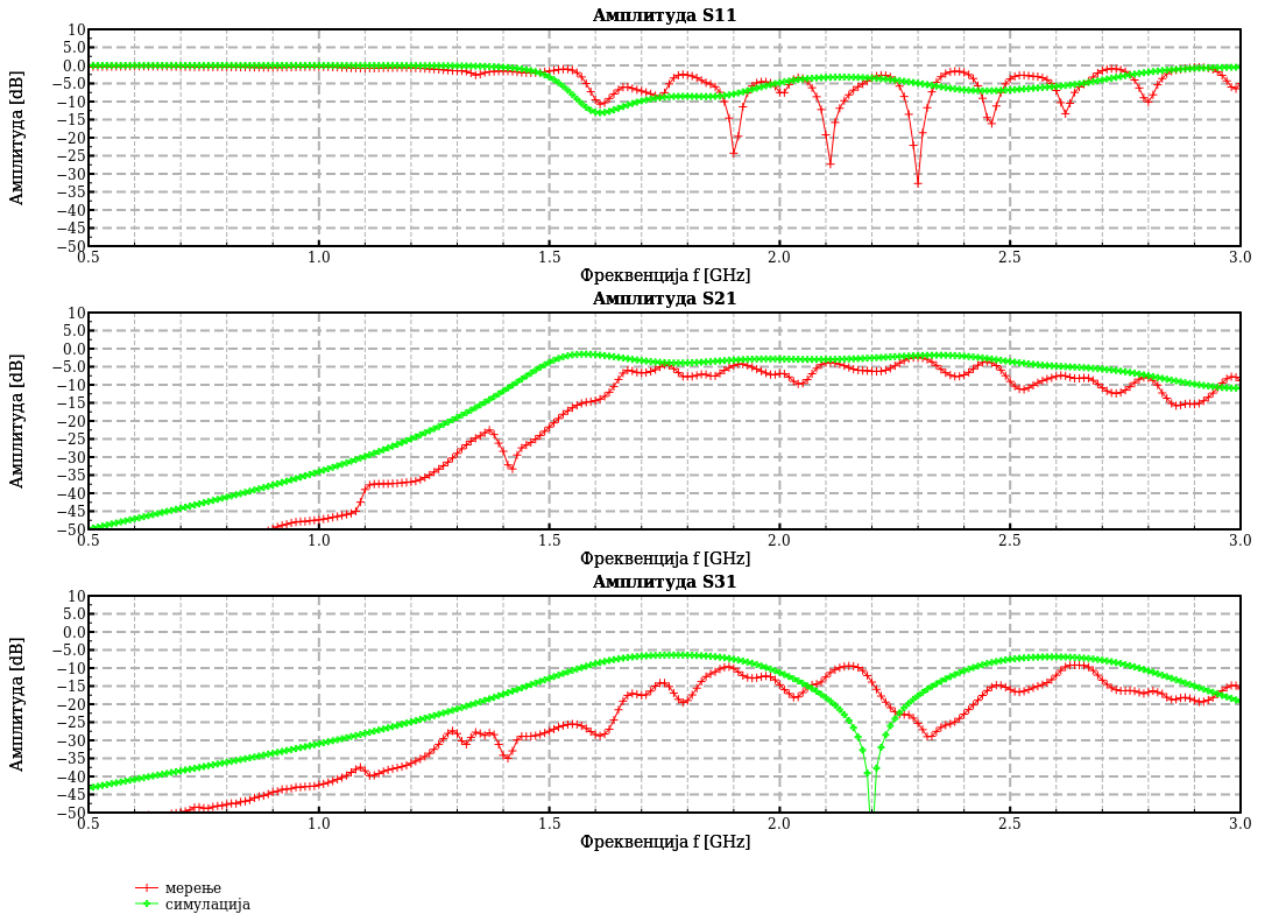


Слика 40: Измерени и калибрисани параметри коморе са предложеном антенном

мерања и симулације. Може се приметити да постоје сличности у одзиву. Основна разлика се очитава у томе да су у одзиву одлике, поготово резонанце, у симулацији померене на ниже фреквенције. Примера ради, на S_{21} параметру предложене антене нагиб који на 1.6 GHz при мерењу је на 1.55 GHz при симулацији. Или пак на истом графикау 2 резонанце на 2.2 GHz и 2.35 GHz при мерењу са слабљењем у облику слова V су исто тако померене у симулацији на 50-так MHz наниже. Још један пример је велика резонанца на S_{31} параметру монопол антене са 2.33 GHz при мерењу смакнута на 2.2 GHz при симулацији. Смицање и непоклапање долази до изражаја поготово на вишим учестаностима. Монопол антена је једноставнија, па је и сам одзив простији у односу на предложену антену. Иако је предложена антена UWB, унутар коморе се губи ова широкопојасност. Међутим иста антена ипак има вишеструке резонантне учестаности на којима се може употребити. Друге антене обично имају једну или две радне учестаности, тако да предложена антена и даље има предност.

Један од разлога смицања особности антена је дисперзија у симулацији. Као што је већ поменуто, дисперзија се може компензовати финијим просторним кораком симулације Δ . Још један начин је мало смањење пермитивности материјала, у овом случају слободног простора унутар коморе. На тај начин се повећава брзина ЕМ таласа у комори, чиме се смањује електрична димензија објеката у коморе (и саме коморе). Ова метода није савршена, јер компензација дисперзије је најизраженија на једној фреквенцији, док је на осталим слабија. Стога се за компензацију дисперзије обично бира фреквенција у средини радног опсега. Слика 43 приказује ефекат компензације дисперзије на симулацију коморе са предложеном антенном. Приказани су увеличани детаљи око резонанци. Да се приметити да су резонантне фреквенције најближе измереним са степеном компензације дисперзије од око 0.97.

Осим графичком представом, одзив коморе је поређен и нумерички. У овом раду су коришћене три метрике за поређење, а њихове функције су:



Слика 41: Мерење и симулација коморе са монопол антенном

- Корен средње квадратне грешке (енгл. Root Mean Square Error - RMSE):

$$RMSE(\mathbf{m}, \mathbf{s}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\mathbf{m}_i - \mathbf{s}_i)^2}{N}} \quad (31)$$

- Нормализована квадратна грешка (енгл. Normalized Squared Error - NSE):

$$NSE(\mathbf{m}, \mathbf{s}) = \frac{\sum_{i=1}^N (\mathbf{m}_i - \mathbf{s}_i)^2}{\sum_{i=1}^N \mathbf{m}_i^2} \quad (32)$$

- Средња апсолутна разлика (енгл. Mean Absolute Difference - MAD) по бесконачној норми:

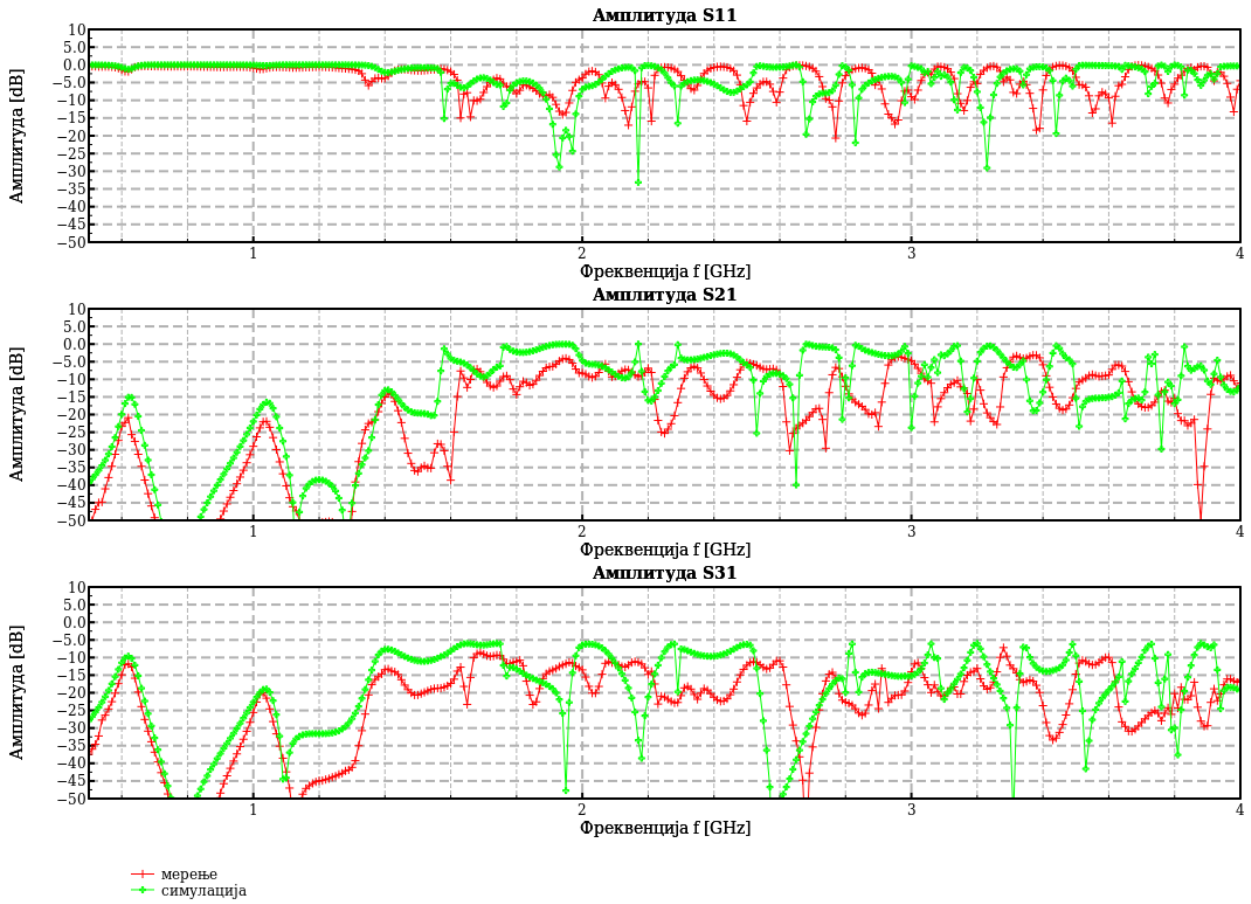
$$MAD_{\infty}(\mathbf{m}, \mathbf{s}) = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{|\mathbf{m}_i - \mathbf{s}_i|}{\max(|\mathbf{m}_i|, |\mathbf{s}_i|)}}{N} \quad (33)$$

Где је \mathbf{m} вектор измерених података, док је \mathbf{s} вектор симулраних података, i је индекс елемента вектора где је сваки од елемента узоркован на одређеној фреквенцији, а N је број елемената вектора тј. број фреквенција. Код MAD_{∞} бесконачна тј. максимална норма је дефинисана као:

$$\|(\mathbf{m}_i, \mathbf{s}_i)\|_{\infty} = \max(|\mathbf{m}_i|, |\mathbf{s}_i|) \quad (34)$$

и то је специјални случај опште p -норме дефинисане као:

$$\|\mathbf{x}\|_p = \left(\sum_{j=1}^n |x_j|^p \right)^{1/p} \quad (35)$$



Слика 42: Мерење и симулација коморе са предложеном антенном

где је реалан број $p \geq 1$ степен норме, а $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_n)$, што је овде $\mathbf{x} = (\mathbf{m}_i, \mathbf{s}_i)$, j индекс елемента координате, а n је димензионалност. Норма служи за одређивање удаљености неке тачке у од координатног почетка. Најпознатија је пак друга тј. Еуклидска норма дефинисана као:

$$\|\mathbf{x}\|_2 = \left(\sum_{j=1}^n (x_j)^2 \right)^{1/2} = \sqrt{\sum_{j=1}^n (x_j)^2} \quad (36)$$

која се може гледати као удаљеност тачке \mathbf{x} од координатног почетка ваздушном линијом. Често коришћена је прва норма, такозвана такси тј. Менхетн норма:

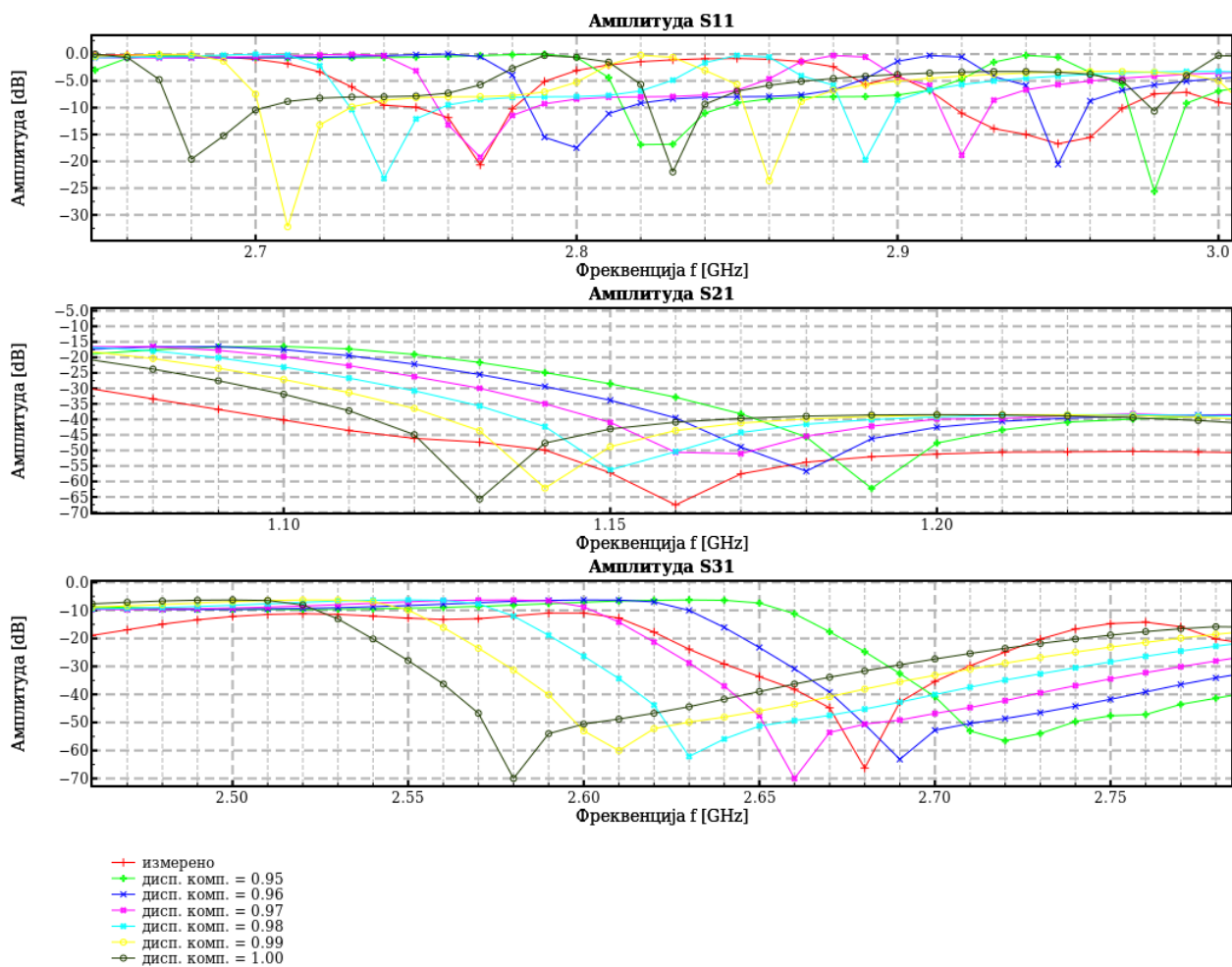
$$\|\mathbf{x}\|_1 = \sum_{j=1}^n |x_j| \quad (37)$$

која је дужина путање којом би такси у Менхетну морао прећи улицама до дате тачке \mathbf{x} . У случају бесконачне норме, као удаљеност се узима највећа координата. Све ове норме се могу корисити у *MAD* метрици и њихова сврха је нормализација разлике између \mathbf{m}_i и \mathbf{s}_i . Све ове метрике се могу користити као циљна функција (енгл. Objective function) приликом инверзије.

Вектор измерених података \mathbf{m} као и вектор симулираних података \mathbf{s} је збир 80% амплитуде S_{21} параметра и по 10% за амплитуде антена са стране. На тај начин, антена која је наспрамна предајној највише утиче на резултате. Ово се може описати једначинама:

$$\mathbf{m}_i = 0.8|\mathbf{S}\mathbf{m}_{i,21}| + 0.1|\mathbf{S}\mathbf{m}_{i,31}| + 0.1|\mathbf{S}\mathbf{m}_{i,41}| \quad (38)$$

$$\mathbf{s}_i = 0.8|\mathbf{S}\mathbf{s}_{i,21}| + 0.1|\mathbf{S}\mathbf{s}_{i,31}| + 0.1|\mathbf{S}\mathbf{s}_{i,41}| \quad (39)$$



Слика 43: Компезација дисперзије у симулацији предложене антене

Табела 11: Поређење мерења и симулације кроз три метрике

Антиена у комори	NSE	$RMSE$	MAD_{∞}
	Једначина 31	Једначина 32	Једначина 33
Монопол антена	0.625058	0.21814	0.530386
Квадратна спирална монопол антена	1.381	0.305048	0.55117

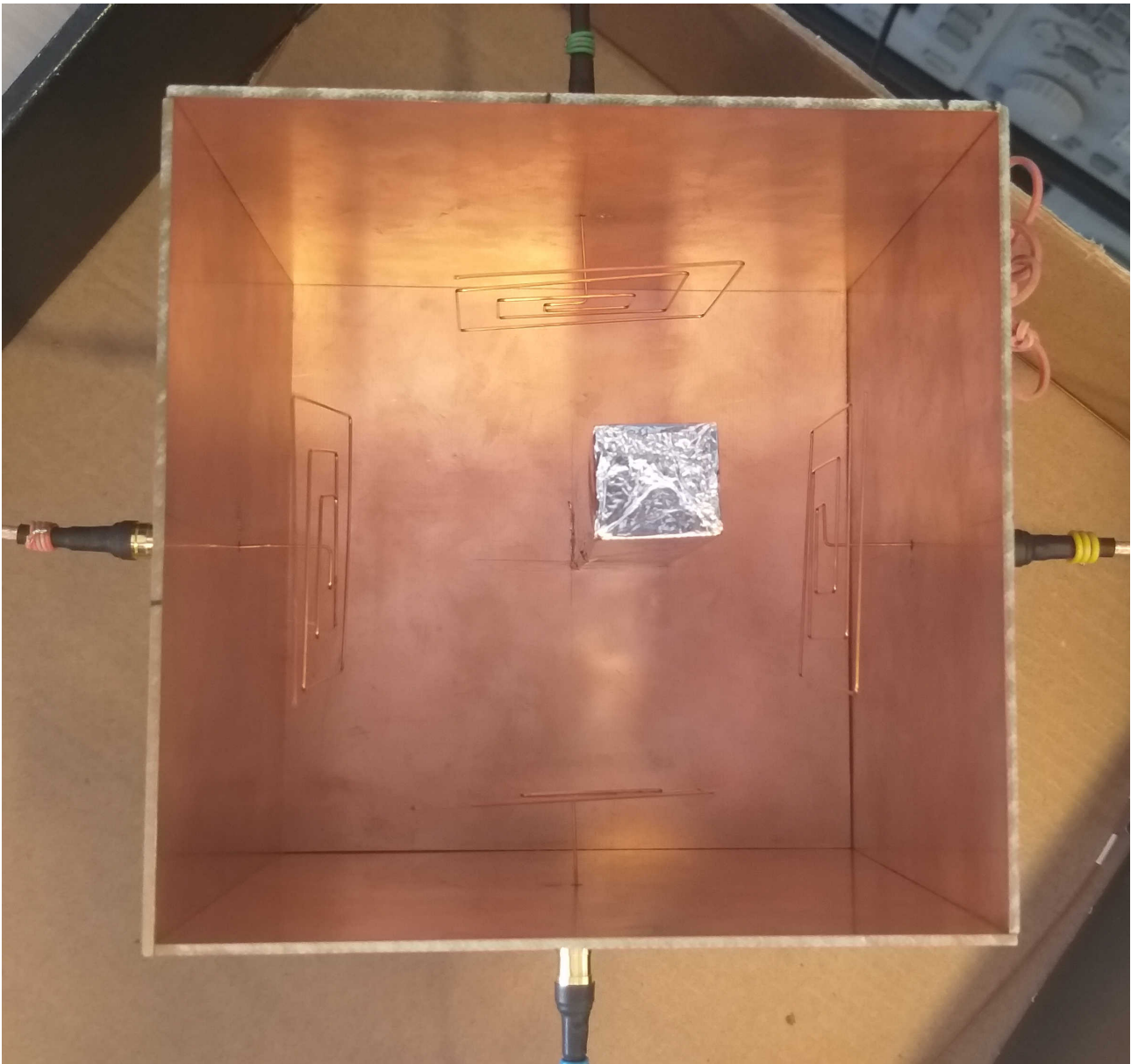
где је \mathbf{S}_m вектор матрица параметра расејања измерених на разним фреквенцијама, док је \mathbf{S}_s вектор симулираних матрица параметара расејања, а при том је i индекс елемената тих вектора, праћен стандардним индексима елемената матрица расејања.

Табела 11 приказује блискост мерења и симулације. Поређење је представљено у 3 колоне, за сваку од три горепоменуте метрике са њима одговарајућим једначинама. Ниже вредности означавају да је мерење сличније симулацији. Може се видети да монопол антена има веће поклапање од предложене антене. Разлог за то се може пронаћи у чињеници да је услед комплексније геометрије теже постићи поклапање предложене антене.

5.5 Верификација инверзије

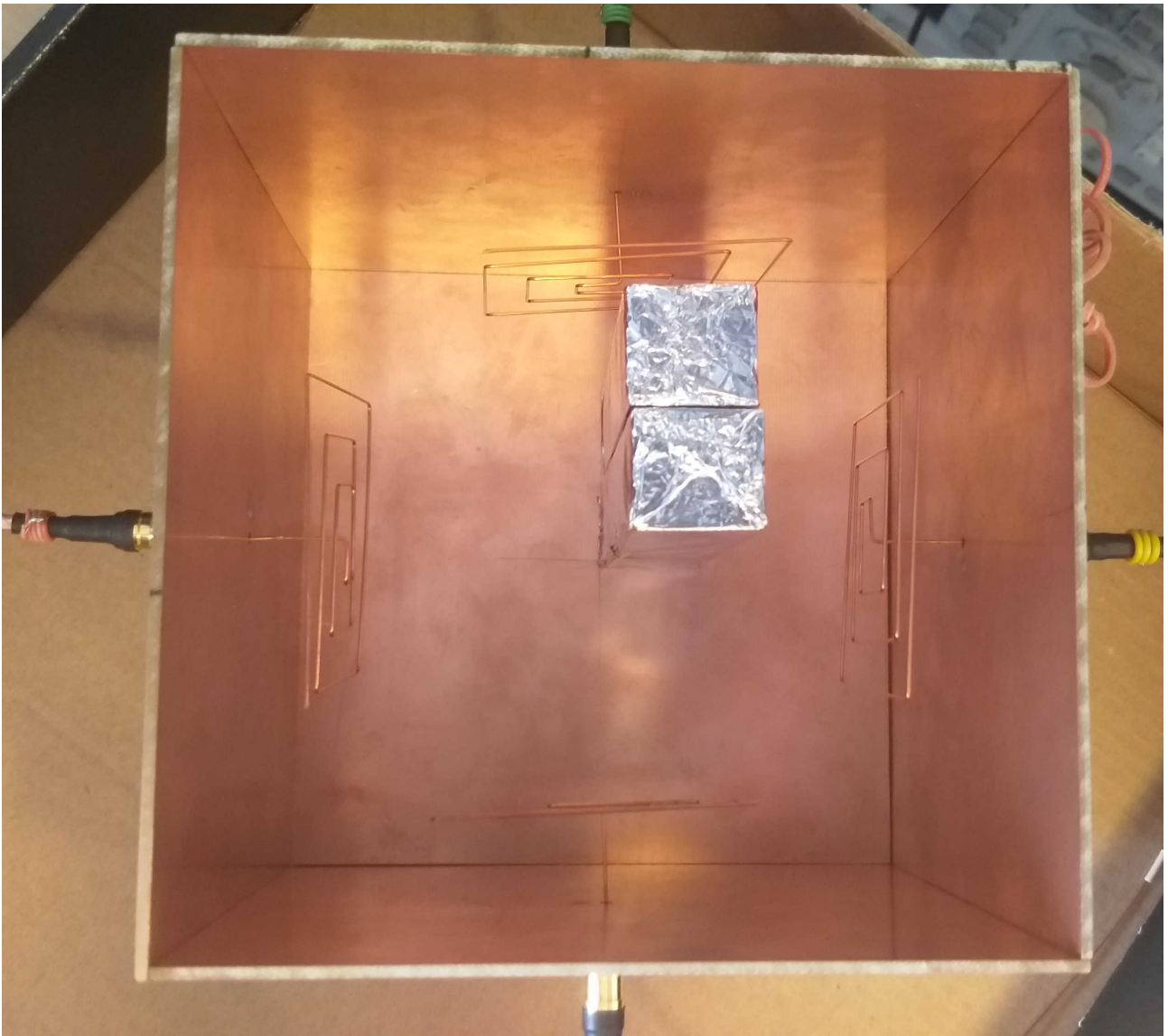
Да би се у потпуности верификовало решење, било је потребно проверити понашање коморе при инверзији. У овом раду није коришћена инверзија каква би се користила у

практичној примени за скенирање јер имплементација исте превазилази оквире овог рада. Уместо тога, урађен је поједностављен нумерички експеримент. Наиме, коришћена је само једна антена као предајник. Уобичајена је пракса да се једна антена користи као предајник, док су друге пријемници. Након тога се замене улоге, где је друга антена предајник, а остале опет пријемници. Тај поступак се понавља док све антене не буду у улози предајника. На тај начин, објекат од интереса бива осветљен са свих страна. Међутим, овај поступак овде није коришћен. Разлог за то је што је потребна засебна симулација за сваку антену која је у улози предајне, што компликује реализацију и продужава време рачунања, јер сваки пут извор ЕМ таласа је на другој позицији. Као што ће се видети, резултати су добијени и са једном предајном антеном, али ако би више антена биле предајне и објекат скениран из више углова, ове додатне информације би свакако побољшале квалитет скенирања.



Слика 44: Мерна поставка за верификацију инверзије: стубац

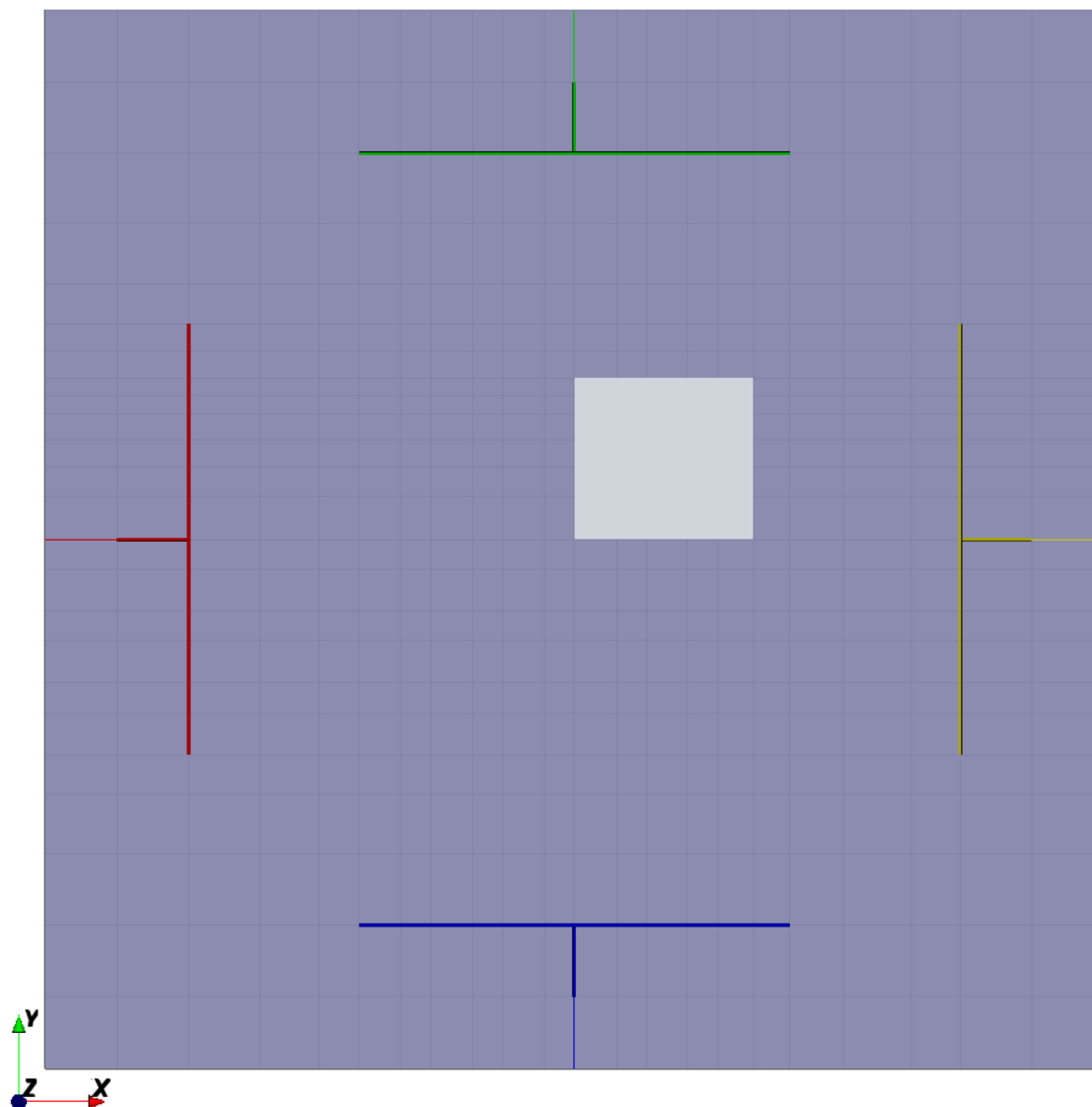
Слика 44 приказује мерну поставку у предложеној комори за верификацију инверзије. У комори је наиме као објекат од интереса за скенирање постављен стубац димензија $20 \times 18 \times 100 \text{ mm}$. У питању је дрвени стубац обложен алуминијумском фолијом, што поједностављује симулације јер се за стубац може узети савршен електрични проводник



Слика 45: Мерна поставка за верификацију инверзије: дупли стубац

(енгл. Perfect Electric Conductor - PEC) као материјал. Слика 45 приказује конфигурацију са дуплим стубцем, где су два стубца (истих димензија као у претходном случају) спојена чињећи један већи објекат за скенирање. На Слици 46 је приказана поставка у симулацији ради верификације инверзије. Комора са антенама и стубац су идентично оријентисани на Слици 46 као и на Слици 44, и у оба случаја коморе су сликане од горе, са $z+$ стране, са скинутим поклопцем, сагледавајући xy раван. Овде треба напоменути да се координатни почетак коморе налази тачно у центру исте, па пошто је комора коцка, координатни почетак је најмање удаљен од сваке странице $118\text{ mm}/2 = -59\text{ mm}$. Лево доње теме стубца се налази на тачки $(x = 0\text{ mm}, y = 0\text{ mm}, z = -59\text{ mm})$. Ова координата означава да поменуто теме стубца стоји у координатном почетку xy равни тј. у центру коморе, док сам стубац стоји на дну коморе тј. $z-$ страни. Табела 12 приказује распоред антена на Слици 44 и Слици 46 и у координатном систему, њихово означавање бојама и бројевима пролаза, као и њихову улогу. На Слици 46 се такође могу видети и линије FDTD решетке.

Слика 47 приказује параметре расејања при скенирању ступца, док Слика 48 приказује параметре расејања при скенирању дуплог ступца. У оба случаја може се уочити сличност са празном комором Слика 42. Ипак, постоје различитости, што је доказ да мерења и симулације нису двосмислене (енгл. Ambiguity), па се тиме могу користити да се изврши

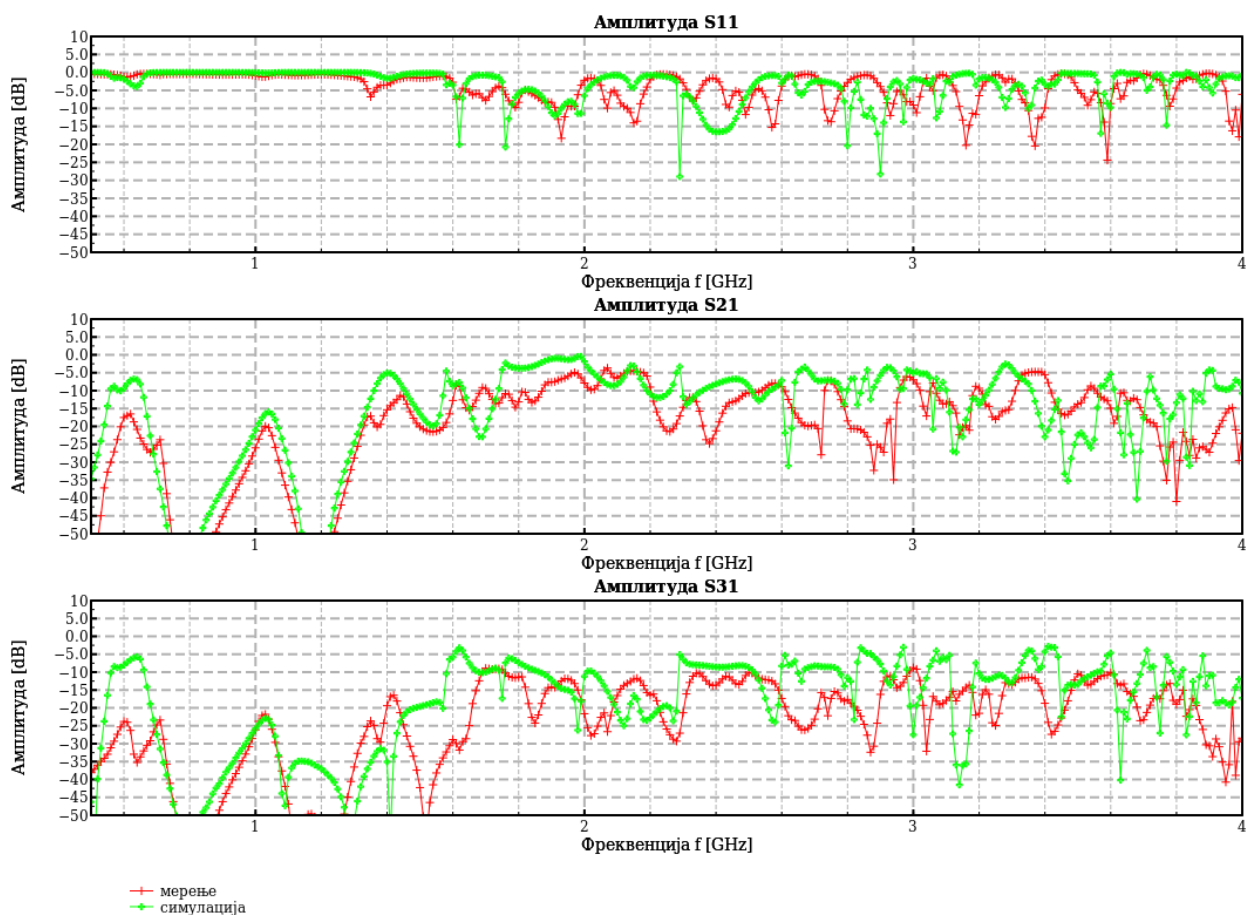


Слика 46: Симулациона поставка за верификацију инверзије: стубац

Табела 12: Позиције и ознаке антена

Позиција на слици	Боја	Страна коморе	Пролаз на VNA	Улога антене
Лево	Црвена	$x-$	1	Предајна
Десно	Жута	$x+$	2	Пријемна, наспрамна
Доле	Зелена	$y+$	3	Пријемна, са стране
Горе	Плава	$y-$	4	Пријемна, са стране

инверзија и добије резултат скенирања. Слика 49 приказује поређење мерења ступца, симулације ступца и симулације празне коморе. Поређењем параметара различитих објеката у комори (тј. недостатак истих) служи као проверава робустност инверзије на двосмислености. Може се видети да постоје разлике између ступца и празне коморе, што погодује инверзији. Међутим, на истој слици се може видети да постоје знатне разлике између мерења и симулације ступца, које парирају разлици између симулације ступца и симулације празне коморе. Ово индикује да је разлика између мерења и симулације велика у поређењу између две симулације, што може проузроковати двосмисленост и да потенцијално буде проблем за инверзију. Табела 13 показује поређење мерења и симулације за разне случајеве. Може се приметити да су метрике за стубац и дупли стубац сличне као и за празну

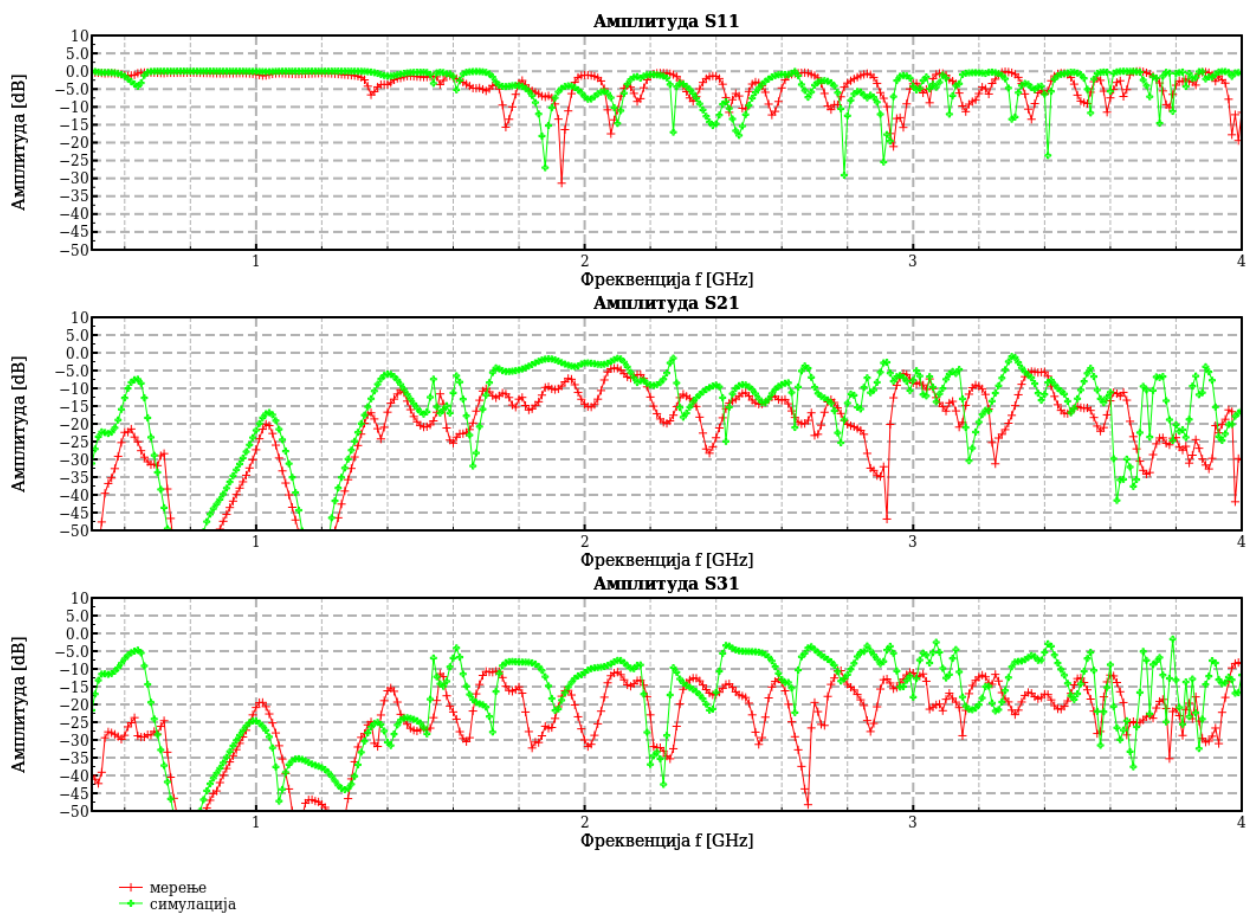


Слика 47: Поређење мерења и симулације: стубац

Табела 13: Поређење мерења и симулације за разне објекте скенирања

Конфигурација коморе	NSE	$RMSE$	MAD_{∞}
	Једначина 31	Једначина 32	Једначина 33
Празна комора	1.381	0.305048	0.55117
Стубац	1.08693	0.23748	0.538403
Дупли стубац	1.51981	0.240489	0.545883
Мерење: стубац	1.79827	0.315514	0.559192
Симулација: празна комора	0.432886	0.246297	0.437012
Симулација: стубац			
Симулација: празна комора			

комору. У Табела 13 су такође приказана поређења параметара са Сlike 49, ради провере недвосмислености при инверзији. При поређењу мерења стубца и симулације празне коморе метрике су веће него код мерења и симулације празне коморе или мерења и симулације стубца, чиме се доказује да се може распознати празна комора или стубац и да инверзија није двосмислена. У сваком случају све метрике су сличне што иако не представља двосмисленост и не чини инверзију некоректно постављеним проблемом (енгл. Ill-posed problem), потенцијално је чини некоректно условљеним проблемом (енгл. Ill-conditioned problem). С друге стране поређење симулације празне коморе и стубца има мање метрике него за све остале случајеве. Слична ситуација се јавља приликом поређењу мерења празне коморе и стубца. Овим се доказује да постоји двосмисленост, која се огледа у томе да је разлика између мерења и симулације једног објекта већа него разлика између мерења тј. симулација

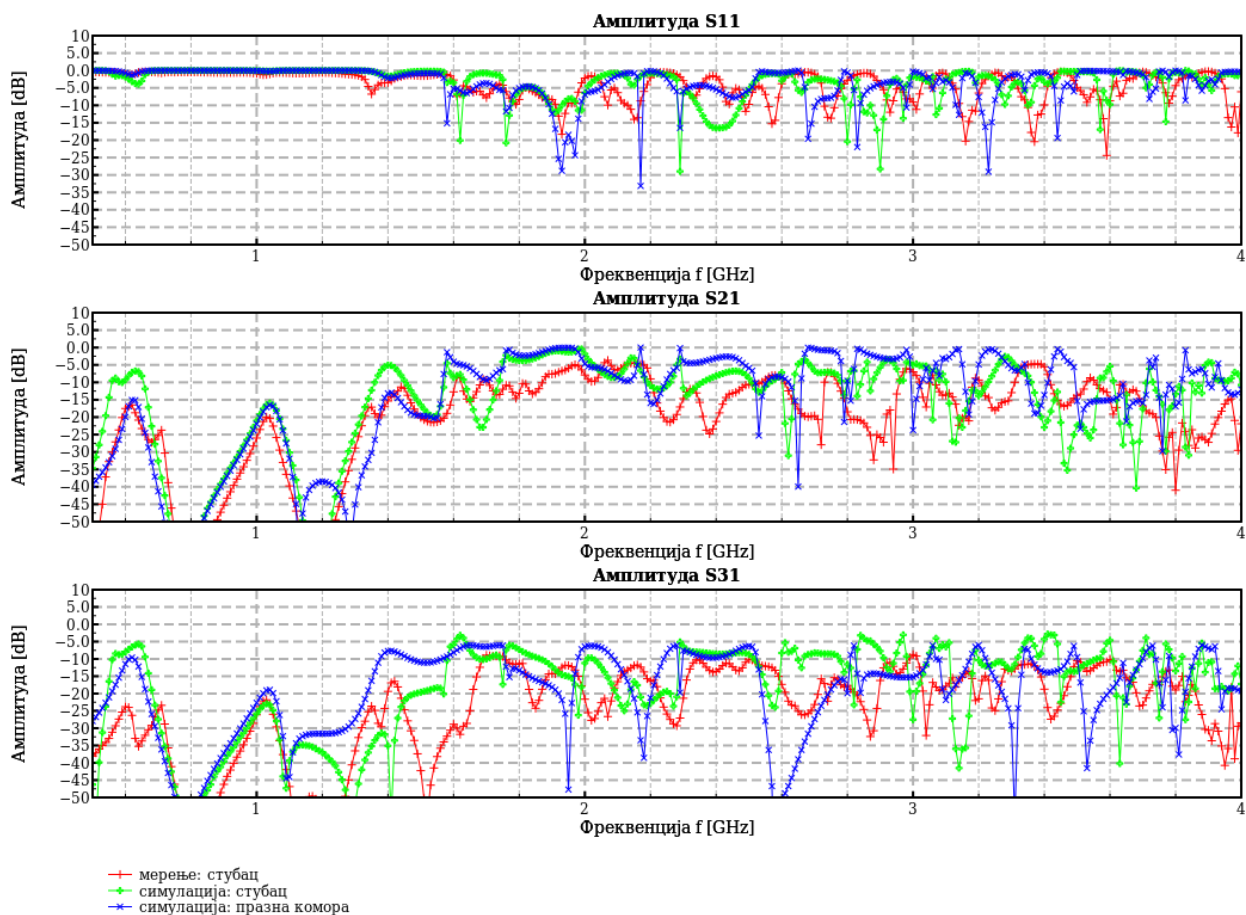


Слика 48: Поређење мерења и симулације: дупли стубац

два различита објекта. Ово може проузроковати погрешне резултате у инверзији.

Горепоменућа двосмисленост се појављује услед ограничене тачности и прецизности система за скенирање, који укључује комору за мерење и симулационо окружење. Недостатак тачности је највероватнији разлог за горепоменућу двосмисленост. Као што је већ било напоменуто у Поглављу 2.3, овај недостатак се може поправити повећаном тачношћу израде коморе и калибрацијом. Недостатак прецизност се јавља услед шума. Да би се повећала прецизност потребно је смањити динамички опсег сигнала. Стратегије за смањење динамичког опсега сигнала су такође већ описане у Поглављу 2.3. Већина описаних стратегија за повећање тачности и прецизности није могуће применити у овом истраживању, јер превазилазе обим истог. Оно што је могуће учинити је да се из широкопојасног фреквентног опсега на ком су вршена мерења и симулације изаберу подопсези тј. фреквенције које имају добар динамички опсег сигнала а самим тим и мали шум. Ти подопсези тј. фреквенције су резонантне фреквенције, и то оне на којима је антена најефикаснија, има најмању рефлексију и има највеће појачање. На сликама као што су Слика 47, Слика 48 и Слика 42 горепоменуће корисне резонанце се могу препознати као шиљци окренути надолу у S_{11} параметру а на S_{21} и S_{31} су шиљци окренути нагоре. Тиме је рефлексија на предајној антени најмања, а спрезање ка другим пријемним антенама најбоље. Као што је већ напоменуто, предложена квадратна спирална антена има већи број таквих резонантних фреквенција.

Слика 50 приказује поређење мерења и симулације празне коморе са 10 изабраних фреквенција. Фреквенције су изабране ручно, увидом у графике параметара и експериментисањем са долеописаном инверзијом. Слика 51 приказује сличне резултате када је стубац у комори, док Слика 52 приказује резултате са дуплим стубцом у комори. У сва



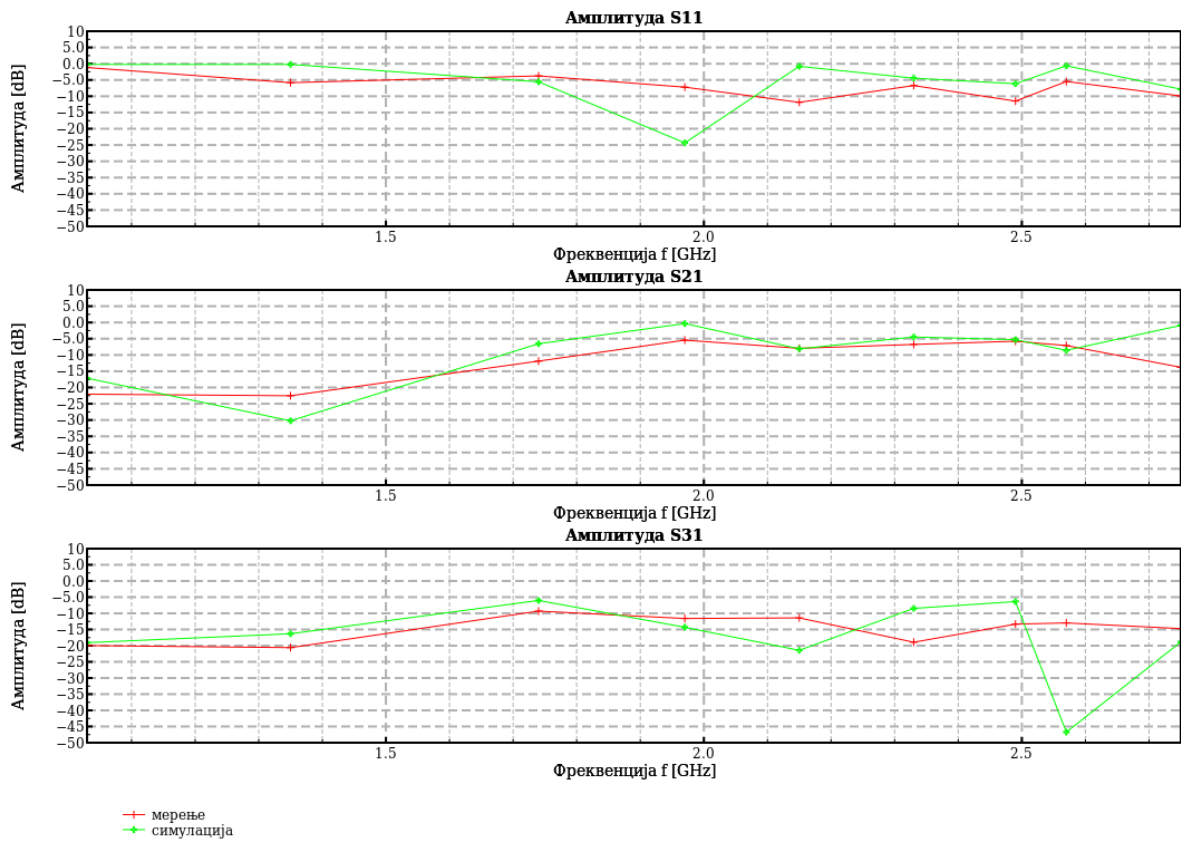
Слика 49: Поређење стубца са празном комором

Табела 14: Поређење мерења и симулације на изабраним фреквенцијама

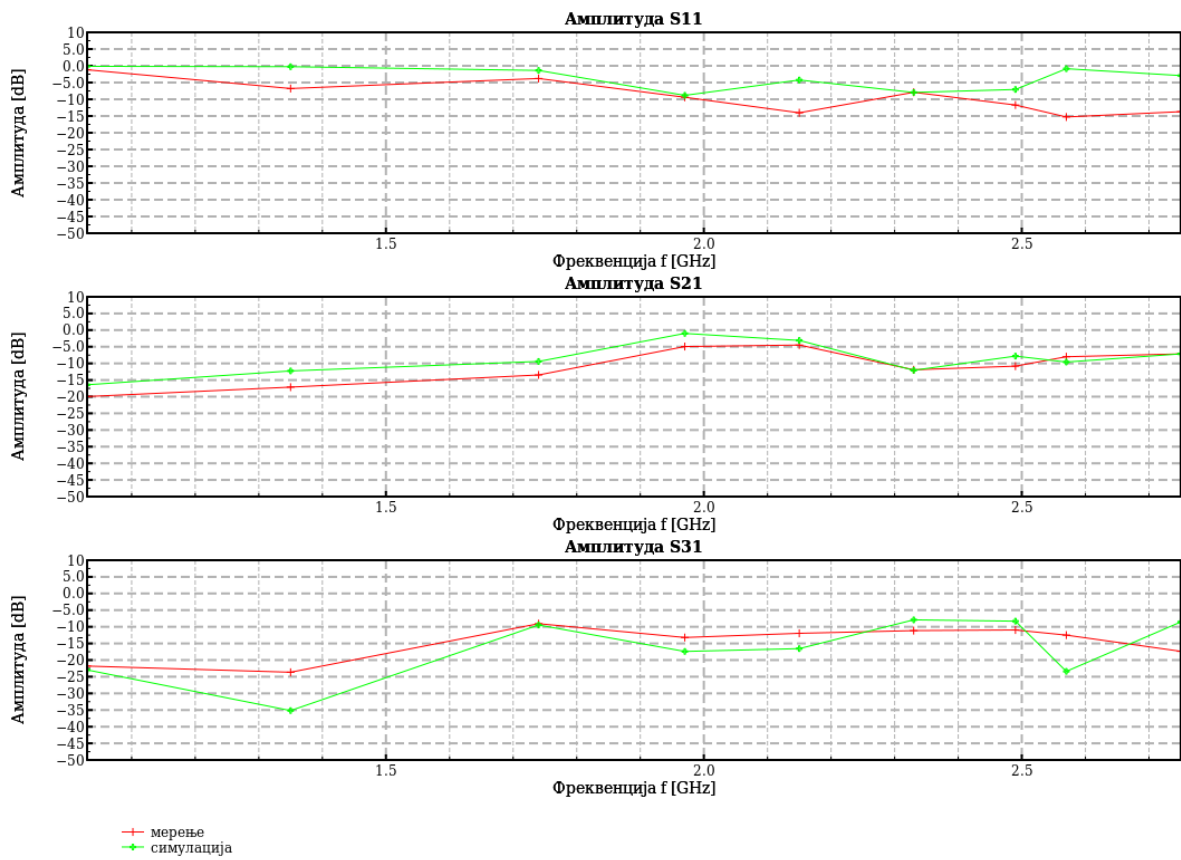
Конфигурација коморе	Фреквенције	NSE	$RMSE$	MAD_{∞}
	Једначина 31	Једначина 32	Једначина 33	
Стубац	Све	1.08693	0.23748	0.538403
Симулација: стубац Симулација: празна комора	Све	0.432886	0.246297	0.437012
Празна комора	Изабране	0.645809	0.266441	0.381377
Стубац	Изабране	0.171011	0.139355	0.271173
Дупли стубац	Изабране	0.429742	0.165417	0.276984

три случаја, може се видети да је разлика између мерења и симулације у већини тачака мала. Табела 14 приказује поређење мерења и симулације кроз три метрике. Прва два случаја су из Табеле 13 где су поређења над свим фреквенцијама. Први случај је поређење мерења и симулације за стубац, јер је оно имало најниже вредности метрика од свих поређења мерења и симулације. Други случај је двосмислено поређење две симулације, које је проблематично јер има метрике ниже од поређења мерења и симулације. Даље следе поређења мерења и симулације над изабраним фреквенцијама. Може се уочити да су вредности углавном свих метрика ниже тј. боље над изабраним фреквенцијама, него кад су коришћене све фреквенције (први случај) па чак и при двосмисленом поређењу симулација (други случај).

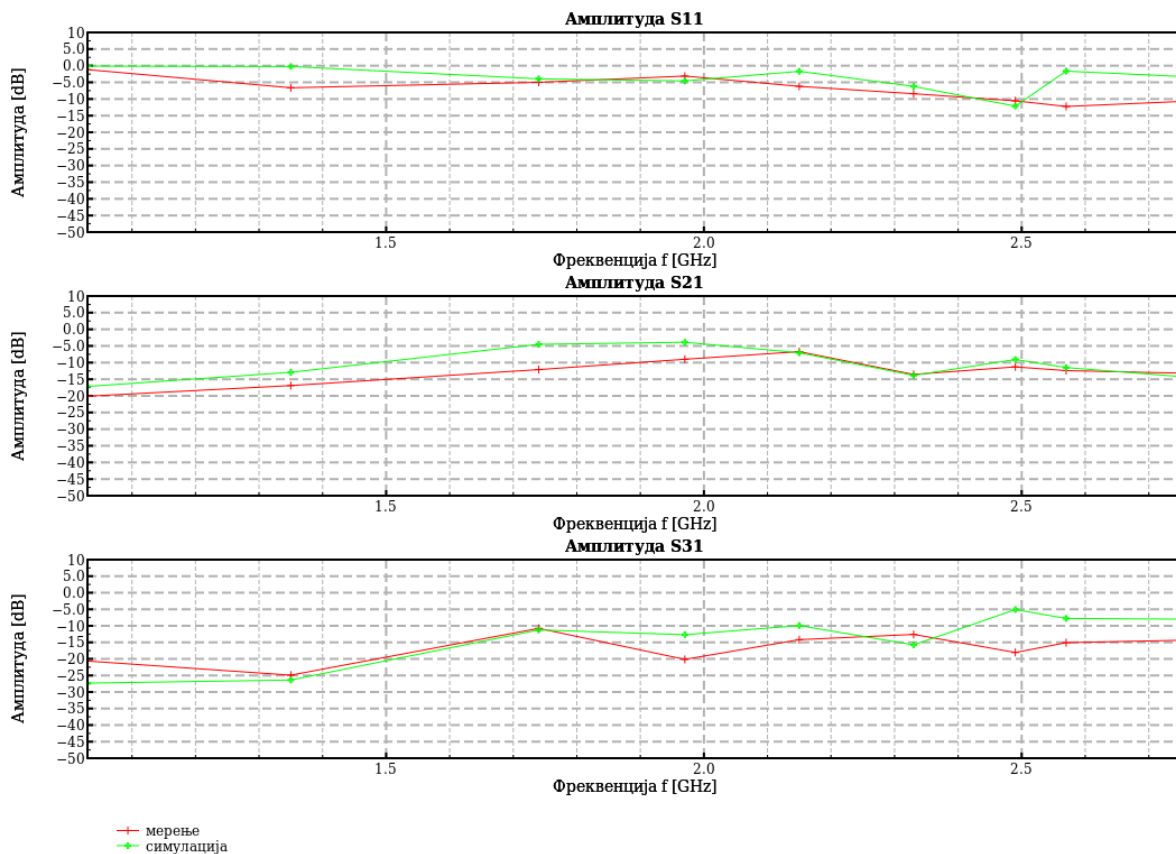
Верификација инверзије је вршена исцрпном оптимизацијом (енгл. Brute force optimization). Притом су вршене вишеструке симулације у којима је померан стубац (тј.



Слика 50: Поређење на изабраним фреквенцијама: празна комора



Слика 51: Поређење на изабраним фреквенцијама: стубац

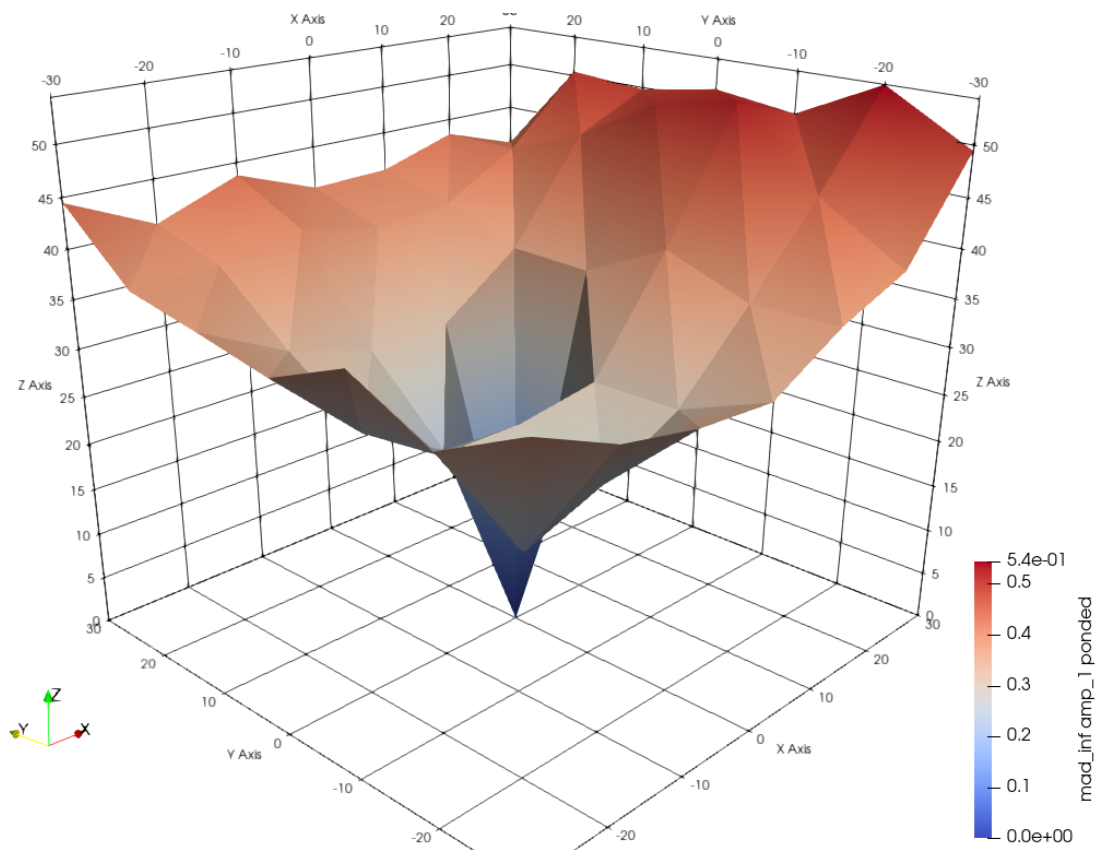


Слика 52: Поређење на изабраним фреквенцијама: дупли стубац

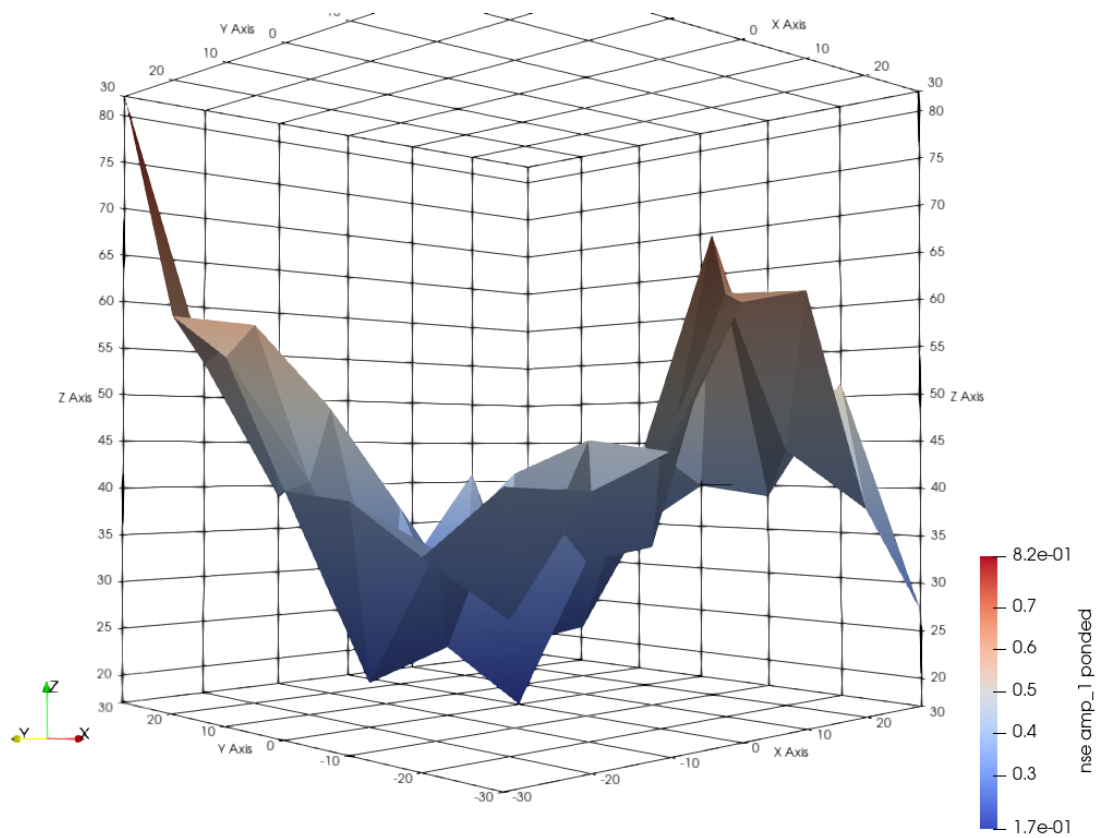
дупли стубац) по x -оси и y -оси, и упоређивана је блискост са измереним случајем, за који се узима да је позиција стубца тј. дуплог стубца у $(x = 0 \text{ mm}, y = 0 \text{ mm})$. У већини слика испод стубац је померан у помацима од по 10 mm, највише 30 mm у оба правца, по обе осе. Пошто је у питању насилна оптимизација, извршена је симулација за све могуће комбинације координата (x, y) . Циљна функција, која за улазе има координате стубца у симулацији, врши поређење мерења симулације са ступцом на тим координатама једном од 3 горепомињане метрике. Када се циљна функција провуче кроз све могуће комбинације координата, иста се може скенирати за минимум и иста се функција може приказати графички. Минимум циљне функције треба да буде при позицији стубца (тј. дуплог стубца) у симулацији на $(x = 0 \text{ mm}, y = 0 \text{ mm})$, на којој се исти налази у мерењу.

Да би се испитао овакав тест инверзије примењује се симулирано мерење тј. симулација уместо мерења. Коришћењем симулације уместо мерења инверзија ће дати тачно решење тј. $(x = 0 \text{ mm}, y = 0 \text{ mm})$ и грешка ће у тој тачки бити 0. Овим се додуше постиже грешка преоптимистичне инверзије (енгл. Inverse crime), што је у општем случају лоша пракса, као што је описано у Поглављу 2.3. Међутим, овде је то дозвољено зарад провере исправности циљне функције. Резултат оваког теста за тест инверзије за скенирање за стубац је представљен на Слици 53. На x -оси и y -оси се налазе координате стубца у симулацији, које су улази циљне функције, а на z -оси је вредност циљне функције тј. ниво поклапања. На горепоменутој слици може се видети да је минимум у тачки $(x = 0 \text{ mm}, y = 0 \text{ mm})$ и да му је вредност 0, као што је и предвиђено.

Слика 54, Слика 55 и Слика 56 представљају тест инверзије кроз скенирање стубца за NSE , $RMSE$ и MAD_∞ метрику. На сва три графика имају минимум у $(x = 0 \text{ mm}, y = 0 \text{ mm})$ као што је и очекивано. Овим се доказује да инверзија ради. Може се приметити да када се користе стварна мерења, циљна функција је шумовитија него она са Сликe 53 где се користи симулација уместо мерења. Слика 57 и Слика 58 представљају тест инверзије

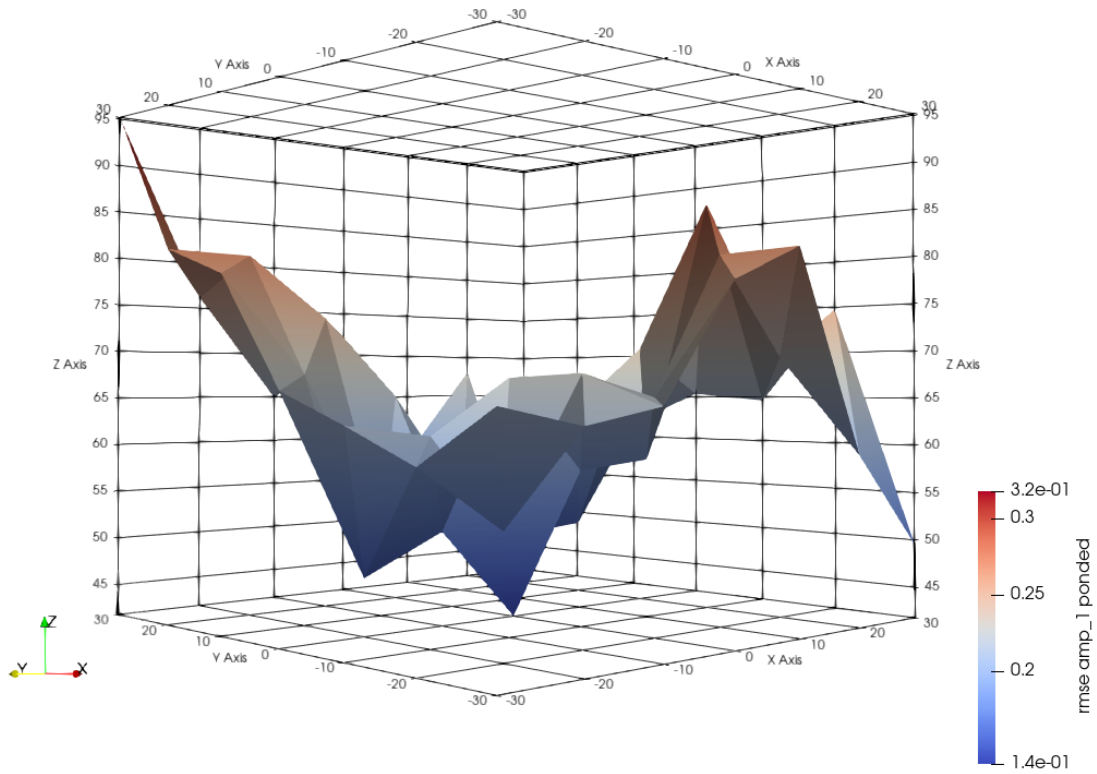


Слика 53: Скенирање стубца при грешки преоптимистичне инверзије

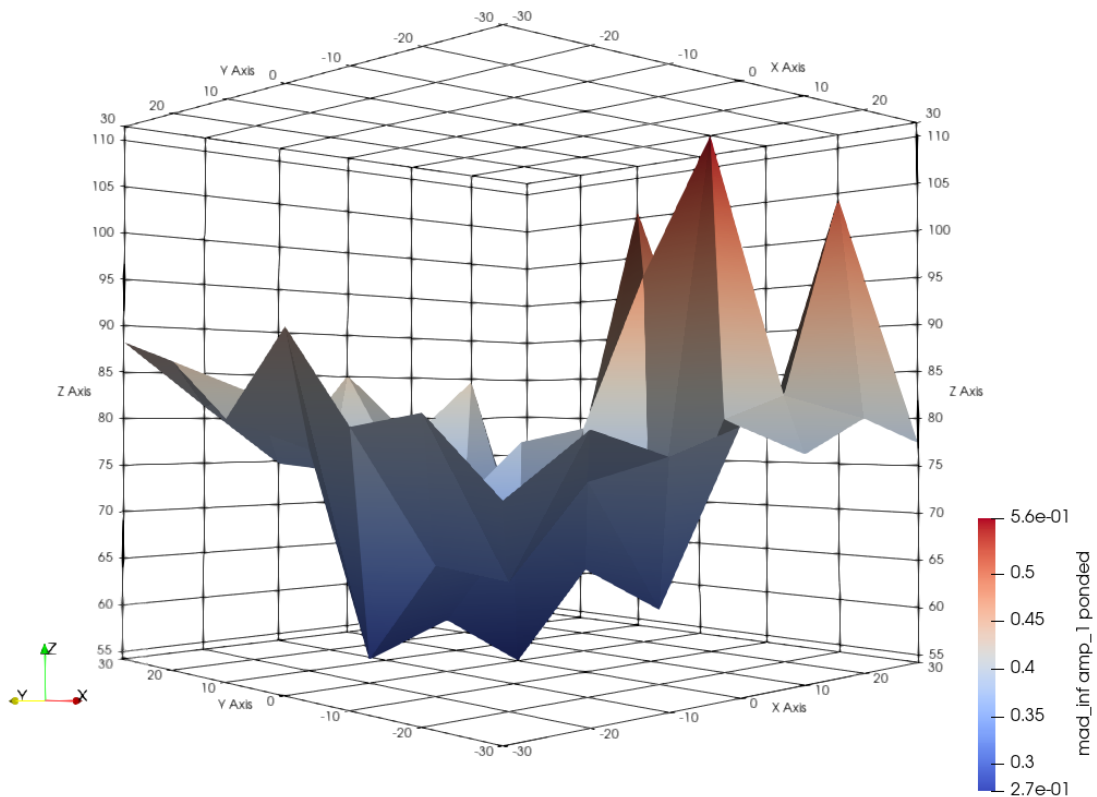


Слика 54: Скенирање стубца: NSE метрика

кроз скенирање стубца за $RMSE$ и MAD_∞ метрику. Из Сlike 58 при MAD_∞ метрици се

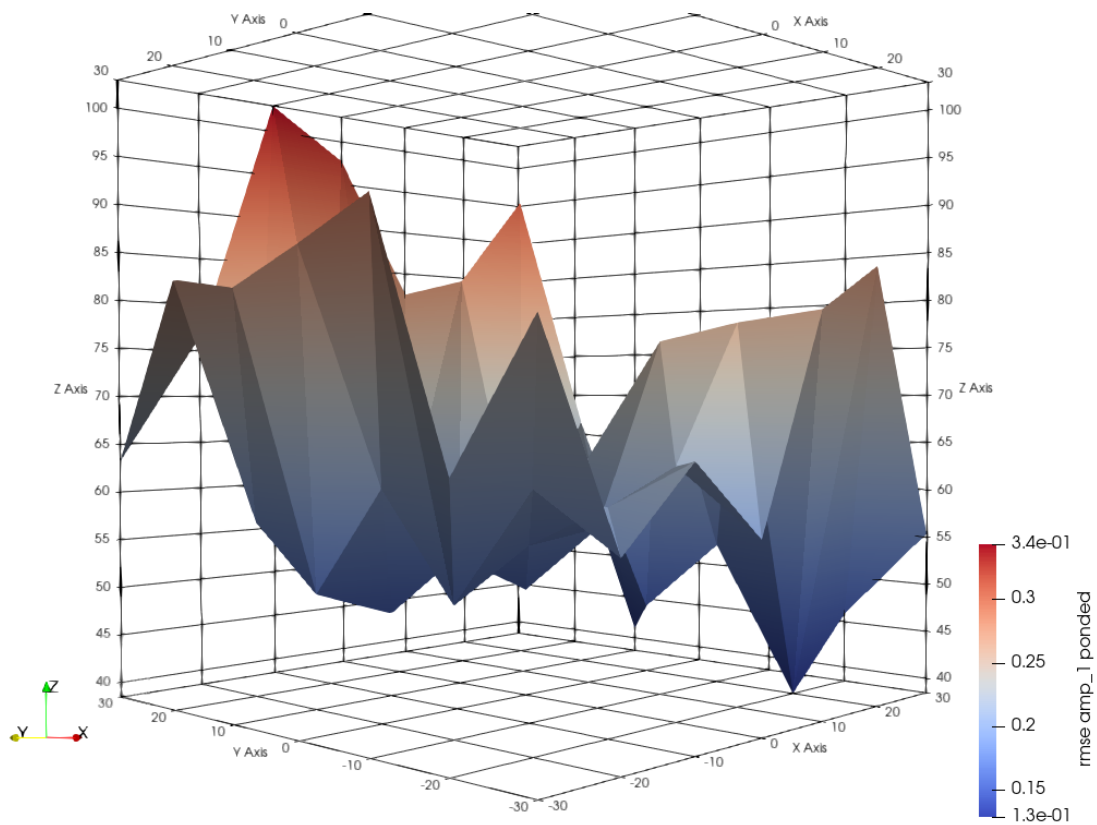


Слика 55: Скенирање стубца: $RMSE$ метрика

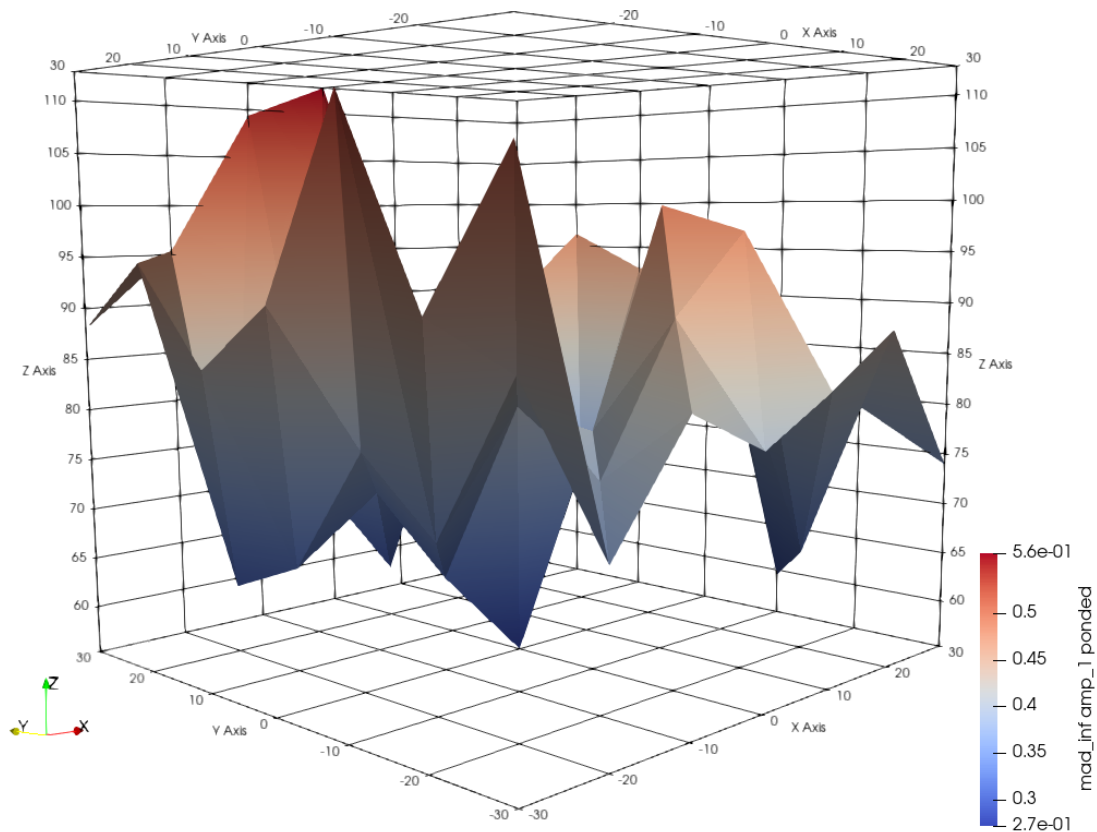


Слика 56: Скенирање стубца: MAD_{∞} метрика

види да инверзија погађа тачно решење. Међутим, према Слици 57 при $RMSE$ метрици инверзија не погађа тачно решење и удаљено је 40mm по Менхетн растојању тј. неких



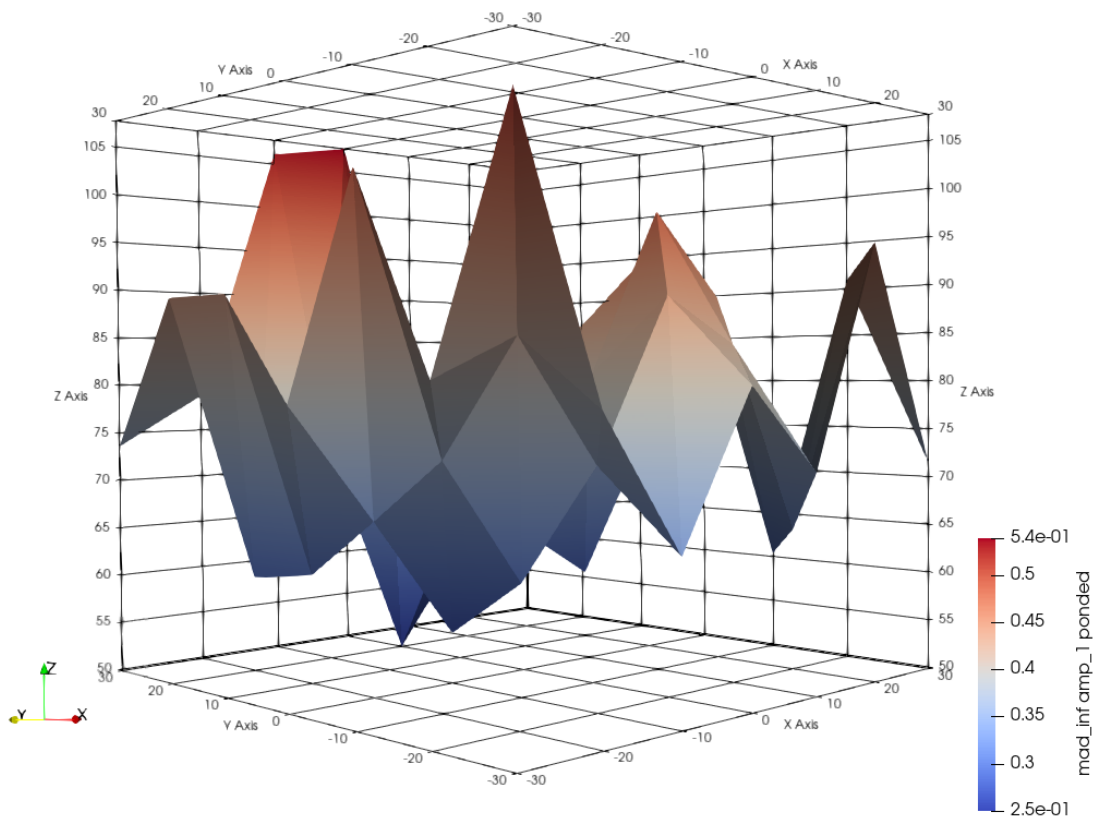
Слика 57: Скенирање дуплог стубца: $RMSE$ метрика



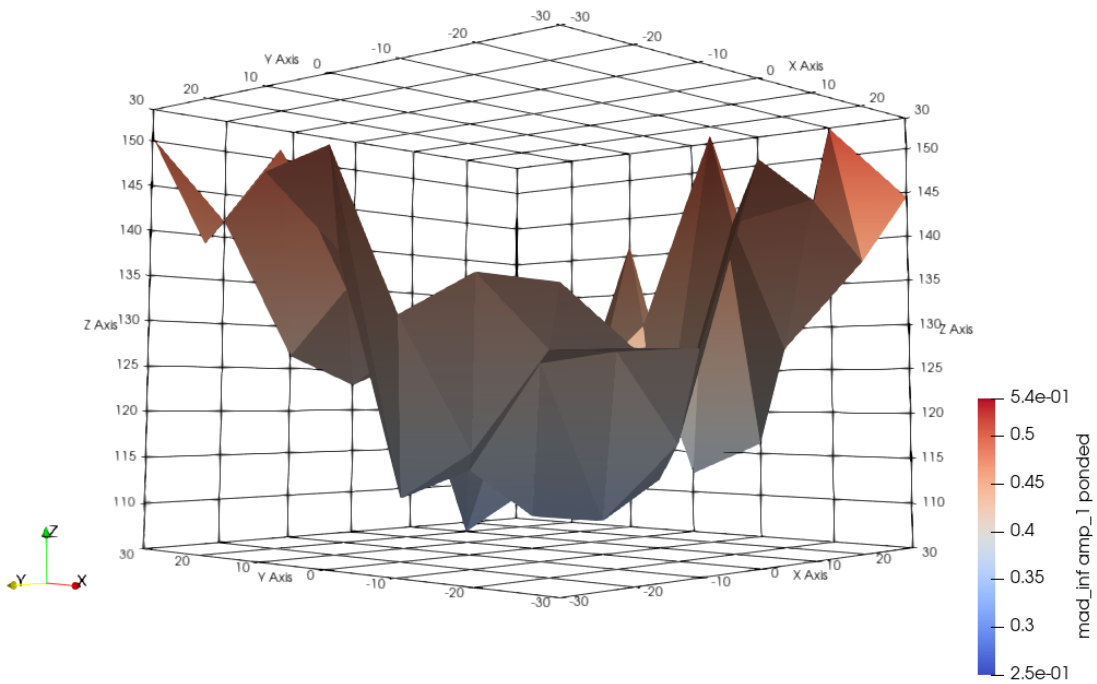
Слика 58: Скенирање дуплог стубца: MAD_{∞} метрика

28mm по Еуклидском растојању, што је више него димензија објекта.

Слика 59 и Слика 60 представљају двосмислене ситуације којима се тестира робустност



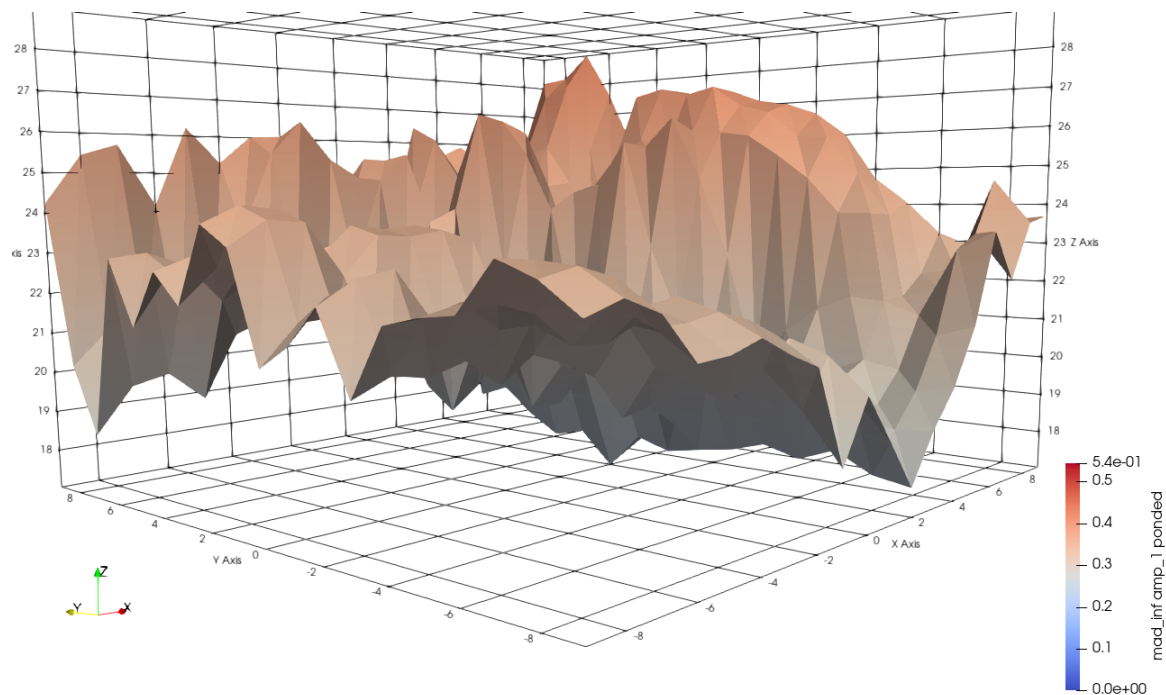
Слика 59: Мерење стубца и симулација дуплог стубца



Слика 60: Мерење дуплог стубца и симулација стубца

инверзије. У оба случаја је коришћена MAD_{∞} метрика. На Слици 59 је инверзија дала

решење смакнута 20mm по x -оси тј. удаљено 20mm по Менхетн растојању од тачног. На Слици 60 инверзија је пак дала решење удаљено 30mm по Менхетн растојању од тачног.



Слика 61: Скенирање стубца са финијом решетком

Слика 61 приказује скенирање са финијим помацима од по 1 mm, највише 10 mm у оба правца, по обе осе. Инверзија је одредила позицију стубца смакнуту за 2 mm по x -оси. С обзиром да предајна и њој наспрамна пријемна антена стоје на x -оси и да је највећи утицај наспрамне антене на метрике преко S_{21} параметра, може се закључити да је се позиција дуж те осе тј. удаљеност лоше одређује само на основу предајне и наспрамне антене. Из овога се може увидети недостатак холографске методе скенирања приказане у [4]. С друге стране, горепоменуте две антене одлично лоцирају попречно позицију објекта, до у испод 1 mm. Из овог се може закључити да ако би се вршило мењање предајних антена, и објекат скенирао бар из два ортогонална правца, добили би се бољи резултати скенирања. Овај се закључак поклапа са општепознатом чињеницом у области микроталасне томографије да већи број мерења потпомаже квалитету инверзије.

6 Закључак

У овом раду је приказан софтверски модел коморе за скенирање у микроталасној томографији базиран на жичаним квадратним спиралним антенама. Ради верног моделовања коморе за скенирање са антенама извршена је селекција антена погодних за дату употребу и изабрана је квадратна спирална антена. Софтверски модел је реализован у FDTD електромагнетном симулатору. Предложена антена је након тога симулирана, прво самостално, а онда у комори. Притом је вршено поређење са другим антена често коришћеним у микроталасној томографији. Осим што се може у потпуности верно моделовати у софтверу, предложена квадратна спирална антена има упоредиво или боље појачање и усмерење у поређењу са другим антенама пронађеним у литератури. Услед широкопојасне природе, предложена антена има могућност мерења на већем броју фреквенција него друге, иако услед резонанције у комори одзив антене није у потпуности широкопојасан. Поред симулације предложеног софтверског модела израђен је и хардверски прототип коморе. Над истим прототипом је извршено мерење и мерни подаци су поређени са резултатима симулације. Добијено је значајно поклапање између мерења и симулације, што индикује да је софтверски модел ваљано реализован и да верно моделује реалност. Такође је и успешно извршено скенирање једноставних објеката унутар прототипа коморе путем поједностављеног метода инверзије. Овим тестом је верификовано да предложен софтверски модел коморе као и прототип исте имају потенцијал за скенирање, што је од практичног значаја за примену у микроталасној томографији. Из свега горенаведеног, може се закључити да је успешно реализован и верификован софтверски модел коморе, дајући задовољавајуће перформансе.

На основу постигнутих резултата, отварају се правци за наставак истраживања. Првенствено би било потребно проширити софтверски модел коморе у погледу коришћења свих антена као предајних, а не само једне. Ово би захтевало вишеструке симулације, али би резултовало већим бројем података, а самим тим би било за очекивати побољшање резултата инверзије. Такође је потребно реализовати аутоматизовану селекцију радних фреквенција на основу резонантних фреквенција антене у комори. Приликом израде прототипа коморе ради верификације примећено је да израда жичаних квадратних спиралних антена приметна, па је предлог да се уместо жичаних користе антене штампане на плочици ниске диелектричне пермитивности. Такође, у даљем побољшавању коморе потребно је додати у исту апсорпциони зид. Предлог је да се као апсорбер микроталаса користи дрво или какав други материјал ниске диелектричне пермитивности и високих губитака. Додавање апсорпционог зида је од значаја за практично скенирање микроталасима, како би се смањила рефлексивност у комори и маскирање сигнала. Такође, за практично скенирање потребна је већа комора са већим бројем антена. Ово изискује или прекидач радио сигнала (енгл. RF Switch) како би се већи број антена могао везати на VNA или дизајнирање мерне радио електронике за сваку антену.

На крају, овај софтверски модел и предлог коморе је могуће користити у развоју алгоритама инверзије. Развој инверзије на конкретној комори је од практичног значаја за скенирање, јер се ради са подацима из реалног живота уместо са вештачким. Притом, при комплетно развијеном методу скенирања било би могуће поредити допринос предложеног софтверског модела коморе у односу на друге.

7 Литература

- [1] S. Noghianian, A. Sabouni, T. Desell, and A. Ashtari, *Microwave Tomography: Global Optimization, Parallelization and Performance Evaluation*. Springer Publishing Company, Incorporated, 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/978-1-4939-0752-6>
- [2] R. Chandra, H. Zhou, I. Balasingham, and R. M. Narayanan, “On the opportunities and challenges in microwave medical sensing and imaging,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, no. 7, pp. 1667–1682, jul 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2015.2432137>
- [3] S. Semenov, “Microwave tomography: Review of the progress towards clinical applications,” *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 367, no. 1900, pp. 3021–3042, aug 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1098/rsta.2009.0092>
- [4] N. Nikolova, “Microwave imaging for breast cancer,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 7, pp. 78–94, dec 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/mmm.2011.942702>
- [5] M. Hajebi, A. Hoorfar, and E. Bou-Daher, “Inverse profiling of inhomogeneous buried cylinders with arbitrary cross sections using CMA-ES,” in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. IEEE, jun 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109%2Faps.2016.7696140>
- [6] M. Hajebi, A. Hoorfar, E. Bou-Daher, and A. Tavakoli, “Inverse profiling of inhomogeneous subsurface targets with arbitrary cross sections using covariance matrix adaptation evolution strategy,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 612–616, may 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109%2Fgrs.2017.2665560>
- [7] P. Kosmas, Y. Wang, and C. M. Rappaport, “Three-dimensional FDTD model for GPR detection of objects buried in realistic dispersive soil,” in *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets VII*, J. T. Broach, R. S. Harmon, and G. J. Dobeck, Eds. SPIE, aug 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1117/12.479104>
- [8] S. Azevedo and T. McEwan, “Micropower impulse radar,” *IEEE Potentials*, vol. 16, no. 2, pp. 15–20, apr 1997. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/45.580443>
- [9] B. Gonzalez-Valdes, Y. Alvarez, S. Mantzavinos, C. M. Rappaport, F. Las-Heras, and J. A. Martinez-Lorenzo, “Improving security screening: A comparison of multistatic radar configurations for human body imaging,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, no. 4, pp. 35–47, aug 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/map.2016.2569447>
- [10] Z. Wu and H. Wang, “Microwave tomography for industrial process imaging: Example applications and experimental results,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 5, pp. 61–71, oct 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/map.2017.2731201>
- [11] M. Asefi, I. Jeffrey, J. LoVetri, M. Ostadrahimi, A. Zakaria, C. Gilmore, P. Card, and J. Paliwal, “Grain bin monitoring via microwave imaging,” in *2014 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*. IEEE, jul 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/usnc-ursi.2014.6955390>

- [12] M. Asefi, J. LoVetri, I. Jeffrey, M. Ostadrahimi, A. Zakaria, C. Gilmore, and P. Card, “Stored grain spoilage monitoring via 3D electromagnetic imaging,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2015 9th European Conference on*. IEEE, 2015, pp. 1–2.
- [13] J. A. Osterberg, N. Dahal, R. Divan, C. S. Miller, D. Moline, T. P. Caldwell, X. Yu, S. W. Harcum, and P. Wang, “Microwave sensing of yeast cell species and viability,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 3, pp. 1875–1886, mar 2021. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.2020.3048176>
- [14] J. Lin, “Frequency optimization for microwave imaging of biological tissues,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 2, pp. 374–375, 1985. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/proc.1985.13151>
- [15] S. M. Aguilar, M. A. Al-Joumayly, M. J. Burfeindt, N. Behdad, and S. C. Hagness, “Multiband miniaturized patch antennas for a compact, shielded microwave breast imaging array,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 3, pp. 1221–1231, mar 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2013.2295615>
- [16] X. Li and S. Hagness, “A confocal microwave imaging algorithm for breast cancer detection,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 3, pp. 130–132, mar 2001. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/7260.915627>
- [17] E. Fear, X. Li, S. Hagness, and M. Stuchly, “Confocal microwave imaging for breast cancer detection: Localization of tumors in three dimensions,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 49, no. 8, pp. 812–822, aug 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2002.800759>
- [18] C. Gilmore, A. Zakaria, S. Pistorius, and J. LoVetri, “Microwave imaging of human forearms: Pilot study and image enhancement,” *International Journal of Biomedical Imaging*, vol. 2013, pp. 1–17, 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2013/673027>
- [19] S. Semenov, R. Planas, M. Hopfer, A. Hamidipour, A. Vasilenko, E. Stoegmann, and E. Auff, “Electromagnetic tomography for brain imaging: Initial assessment for stroke detection,” in *2015 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*. IEEE, oct 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/biocas.2015.7348385>
- [20] K. Paulsen, S. Poplack, D. Li, M. Fanning, and P. Meaney, “A clinical prototype for active microwave imaging of the breast,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 11, pp. 1841–1853, 2000. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/22.883861>
- [21] N. R. Epstein, P. M. Meaney, and K. D. Paulsen, “3D parallel-detection microwave tomography for clinical breast imaging,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 85, no. 12, p. 124704, dec 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1063/1.4901936>
- [22] A. W. Preece, I. Craddock, M. Shere, L. Jones, and H. L. Winton, “MARIA M4: Clinical evaluation of a prototype ultrawideband radar scanner for breast cancer detection,” *Journal of Medical Imaging*, vol. 3, no. 3, p. 033502, jul 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1117/1.jmi.3.3.033502>
- [23] M. Hopfer, R. Planas, A. Hamidipour, T. Henriksson, and S. Semenov, “Electromagnetic tomography for detection, differentiation, and monitoring of brain stroke: a virtual data and human head phantom study.” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 5, pp. 86–97, oct 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/map.2017.2732225>

- [24] P.-H. Tournier, M. Bonazzoli, V. Dolean, F. Rapetti, F. Hecht, F. Nataf, I. Aliferis, I. E. Kanfoud, C. Migliaccio, M. D. Buhan, M. Darbas, S. Semenov, and C. Pichot, “Numerical modeling and high-speed parallel computing: New perspectives on tomographic microwave imaging for brain stroke detection and monitoring.” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 5, pp. 98–110, oct 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/map.2017.2731199>
- [25] M. Lazebnik, D. Popovic, L. McCartney, C. B. Watkins, M. J. Lindstrom, J. Harter, S. Sewall, T. Ogilvie, A. Magliocco, T. M. Breslin, W. Temple, D. Mew, J. H. Booske, M. Okoniewski, and S. C. Hagness, “A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues obtained from cancer surgeries,” *Physics in Medicine and Biology*, vol. 52, no. 20, pp. 6093–6115, oct 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1088/0031-9155/52/20/002>
- [26] M. Haynes, J. Stang, and M. Moghaddam, “Microwave breast imaging system prototype with integrated numerical characterization,” *International Journal of Biomedical Imaging*, vol. 2012, pp. 1–18, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2012/706365>
- [27] S. M. Aguilar, M. A. Al-Joumayly, J. D. Shea, N. Behdad, and S. C. Hagness, “Design of a microwave breast imaging array composed of dual-band miniaturized antennas,” in *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*. IEEE, aug 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ursigass.2011.6051369>
- [28] M. J. Burfeindt, N. Behdad, B. D. V. Veen, and S. C. Hagness, “Quantitative microwave imaging of realistic numerical breast phantoms using an enclosed array of multiband, miniaturized patch antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1626–1629, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2012.2236071>
- [29] J. D. Shea, P. Kosmas, S. C. Hagness, and B. D. V. Veen, “Three-dimensional microwave imaging of realistic numerical breast phantoms via a multiple-frequency inverse scattering technique,” *Medical Physics*, vol. 37, no. 8, pp. 4210–4226, jul 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1118/1.3443569>
- [30] J. D. Shea, P. Kosmas, B. D. V. Veen, and S. C. Hagness, “Contrast-enhanced microwave imaging of breast tumors: A computational study using 3D realistic numerical phantoms,” *Inverse Problems*, vol. 26, no. 7, p. 074009, jun 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1088/0266-5611/26/7/074009>
- [31] F. Bai, A. Franchois, and A. Pizurica, “3D microwave tomography with huber regularization applied to realistic numerical breast phantoms,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 155, pp. 75–91, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pier15121703>
- [32] A. Ashtari, S. Noghianian, A. Sabouni, J. Aronsson, G. Thomas, and S. Pistorius, “Using a priori information for regularization in breast microwave image reconstruction,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 57, no. 9, pp. 2197–2208, 2010.
- [33] A. Sabouni, S. Noghianian, and S. Pistorius, “A global optimization technique for microwave imaging of the inhomogeneous and dispersive breast,” *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 35, no. 1, pp. 15–24, 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/cjece.2010.5783380>

- [34] E. Fear and M. Stuchly, "Microwave detection of breast cancer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 11, pp. 1854–1863, 2000. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/883862/>
- [35] M. Ostadrahimi, P. Mojabi, A. Zakaria, J. LoVetri, and L. Shafai, "Enhancement of Gauss–Newton inversion method for biological tissue imaging," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 9, pp. 3424–3434, sep 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2013.2273758>
- [36] S. Semenov, A. Bulyshev, A. Abubakar, V. Posukh, Y. Sizov, A. Souvorov, P. van den Berg, and T. Williams, "Microwave-tomographic imaging of the high dielectric-contrast objects using different image-reconstruction approaches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 7, pp. 2284–2294, jul 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2005.850459>
- [37] S. Y. Semenov and D. R. Corfield, "Microwave tomography for brain imaging: Feasibility assessment for stroke detection," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2008, pp. 1–8, 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2008/254830>
- [38] A. T. Mobashsher, A. M. Abbosh, and Y. Wang, "Microwave system to detect traumatic brain injuries using compact unidirectional antenna and wideband transceiver with verification on realistic head phantom," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 1826–1836, sep 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2014.2342669>
- [39] S. Semenov, R. Svenson, A. Bulyshev, A. Souvorov, A. Nazarov, Y. Sizov, V. Posukh, A. Pavlovsky, P. Repin, and G. Tatsis, "Spatial resolution of microwave tomography for detection of myocardial ischemia and infarction—experimental study on two-dimensional models," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 4, pp. 538–544, apr 2000. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/22.842025>
- [40] S. Semenov, A. Bulyshev, A. Souvorov, A. Nazarov, Y. Sizov, R. Svenson, V. Posukh, A. Pavlovsky, P. Repin, and G. Tatsis, "Three-dimensional microwave tomography: Experimental imaging of phantoms and biological objects," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 6, pp. 1071–1074, jun 2000. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/22.904748>
- [41] S. Semenov, R. Svenson, A. Bulyshev, A. Souvorov, A. Nazarov, Y. Sizov, A. Pavlovsky, V. Borisov, B. Voinov, G. Simonova, A. Starostin, V. Posukh, G. Tatsis, and V. Baranov, "Three-dimensional microwave tomography: Experimental prototype of the system and vector Born reconstruction method," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 46, no. 8, pp. 937–946, 1999. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/10.775403>
- [42] S. Semenov, R. Svenson, A. Bulyshev, A. Souvorov, A. Nazarov, Y. Sizov, V. Posukh, A. Pavlovsky, P. Repin, A. Starostin, B. Voinov, M. Taran, G. Tatsis, and V. Baranov, "Three-dimensional microwave tomography: Initial experimental imaging of animals," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 49, no. 1, pp. 55–63, 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/10.972840>
- [43] J. Stang, M. Haynes, P. Carson, and M. Moghaddam, "A preclinical system prototype for focused microwave thermal therapy of the breast," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 9, pp. 2431–2438, sep 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2012.2199492>

- [44] P. Meaney, K. Paulsen, S. Geimer, S. Haider, and M. Fanning, “Quantification of 3-D field effects during 2-D microwave imaging,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 49, no. 7, pp. 708–720, jul 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2002.1010855>
- [45] Q. Fang, P. Meaney, and K. Paulsen, “Viable three-dimensional medical microwave tomography: Theory and numerical experiments,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 449–458, feb 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2037691>
- [46] M. Subotic, L. Palfi, and N. U. Pjevalica, “Efficient antenna modeling method for microwave tomography,” in *2016 24th Telecommunications Forum (TELFOR)*. IEEE, nov 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/telfor.2016.7818828>
- [47] M. Subotic, N. Pjevalica, and L. Palfi, “Design and modelling of an enclosed array of square spiral antennas for microwave tomography,” *Elektronika ir Elektrotehnika*, vol. 23, no. 2, apr 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.5755/eie.23.2.17999>
- [48] M. Ostadrahimi, S. Noghianian, L. Shafai, A. Zakaria, C. Kaye, and J. LoVetri, “Investigating a double layer Vivaldi antenna design for fixed array field measurement,” *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*, vol. 1, no. 4, p. 282, 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1504/ijuwbc.2010.034309>
- [49] C. Gilmore, P. Mojabi, A. Zakaria, M. Ostadrahimi, C. Kaye, S. Noghianian, L. Shafai, S. Pistorius, and J. LoVetri, “A wideband microwave tomography system with a novel frequency selection procedure,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 57, no. 4, pp. 894–904, apr 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2009.2036372>
- [50] J. Bourqui, M. Okoniewski, and E. C. Fear, “Balanced antipodal Vivaldi antenna with dielectric director for near-field microwave imaging,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 7, pp. 2318–2326, jul 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2010.2048844>
- [51] X. Zhuge and A. Yarovoy, “Design of low profile antipodal Vivaldi antenna for ultra-wideband near-field imaging,” in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE, 2010, pp. 1–5.
- [52] M. Ostadrahimi, A. Zakaria, J. Lovetri, and L. Shafai, “A near-field dual polarized (TE–TM) microwave imaging system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 3, pp. 1376–1384, mar 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.2012.2237181>
- [53] M. Asefi, M. OstadRahimi, A. Zakaria, and J. LoVetri, “A 3-D dual-polarized near-field microwave imaging system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 8, pp. 1790–1797, aug 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.2014.2333497>
- [54] M. Holman and S. Noghianian, “Near-field excitation modeling in microwave tomography,” in *IEEE International Conference on Electro-Information Technology, EIT 2013*. IEEE, may 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/eit.2013.6632689>

- [55] E. A. Attardo, A. Borsic, G. Vecchi, and P. M. Meaney, “Whole-system electromagnetic modeling for microwave tomography,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1618–1621, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2013.2237745>
- [56] S. Padhi, A. Fhager, M. Persson, and J. Howard, “Measured antenna response of a proposed microwave tomography system using an efficient 3-D FDTD model,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 689–692, 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2008.2009888>
- [57] A. Fhager, S. Padhi, and J. Howard, “3D image reconstruction in microwave tomography using an efficient FDTD model,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1353–1356, 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2009.2039032>
- [58] R. O. Mays, N. Behdad, and S. C. Hagness, “A TSVD analysis of the impact of polarization on microwave breast imaging using an enclosed array of miniaturized patch antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 418–421, 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2014.2365755>
- [59] R. O. Mays, S. C. Hagness, and N. Behdad, “A TSVD analysis of an enclosed array of multi-band patch antennas for microwave breast imaging,” in *2013 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*. IEEE, jul 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/usnc-ursi.2013.6715336>
- [60] W. Chew and J. Lin, “A frequency-hopping approach for microwave imaging of large inhomogeneous bodies,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1995. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/aps.1995.530887>
- [61] A. Taflove and S. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-difference Time-domain Method*, ser. Antennas and Propagation Library. Artech House, 2000. [Online]. Available: <https://books.google.rs/books?id=F61iQgAACAAJ>
- [62] K. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, may 1966. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.1966.1138693>
- [63] A. Ashtari, “Signal processing methods for high resolution microwave image reconstruction,” Ph.D. dissertation, 2010. [Online]. Available: https://mspace.lib.umanitoba.ca/jspui_org/bitstream/1993/21615/1/Ashtari_Signal_Processing.pdf
- [64] A. Sabouni, “Ultra-WideBand (UWB) microwave tomography using full-wave analysis techniques for heterogeneous and dispersive media,” Ph.D. dissertation, University of Manitoba, 2011. [Online]. Available: https://mspace.lib.umanitoba.ca/jspui_org/bitstream/1993/4834/1/Sabouni_Abas.pdf
- [65] A. Fhager, M. Gustafsson, and S. Nordebo, “Image reconstruction in microwave tomography using a dielectric Debye model,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 1, pp. 156–166, jan 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2011.2168606>

- [66] J. G. Elmore, M. B. Barton, V. M. Mocerri, S. Polk, P. J. Arena, and S. W. Fletcher, “Ten-year risk of false positive screening mammograms and clinical breast examinations,” *New England Journal of Medicine*, vol. 338, no. 16, pp. 1089–1096, apr 1998. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1056/nejm199804163381601>
- [67] P. J. Kornguth, “The false-negative mammogram,” *Contemporary Diagnostic Radiology*, vol. 22, no. 2, pp. 1–5, 1999. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1097/00219246-199922020-00001>
- [68] E. Fear, S. Hagness, P. Meaney, M. Okoniewski, and M. Stuchly, “Enhancing breast tumor detection with near-field imaging,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 48–56, mar 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/6668.990683>
- [69] P. Müller, M. Schürmann, and J. Guck, “The theory of diffraction tomography,” *arXiv preprint arXiv:1507.00466*, 2015.
- [70] A. J. Devaney, “A filtered backpropagation algorithm for diffraction tomography,” *Ultrasonic Imaging*, vol. 4, no. 4, pp. 336–350, oct 1982. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1177%2F016173468200400404>
- [71] D. R. Gibbins, T. Henriksson, I. Craddock, and M. Sarafianou, “Time-domain inverse scattering with a coarse reconstruction mesh,” in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*. IEEE, 2011, pp. 485–488.
- [72] T. Henriksson, D. R. Gibbins, I. Craddock, and M. Sarafianou, “A central-node based coarse reconstruction mesh applied to time-domain inverse scattering,” in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. IEEE, mar 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/eucap.2012.6206653>
- [73] M. Hiebel, *Fundamentals of vector network analysis*. Rohde & Schwarz, 2011. [Online]. Available: <https://www.amazon.com/Fundamentals-of-Vector-Network-Analysis/dp/3939837067>
- [74] P. Mojabi, M. Ostadrahimi, L. Shafai, and J. LoVetri, “Microwave tomography techniques and algorithms: A review,” in *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*. IEEE, jun 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/antem.2012.6262367>
- [75] A. Fhager, S. K. Padhi, M. Persson, and J. Howard, “Antenna modeling and reconstruction accuracy of time domain-based image reconstruction in microwave tomography,” *International Journal of Biomedical Imaging*, vol. 2013, pp. 1–14, 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2013/343180>
- [76] A. Peyman, S. Holden, and C. Gabriel, “Dielectric properties of tissues at microwave frequencies,” *Mobile telecommunications and health research programme*, 2009.
- [77] C. Gabriel, S. Gabriel, and E. Corthout, “The dielectric properties of biological tissues: I. literature survey,” *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2231–2249, nov 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1088/0031-9155/41/11/001>
- [78] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, “The dielectric properties of biological tissues: II. measurements in the frequency range 10 hz to 20 GHz,” *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–2269, nov 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1088/0031-9155/41/11/002>

- [79] “Understanding measurement performance and specifications,” Vaisala, Tech. Rep., 2016. [Online]. Available: <https://www.vaisala.com/sites/default/files/documents/Understanding-Accuracy-Specifications-Technical-note-B211482EN.pdf>
- [80] D. Winters, E. Bond, B. V. Veen, and S. Hagness, “Estimation of the frequency-dependent average dielectric properties of breast tissue using a time-domain inverse scattering technique,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3517–3528, nov 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2006.884296>
- [81] *R&S®ZVA Vector Network Analyzer Specifications*, Rohde & Schwarz, 5 2015, v13.02. [Online]. Available: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ZVA_dat-sw_en_5213-5680-22_v1302.pdf
- [82] P. Meaney, K. Paulsen, A. Hartov, and R. Crane, “Microwave imaging for tissue assessment: Initial evaluation in multitarget tissue-equivalent phantoms,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 43, no. 9, pp. 878–890, 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/10.532122>
- [83] A. Fhager, P. Hashemzadeh, and M. Persson, “Reconstruction quality and spectral content of an electromagnetic time-domain inversion algorithm,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 53, no. 8, pp. 1594–1604, aug 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2006.878079>
- [84] S. Hagness, A. Taflove, and J. Bridges, “Three-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: Design of an antenna-array element,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 5, pp. 783–791, may 1999. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/8.774131>
- [85] M. Donelli, I. J. Craddock, D. Gibbins, and M. Sarafianou, “A three-dimensional time domain microwave imaging method for breast cancer detection based on an evolutionary algorithm,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 18, pp. 179–195, 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierm11040903>
- [86] O. M. Bucci and T. Isernia, “Electromagnetic inverse scattering: Retrievable information and measurement strategies,” *Radio Science*, vol. 32, no. 6, pp. 2123–2137, nov 1997. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1029/97rs01826>
- [87] A. Wirgin, “The inverse crime,” *arXiv preprint math-ph/0401050*, 2004.
- [88] S. Hagness, A. Taflove, and J. Bridges, “Two-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: Fixed-focus and antenna-array sensors,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 45, no. 12, pp. 1470–1479, 1998. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/10.730440>
- [89] H. B. Lim, N. T. T. Nhung, E.-P. Li, and N. D. Thang, “Confocal microwave imaging for breast cancer detection: Delay-multiply-and-sum image reconstruction algorithm,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 55, no. 6, pp. 1697–1704, jun 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2008.919716>
- [90] M. Klemm, I. J. Craddock, J. A. Leendertz, A. Preece, and R. Benjamin, “Radar-based breast cancer detection using a hemispherical antenna array—experimental results,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 6, pp. 1692–1704, jun 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2019856>

- [91] L. Li and F. Li, “Beat the rayleigh limit: OAM based super-resolution diffraction tomography,” *arXiv preprint arXiv:1306.6404*, 2013. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1306.6404>
- [92] M. Slaney, A. Kak, and L. Larsen, “Limitations of imaging with first-order diffraction tomography,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 8, pp. 860–874, aug 1984. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/2Ftmmt.1984.1132783>
- [93] A. Brancaccio, G. Leone, and R. Pierri, “Information content of Born scattered fields: Results in the circular cylindrical case,” *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 15, no. 7, p. 1909, jul 1998. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1364/josaa.15.001909>
- [94] P. M. van den Berg and R. E. Kleinman, “A contrast source inversion method,” *Inverse Problems*, vol. 13, no. 6, pp. 1607–1620, dec 1997. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1088/0266-5611/13/6/013>
- [95] C. Gilmore, “Towards an improved microwave tomography system,” Ph.D. dissertation, University of Manitoba, 2010. [Online]. Available: https://mspace.lib.umanitoba.ca/bitstream/handle/1993/3850/Colin_Gilmore_PhD_Thesis_Final.pdf?sequence=1
- [96] P. Mojabi, “Investigation and development of algorithms and techniques for microwave tomography,” Ph.D. dissertation, University of Manitoba, 2010. [Online]. Available: <https://mspace.lib.umanitoba.ca/bitstream/handle/1993/3946/Mojabi%20PhD%20Thesis%20Algorithms%20Techniques%20for%20Microwave%20Tomography.pdf?sequence=1>
- [97] M. Born and E. Wolf, *E. Wolf Principles of optics*, 1980.
- [98] T. M. Habashy, R. W. Groom, and B. R. Spies, “Beyond the Born and rytov approximations: A nonlinear approach to electromagnetic scattering,” *Journal of Geophysical Research: Solid Earth*, vol. 98, no. B2, pp. 1759–1775, feb 1993. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1029/92jb02324>
- [99] Y. M. Wang and W. C. Chew, “An iterative solution of the two-dimensional electromagnetic inverse scattering problem,” *International Journal of Imaging Systems and Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 100–108, 1989. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002%2Fima.1850010111>
- [100] W. Chew and Y. Wang, “Reconstruction of two-dimensional permittivity distribution using the distorted Born iterative method,” *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 9, no. 2, pp. 218–225, jun 1990. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/2F42.56334>
- [101] F. Cakoni, D. Colton, and P. Monk, “Qualitative methods in inverse electromagnetic scattering theory: Inverse scattering for anisotropic media.” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 5, pp. 24–33, oct 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/map.2017.2731662>
- [102] A. Shahzad, M. O’Halloran, E. Jones, and M. Glavin, “A multistage selective weighting method for improved microwave breast tomography,” *Computerized Medical Imaging and Graphics*, vol. 54, pp. 6–15, dec 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.compmedimag.2016.08.007>

- [103] C. Gilmore, P. Mojabi, A. Zakaria, M. Ostadrahimi, C. Kaye, S. Noghianian, L. Shafai, S. Pistorius, and J. LoVetri, "An ultra-wideband microwave tomography system: Preliminary results," in *2009 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. IEEE, sep 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/iembs.2009.5335060>
- [104] P. Mojabi and J. LoVetri, "A novel microwave tomography system using a rotatable conductive enclosure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 5, pp. 1597–1605, may 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2011.2123066>
- [105] A. Sabouni and S. Noghianian, "Experimental results for microwave tomography imaging based on FDTD and GA," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 33, pp. 69–82, 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierm13080610>
- [106] D. J. Pagliari, A. Pulimeno, M. Vacca, J. A. Tobon, F. Vipiana, M. R. Casu, R. Solimene, and L. P. Carloni, "A low-cost, fast, and accurate microwave imaging system for breast cancer detection," in *2015 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*. IEEE, oct 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/biocas.2015.7348444>
- [107] T. Rubdok, A. Fhager, P. D. Jensen, J. J. Mohr, and M. Persson, "Microwave imaging for breast cancer detection: Comparison of tomographic imaging algorithms using single-frequency and time-domain data," in *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*. IEEE, aug 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ursigass.2011.6051370>
- [108] A. Vispa, L. Sani, M. Paoli, A. Bigotti, G. Raspa, N. Ghavami, S. Caschera, M. Ghavami, M. Duranti, and G. Tiberi, "UWB device for breast microwave imaging: Phantom and clinical validations," *Measurement*, vol. 146, pp. 582–589, nov 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2019.05.109>
- [109] D. Gibbins, D. Byrne, T. Henriksson, B. Monsalve, and I. J. Craddock, "Less becomes more for microwave imaging: Design and validation of an ultrawide-band measurement array." *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 5, pp. 72–85, oct 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/map.2017.2731198>
- [110] S. Mustafa, B. Mohammed, and A. Abbosh, "Novel preprocessing techniques for accurate microwave imaging of human brain," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 460–463, 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2013.2255095>
- [111] A. Sabouni, S. Noghnaian, and A. Kishk, "A novel microwave tomography setup based on line source with phase control," in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*. IEEE, jul 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/aps.2013.6711065>
- [112] P. Mojabi and J. LoVetri, "A prescaled multiplicative regularized Gauss-Newton inversion," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, pp. 2954–2963, aug 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2011.2158788>
- [113] A. Pižurica, J. Aelterman, F. Bai, S. Vanlooche, H. Q. Luong, B. Goossens, and W. Philips, "On structured sparsity and selected applications in tomographic imaging," in *Wavelets and Sparsity XIV*, M. Papadakis, D. V. D. Ville, and V. K. Goyal, Eds. SPIE, sep 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1117/12.893784>

- [114] F. Bai, A. Pizurica, A. Franchois, S. V. Loocke, D. D. Zutter, and W. Philips, “Weakly convex discontinuity adaptive regularization for microwave imaging,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 12, pp. 6242–6246, dec 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2013.2283603>
- [115] J. E. Johnson, H. Zhou, and T. Takenaka, “Experimental three-dimensional time-domain reconstruction of dielectric objects for breast cancer detection,” *Structure*, vol. 5, p. 30. [Online]. Available: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.517.500&rep=rep1&type=pdf>
- [116] S. Semenov, R. Svenson, A. Boulyshev, A. Souvorov, V. Borisov, Y. Sizov, A. Starostin, K. Dezern, G. Tatsis, and V. Baranov, “Microwave tomography: Two-dimensional system for biological imaging,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 43, no. 9, pp. 869–877, 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/10.532121>
- [117] M. Klemm, J. Leendertz, D. Gibbins, I. Craddock, A. Preece, and R. Benjamin, “Microwave radar-based breast cancer detection: Imaging in inhomogeneous breast phantoms,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1349–1352, 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2009.2036748>
- [118] Z. Q. Zhang, Q. H. Liu, C. Xiao, E. Ward, G. Ybarra, and W. Joines, “Microwave breast imaging: 3-D forward scattering simulation,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 50, no. 10, pp. 1180–1189, oct 2003. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2003.817634>
- [119] D. Winters, B. V. Veen, and S. Hagness, “A sparsity regularization approach to the electromagnetic inverse scattering problem,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 1, pp. 145–154, jan 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2035997>
- [120] D. Winters, J. Shea, P. Kosmas, B. V. Veen, and S. Hagness, “Three-dimensional microwave breast imaging: Dispersive dielectric properties estimation using patient-specific basis functions,” *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 28, no. 7, pp. 969–981, jul 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmi.2008.2008959>
- [121] T. J. Colgan, S. C. Hagness, and B. D. Van Veen, “A 3-D level set method for microwave breast imaging,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, no. 10, pp. 2526–2534, 2015. [Online]. Available: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC4634564/>
- [122] T. Takenaka, H. Zhou, and T. Tanaka, “Inverse scattering for a three-dimensional object in the time domain,” *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 20, no. 10, p. 1867, oct 2003. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1364/josaa.20.001867>
- [123] J. E. Johnson, T. Takenaka, K. A. H. Ping, S. Honda, and T. Tanaka, “Advances in the 3-D forward-backward time-stepping (FBTS) inverse scattering technique for breast cancer detection,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 56, no. 9, pp. 2232–2243, sep 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2009.2022635>
- [124] A. Shahzad, M. O'Halloran, E. Jones, and M. Glavin, “A preprocessing filter for multistatic microwave breast imaging for enhanced tumour detection,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 57, pp. 115–126, 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierb13080606>

- [125] F. Bai, A. Francois, J. D. Zaeytjyd, and A. Pizurica, “Three-dimensional quantitative microwave imaging of realistic numerical breast phantoms using huber regularization,” in *2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*. IEEE, jul 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/embc.2013.6610704>
- [126] J. D. Zaeytjyd and A. Francois, “A subspace preconditioned LSQR Gauss-Newton method with a constrained line search path applied to 3D biomedical microwave imaging,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, pp. 1–21, 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2015/924067>
- [127] F. Bai and A. Pižurica, “3D quantitative microwave imaging from sparsely measured data with huber regularization,” in *Computational Imaging XII*, C. A. Bouman and K. D. Sauer, Eds. SPIE, mar 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1117/12.2038500>
- [128] F. Bai, A. Pizurica, S. V. Loocke, A. Francois, D. D. Zutter, and W. Philips, “Quantitative microwave tomography from sparse measurements using a robust huber regularizer,” in *2012 19th IEEE International Conference on Image Processing*. IEEE, sep 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/icip.2012.6467299>
- [129] F. Bai, A. Pizurica, A. Francois, and W. Philips, “New insights in Huber and TV-like regularizers in microwave imaging,” in *2013 IEEE International Conference on Image Processing*. IEEE, sep 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/icip.2013.6738212>
- [130] F. Bai, W. Philips, and A. Pizurica, “Quantitative microwave imaging based on a huber regularization,” in *IEICE Information and Communication Technology Forum (ICTF-2013)*, 2013. [Online]. Available: <https://biblio.ugent.be/publication/3178226/file/4377001.pdf>
- [131] J. De Zaeytjyd, “On the 3D electromagnetic quantitative inverse scattering problem: Algorithms and regularization,” Ph.D. dissertation, Ghent University, 2009. [Online]. Available: <https://biblio.ugent.be/publication/1076192/file/4334901.pdf>
- [132] F. Bai, A. Pižurica, B. Truyen, W. Philips, and A. Francois, “Weakly convex discontinuity adaptive regularization for 3D quantitative microwave tomography,” *Inverse Problems*, vol. 30, no. 8, p. 085005, jul 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1088/0266-5611/30/8/085005>
- [133] F. Bai, “Spatial priors for tomographic reconstructions from limited data,” Ph.D. dissertation, Ghent University, 2014. [Online]. Available: <https://biblio.ugent.be/publication/5714023/file/5714031.pdf>
- [134] T. Takenaka, H. Jia, and T. Tanaka, “Microwave imaging of electrical property distributions by a forward-backward time-stepping method,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 14, no. 12, pp. 1609–1626, jan 2000. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1163/156939300x00383>
- [135] A. Shahzad, M. O'Halloran, M. Glavin, and E. Jones, “A novel optimized parallelization strategy to accelerate microwave tomography for breast cancer screening,” in *2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. IEEE, aug 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/embc.2014.6944119>

- [136] C. Gilmore, P. Mojabi, A. Zakaria, S. Pistorius, and J. LoVetri, “On super-resolution with an experimental microwave tomography system,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 393–396, 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2010.2049471>
- [137] T. Cui, W. Chew, X. Yin, and W. Hong, “Study of resolution and super resolution in electromagnetic imaging for half-space problems,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 6, pp. 1398–1411, jun 2004. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2004.829847>
- [138] O. Bucci, C. Gennarelli, and C. Savarese, “Representation of electromagnetic fields over arbitrary surfaces by a finite and nonredundant number of samples,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 3, pp. 351–359, mar 1998. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/8.662654>
- [139] F.-C. Chen and W. C. Chew, “Experimental verification of super resolution in nonlinear inverse scattering,” *Applied Physics Letters*, vol. 72, no. 23, pp. 3080–3082, jun 1998. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1063/1.121547>
- [140] W. Guo and T. Guo, “Three-dimensional dielectric imaging by microwave inverse scattering with resolution unlimited by wavelength,” in *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. IEEE, [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ceidp.1989.69525>
- [141] D. Li, P. M. Meaney, T. Raynolds, S. A. Pendergrass, M. W. Fanning, and K. D. Paulsen, “Parallel-detection microwave spectroscopy system for breast imaging,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 75, no. 7, pp. 2305–2313, jul 2004. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1063/1.1764609>
- [142] R. Salman and I. Willms, “3D UWB radar super-resolution imaging for complex objects with discontinuous wavefronts,” in *2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*. IEEE, sep 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/icuwb.2011.6058860>
- [143] M. A. Abou-Khousa, K. T. M. Shafi, and X. Xingyu, “High-resolution UHF near-field imaging probe,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 67, no. 10, pp. 2353–2362, oct 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tim.2018.2815437>
- [144] J. Zhou, R. A. Hadi, W. Qiao, Y. Zhao, C. Chen, M. Kaynak, X. Cheng, J. C. M. Hwang, and M.-C. F. Chang, “A silicon based 4.5-GHz near-field capacitive sensing imaging array,” in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. IEEE, jun 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/mwsym.2019.8700976>
- [145] Z. Wang, A. Bovik, H. Sheikh, and E. Simoncelli, “Image quality assessment: From error visibility to structural similarity,” *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 13, no. 4, pp. 600–612, apr 2004. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tip.2003.819861>
- [146] S. Mahdavi, M. E. Shiri, and S. Rahnamayan, “Metaheuristics in large-scale global continues optimization: a survey,” *Information Sciences*, vol. 295, pp. 407–428, feb 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.ins.2014.10.042>
- [147] C. Blum and A. Roli, “Metaheuristics in combinatorial optimization: Overview and conceptual comparison,” *ACM computing surveys (CSUR)*, vol. 35, no. 3, pp. 268–308, 2003. [Online]. Available: <https://dl.acm.org/doi/abs/10.1145/937503.937505>

- [148] C. G. Broyden, “The convergence of a class of double-rank minimization algorithms,” *IMA Journal of Applied Mathematics*, vol. 6, no. 3, pp. 222–231, 1970. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1093/imamat/6.3.222>
- [149] R. Fletcher, “A new approach to variable metric algorithms,” *The Computer Journal*, vol. 13, no. 3, pp. 317–322, mar 1970. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1093/comjnl/13.3.317>
- [150] D. Goldfarb, “A family of variable-metric methods derived by variational means,” *Mathematics of Computation*, vol. 24, no. 109, pp. 23–23, jan 1970. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1090/s0025-5718-1970-0258249-6>
- [151] D. F. Shanno, “Conditioning of quasi-Newton methods for function minimization,” *Mathematics of Computation*, vol. 24, no. 111, pp. 647–647, sep 1970. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1090/s0025-5718-1970-0274029-x>
- [152] R. Kouhia, “On the solution of non-linear finite element equations,” *Computers & Structures*, vol. 44, no. 1-2, pp. 243–254, jul 1992. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/0045-7949%2892%2990243-s>
- [153] J. Nocedal, “Updating quasi-Newton matrices with limited storage,” *Mathematics of Computation*, vol. 35, no. 151, pp. 773–773, sep 1980. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1090/s0025-5718-1980-0572855-7>
- [154] S. J. Wright, “Coordinate descent algorithms,” *Mathematical Programming*, vol. 151, no. 1, pp. 3–34, mar 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s10107-015-0892-3>
- [155] R. Hooke and T. A. Jeeves, “Direct search solution of numerical and statistical problems,” *Journal of the ACM (JACM)*, vol. 8, no. 2, pp. 212–229, apr 1961. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/321062.321069>
- [156] M. G. Johnson. (1994) Nonlinear optimization using the algorithm of hooke and jeeves. [Online]. Available: www.netlib.org/opt/hooke.c
- [157] J. A. Nelder and R. Mead, “A simplex method for function minimization,” *The Computer Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 308–313, jan 1965. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1093/comjnl/7.4.308>
- [158] M. J. D. Powell, “An efficient method for finding the minimum of a function of several variables without calculating derivatives,” *The Computer Journal*, vol. 7, no. 2, pp. 155–162, feb 1964. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1093/comjnl/7.2.155>
- [159] —, “On search directions for minimization algorithms,” *Mathematical Programming*, vol. 4, no. 1, pp. 193–201, dec 1973. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/bf01584660>
- [160] G. Hornby, A. Globus, D. Linden, and J. Lohn, “Automated antenna design with evolutionary algorithms,” in *Space 2006*. American Institute of Aeronautics and Astronautics, sep 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2514/6.2006-7242>
- [161] J. W. Jayasinghe, J. Anguera, and D. N. Uduwawala, “A high-directivity microstrip patch antenna design by using genetic algorithm optimization,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 37, pp. 131–144, 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierc13010805>

- [162] N. Hansen and A. Ostermeier, “Completely derandomized self-adaptation in evolution strategies,” *Evolutionary Computation*, vol. 9, no. 2, pp. 159–195, jun 2001. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1162%2F106365601750190398>
- [163] N. Hansen, S. D. Müller, and P. Koumoutsakos, “Reducing the time complexity of the derandomized evolution strategy with covariance matrix adaptation (CMA-ES),” *Evolutionary Computation*, vol. 11, no. 1, pp. 1–18, mar 2003. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1162%2F106365603321828970>
- [164] N. Hansen and S. Kern, “Evaluating the CMA evolution strategy on multimodal test functions,” in *Lecture Notes in Computer Science*. Springer Berlin Heidelberg, 2004, pp. 282–291. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007%2F978-3-540-30217-9_29
- [165] R. Eberhart and J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory,” in *MHS'95. Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*. IEEE. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/mhs.1995.494215>
- [166] D. Karaboga and B. Basturk, “A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: Artificial bee colony (ABC) algorithm,” *Journal of Global Optimization*, vol. 39, no. 3, pp. 459–471, apr 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s10898-007-9149-x>
- [167] M. Dorigo, V. Maniezzo, and A. Coloni, “Ant system: Optimization by a colony of cooperating agents,” *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, vol. 26, no. 1, pp. 29–41, 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/3477.484436>
- [168] G. Giorgi, “Mathematical tools for microwave mammography and prostate cryosurgery,” Ph.D. dissertation, University of Genoa, 2008.
- [169] A. Randazzo, “Swarm optimization methods in microwave imaging,” *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2012, pp. 1–12, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2012/491713>
- [170] B. Akay and D. Karaboga, “Parameter tuning for the artificial bee colony algorithm,” in *Computational Collective Intelligence. Semantic Web, Social Networks and Multiagent Systems*. Springer Berlin Heidelberg, 2009, pp. 608–619. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-3-642-04441-0_53
- [171] M. Mernik, S.-H. Liu, D. Karaboga, and M. Črepinšek, “On clarifying misconceptions when comparing variants of the artificial bee colony algorithm by offering a new implementation,” *Information Sciences*, vol. 291, pp. 115–127, jan 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.ins.2014.08.040>
- [172] M. Subotic, L. Palfi, and N. U. Pjevalica, “Customizing hybrid optimization for microwave tomography,” in *2016 Middle European Conference on Applied Theoretical Computer Science (MATCOS-16)*. ACM, 2016.
- [173] F. Kang, J. Li, Z. Ma, and H. Li, “Artificial bee colony algorithm with local search for numerical optimization,” *Journal of Software*, vol. 6, no. 3, mar 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.4304/jsw.6.3.490-497>

- [174] P. Koduru, S. Das, and S. M. Welch, “A particle swarm optimization-nelder mead hybrid algorithm for balanced exploration and exploitation in multidimensional search space,” in *IC-AI*, 2006, pp. 457–464. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/profile/Stephen_Welch/publication/220834275_A_Particle_Swarm_Optimization-Nelder_Mead_Hybrid_Algorithm_for_Balanced_Exploration_and_Exploitation_in_Multidimensional_Search_Space/links/54c92ba70cf298fd26242c31/A-Particle-Swarm-Optimization-Nelder-Mead-Hybrid-Algorithm-for-Balanced-Exploration-and-Exploitation-in-Multidimensional-Search-Space/links/54c92ba70cf298fd26242c31/A-Particle-Swarm-Optimization-Nelder-Mead-Hybrid-Algorithm-for-Balanced-Exploration-and-Exploitation-in-Multidimensional-Search-Space.pdf
- [175] M. Subotic, N. Pjevalica, and S. Pijetlovic, “Microwave tomography based on time domain solver and adaptive optimization,” in *4th IcETTRAN international conference*, 2017. [Online]. Available: https://www.etrans.rs/common/pages/proceedings/IcETTRAN2017/API/IcETTRAN2017_paper_API1_4.pdf
- [176] I. Loshchilov, M. Schoenauer, and M. Sebag, “Adaptive coordinate descent,” in *Proceedings of the 13th annual conference on Genetic and evolutionary computation - GECCO 11*. ACM Press, 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/2001576.2001697>
- [177] L. Yang, S. Yang, S. L. Ho, and W. N. Fu, “An improved evolution strategy and its application to inverse scattering in microwave imaging,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 3, pp. 1–4, mar 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/Tmag.2014.2362300>
- [178] M. D. Gregory, S. V. Martin, and D. H. Werner, “Improved electromagnetics optimization: The covariance matrix adaptation evolutionary strategy,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 3, pp. 48–59, jun 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/Tmap.2015.2437277>
- [179] E. BouDaher and A. Hoorfar, “Electromagnetic optimization using mixed-parameter and multiobjective covariance matrix adaptation evolution strategy,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1712–1724, apr 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/Tap.2015.2398116>
- [180] W. Chen, T. Weise, Z. Yang, and K. Tang, “Large-scale global optimization using cooperative coevolution with variable interaction learning,” in *Parallel Problem Solving from Nature, PPSN XI*. Springer Berlin Heidelberg, 2010, pp. 300–309. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-3-642-15871-1_31
- [181] B. Colson and P. L. Toint, “Optimizing partially separable functions without derivatives,” *Optimization Methods and Software*, vol. 20, no. 4-5, pp. 493–508, aug 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1080/10556780500140227>
- [182] A. R. Conn, N. Gould, and P. L. Toint, “Improving the decomposition of partially separable functions in the context of large-scale optimization: A first approach,” in *Large Scale Optimization*. Springer US, 1994, pp. 82–94. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-1-4613-3632-7_5
- [183] J. P. Haldar and Z.-P. Liang, “Spatiotemporal imaging with partially separable functions: A matrix recovery approach,” in *2010 IEEE International Symposium on Biomedical Imaging: From Nano to Macro*. IEEE, 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/isbi.2010.5490076>

- [184] K. Haji Hajikolaie, “Metamodel-based global optimization methodologies for high dimensional expensive black-box problems,” Ph.D. dissertation, Applied Sciences:, 2014. [Online]. Available: <http://summit.sfu.ca/item/14778>
- [185] J. Gu, G. Y. Li, and Z. Dong, “Hybrid and adaptive meta-model-based global optimization,” *Engineering Optimization*, vol. 44, no. 1, pp. 87–104, jan 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1080/0305215x.2011.564768>
- [186] H. Jie, Y. Wu, and J. Ding, “An adaptive metamodel-based global optimization algorithm for black-box type problems,” *Engineering Optimization*, vol. 47, no. 11, pp. 1459–1480, nov 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1080/0305215x.2014.979814>
- [187] H. Liu, S. Xu, Y. Ma, and X. Wang, “Global optimization of expensive black box functions using potential Lipschitz constants and response surfaces,” *Journal of Global Optimization*, vol. 63, no. 2, pp. 229–251, mar 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s10898-015-0283-6>
- [188] B. Eisenhower, Z. O’Neill, S. Narayanan, V. A. Fonoberov, and I. Mezić, “A methodology for meta-model based optimization in building energy models,” *Energy and Buildings*, vol. 47, pp. 292–301, apr 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2011.12.001>
- [189] J. Knowles and H. Nakayama, “Meta-modeling in multiobjective optimization,” in *Multiobjective Optimization*. Springer Berlin Heidelberg, 2008, pp. 245–284. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-3-540-88908-3_10
- [190] K. Amouzgar, “Metamodel based multi-objective optimization,” 2015. [Online]. Available: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:875865/FULLTEXT01.pdf>
- [191] B. K. And, “Survey of trust-region derivative free optimization methods,” *Journal of Industrial & Management Optimization*, vol. 3, no. 2, pp. 321–334, 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.3934/jimo.2007.3.321>
- [192] N. Abdollahi, D. Kurrant, P. Mojabi, M. Omer, E. Fear, and J. LoVetri, “Incorporation of ultrasonic prior information for improving quantitative microwave imaging of breast,” *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*, vol. 4, pp. 98–110, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/jmmct.2019.2905344>
- [193] H. Pan, L. Wang, and B. Liu, “Particle swarm optimization for function optimization in noisy environment,” *Applied Mathematics and Computation*, vol. 181, no. 2, pp. 908–919, oct 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.amc.2006.01.066>
- [194] K. Parsopoulos and M. Vrahatis, “Particle swarm optimizer in noisy and continuously changing environments,” *methods*, vol. 5, no. 6, p. 23. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/profile/Michael_Vrahatis/publication/2493918_Particle_swarm_optimizer_in_noisy_and_continuously_changing_environments/links/0fcfd50e4b2a40d2e4000000.pdf
- [195] K. E. Parsopoulos and M. N. Vrahatis, “Recent approaches to global optimization problems through particle swarm optimization,” *Natural computing*, vol. 1, no. 2, pp. 235–306. [Online]. Available: <https://link.springer.com/article/10.1023/A:1016568309421>

- [196] S. Finck, N. Hansen, R. Ros, and A. Auger, “Real-parameter black-box optimization benchmarking 2009: Presentation of the noisy functions,” Research Center PPE of University of Applied Science Vorarlberg, TAO Team of INRIA, Tech. Rep., 2009. [Online]. Available: <https://hal.inria.fr/inria-00369466/document>
- [197] —, “Real-parameter black-box optimization benchmarking 2010: Presentation of the noiseless functions,” Research Center PPE of University of Applied Science Vorarlberg, TAO Team of INRIA, Tech. Rep., 2010. [Online]. Available: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.140.4310&rep=rep1&type=pdf>
- [198] M. Jamil and X. S. Yang, “A literature survey of benchmark functions for global optimization problems,” *International Journal of Mathematical Modelling and Numerical Optimisation*, vol. 4, no. 2, p. 150, 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1504/ijmmno.2013.055204>
- [199] D. Wolpert and W. Macready, “No free lunch theorems for optimization,” *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 1, no. 1, pp. 67–82, apr 1997. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/4235.585893>
- [200] Y. Ho and D. Pepyne, “Simple explanation of the no-free-lunch theorem and its implications,” *Journal of Optimization Theory and Applications*, vol. 115, no. 3, pp. 549–570, dec 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1023/a%3A1021251113462>
- [201] T. Weise, R. Chiong, and K. Tang, “Evolutionary optimization: Pitfalls and booby traps,” *Journal of Computer Science and Technology*, vol. 27, no. 5, pp. 907–936, sep 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s11390-012-1274-4>
- [202] L. Cayton, “Algorithms for manifold learning,” *Univ. of California at San Diego Tech. Rep.*, vol. 12, no. 1-17, p. 1. [Online]. Available: <http://cseweb.ucsd.edu/~lcayton/resexam.pdf>
- [203] C. Su, H. Ke, and T. Hubing, “Overview of electromagnetic modeling software,” in *Proc. of the 25th International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, 2009, pp. 736–741. [Online]. Available: <https://cecas.clemson.edu/cvel/pdf/ACES09-736.pdf>
- [204] K. W. van Dongen and C. Brennan, “Solution methods for electric field integral equations,” 2012.
- [205] A. Taflove and M. Brodwin, “Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell’s equations,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, no. 8, pp. 623–630, aug 1975. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.1975.1128640>
- [206] A. Taflove, “Review of the formulation and applications of the finite-difference time-domain method for numerical modeling of electromagnetic wave interactions with arbitrary structures,” *Wave Motion*, vol. 10, no. 6, pp. 547–582, dec 1988. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/0165-2125%2888%2990012-1>
- [207] A. Taflove and K. R. Umashankar, “The finite-difference time-domain method for numerical modeling of electromagnetic wave interactions,” *Electromagnetics*, vol. 10, no. 1-2, pp. 105–126, jan 1990. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1080/02726349008908231>

- [208] W. J. Buchanan, “Analysis of electromagnetic wave propagation using 3D finite-difference time-domain methods with parallel processing.” Ph.D. dissertation, Edinburgh Napier University, 1996. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/profile/William-Buchanan-3/publication/238070446_Analysis_of_Electromagnetic_Wave_Propagation_using_the_3D_Finite-Difference_Time-Domain_Method_with_Parallel_Processing/links/59ddbd3faca272b698f1048b/Analysis-of-Electromagnetic-Wave-Propagation-using-the-3D-Finite-Difference-Time-Domain-Method.pdf
- [209] H. Zhou, T. Takenaka, J. Johnson, and T. Tanaka, “A breast imaging model using microwaves and a time domain three dimensional reconstruction method,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 93, pp. 57–70, 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pier09033001>
- [210] D. Ireland and A. Abbosh, “Optimised second-order Debye parameters for head tissues at microwave frequencies,” in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. IEEE, jul 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/aps.2012.6348499>
- [211] T. G. Papadopoulos and I. T. Rekanos, “Time-domain microwave imaging of inhomogeneous Debye dispersive scatterers,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 1197–1202, feb 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2011.2173150>
- [212] T. Wuren, T. Takai, M. Fujii, and I. Sakagami, “Effective 2-Debye-pole FDTD model of electromagnetic interaction between whole human body and UWB radiation,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 483–485, jul 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lmwc.2007.899295>
- [213] M.-R. Tofighi, “FDTD modeling of biological tissues cole-cole dispersion for 0.5-30 GHz using relaxation time distribution samples—novel and improved implementations,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 10, pp. 2588–2596, oct 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.2009.2029767>
- [214] Z. Sacks, D. Kingsland, R. Lee, and J.-F. Lee, “A perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 12, pp. 1460–1463, 1995. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/8.477075>
- [215] S. Gedney, “An anisotropic perfectly matched layer-absorbing medium for the truncation of FDTD lattices,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 12, pp. 1630–1639, 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/8.546249>
- [216] J. A. Roden and S. D. Gedney, “Convolution PML (CPML): an efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 27, no. 5, pp. 334–339, 2000. [Online]. Available: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(200012\)27:5%3C334::AID-MOP14%3E3.0.CO;2-B](https://doi.org/10.1002/1098-2760(200012)27:5%3C334::AID-MOP14%3E3.0.CO;2-B)
- [217] M. R. Casu, F. Colonna, M. Crepaldi, D. Demarchi, M. Graziano, and M. Zamboni, “UWB microwave imaging for breast cancer detection: Many-core, GPU, or FPGA?” *ACM Transactions on Embedded Computing Systems*, vol. 13, no. 3s, pp. 1–22, mar 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/2530534>

- [218] H. Suzuki, R. Yamaguchi, and S. Uebayashi, “A study on accuracy of FDTD method using fixed-point arithmetic,” *IEICE Trans*, pp. 37–41, 2005. [Online]. Available: <http://ap-s.ei.tuat.ac.jp/isapx/2005/pdf/1C2-2.pdf>
- [219] S. Pijetlovic, M. Subotic, and N. Pjevalica, “Improving FDTD algorithm performance using block floating-point,” in *2017 25th Telecommunication Forum (TELFOR)*. IEEE, nov 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/telfor.2017.8249399>
- [220] M. Subotic, N. Pjevalica, and L. Palfi, “Design and modelling of an enclosed array of square spiral antennas for microwave tomography,” *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 23, no. 2, apr 2017.
- [221] C. Warren, A. Giannopoulos, A. Gray, I. Giannakis, A. Patterson, L. Wetter, and A. Hamrah, “A CUDA-based GPU engine for gprmax: Open source FDTD electromagnetic simulation software,” *Computer Physics Communications*, vol. 237, pp. 208–218, apr 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.cpc.2018.11.007>
- [222] H. M. Waidyasooriya, Y. Takei, M. Hariyama, and M. Kameyama, “Hybrid single/double precision floating-point computation on GPU accelerators for 2-D FDTD,” in *Proceedings of the International Conference on Parallel and Distributed Processing Techniques and Applications (PDPTA)*. The Steering Committee of The World Congress in Computer Science, Computer Engineering and Applied Computing (WorldComp), 2012, p. 1. [Online]. Available: <http://weblidi.info.unlp.edu.ar/worldcomp2012-mirror/p2012/PDP7936.pdf>
- [223] J. Chi, F. Liu, E. Weber, Y. Li, and S. Crozier, “GPU-accelerated FDTD modeling of radio-frequency field–tissue interactions in high-field MRI,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 58, no. 6, pp. 1789–1796, jun 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/Tbme.2011.2116020>
- [224] E. L. Tan, “Acceleration of LOD-FDTD method using fundamental scheme on graphics processor units,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 12, pp. 648–650, dec 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lmwc.2010.2079922>
- [225] H. M. Waidyasooriya, Y. Takei, M. Hariyama, and M. Kameyama, “Low-power heterogeneous platform for high performance computing and its application to 2D-FDTD computation: ERSA’12 short paper,” in *Proceedings of the International Conference on Engineering of Reconfigurable Systems and Algorithms (ERSA)*. The Steering Committee of The World Congress in Computer Science, Computer Engineering and Applied Computing (WorldComp), 2012, p. 1. [Online]. Available: <https://search.proquest.com/openview/72d4a489366da2718ab1c0903e331afa>
- [226] W. Chen, P. Kosmas, M. Leeser, and C. Rappaport, “An FPGA implementation of the two-dimensional finite-difference time-domain (FDTD) algorithm,” in *Proceeding of the 2004 ACM/SIGDA 12th international symposium on Field programmable gate arrays - FPGA '04*. ACM Press, 2004. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/968280.968311>
- [227] W. Chen, “Acceleration of the 3D FDTD algorithm in fixed-point arithmetic using reconfigurable hardware,” Ph.D. dissertation, Northeastern University Boston, 2007. [Online]. Available: http://www.ece.neu.edu/groups/rcl/theses/wchen_phd2007.pdf
- [228] —, “FPGA implementation of 2D FDTD algorithm,” 2003. [Online]. Available: <http://www.coe.neu.edu/research/rcl/theses/wchen-ms2003.pdf>

- [229] R. Schneider, M. Okoniewski, and L. Turner, “A software-coupled 2D FDTD hardware accelerator [electromagnetic simulation],” in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004*. IEEE, 2004. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/aps.2004.1330521>
- [230] J. Durbano, J. Humphrey, F. Ortiz, P. Curt, D. Prather, and M. Mirotznik, “Hardware acceleration of the 3D finite-difference time-domain method,” in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004*. IEEE, 2004. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/aps.2004.1329557>
- [231] J. Durbano, F. Ortiz, J. Humphrey, M. Mirotznik, and D. Prather, “Hardware implementation of a three-dimensional finite-difference time-domain algorithm,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 54–57, 2003. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2003.812245>
- [232] R. N. Schneider, L. E. Turner, and M. M. Okoniewski, “Application of FPGA technology to accelerate the finite-difference time-domain (FDTD) method,” in *Proceedings of the 2002 ACM/SIGDA tenth international symposium on Field-programmable gate arrays - FPGA '02*. ACM Press, 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/503048.503063>
- [233] H. M. Waidyasooriya, T. Endo, M. Hariyama, and Y. Ohtera, “OpenCL-based FPGA accelerator for 3D FDTD with periodic and absorbing boundary conditions,” *International Journal of Reconfigurable Computing*, vol. 2017, pp. 1–11, 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2017/6817674>
- [234] T. Kenter, J. Forstner, and C. Plessl, “Flexible FPGA design for FDTD using OpenCL,” in *2017 27th International Conference on Field Programmable Logic and Applications (FPL)*. IEEE, sep 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.23919/fpl.2017.8056844>
- [235] S. Pijetlović, M. Subotić, and N. Pjevalica, “An approach to finding an optimal FPGA for memory intensive problems,” in *4th IcETTRAN international conference, 2017*. [Online]. Available: https://www.etrans.rs/common/pages/proceedings/IcETTRAN2017/EKI/IcETTRAN2017_paper_EKI1_6.pdf
- [236] *UltraScale Architecture and Product Data Sheet: Overview*, Xilinx, 6 2020, v3.12. [Online]. Available: https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds890-ultrascale-overview.pdf
- [237] H. Fu, J. Liao, J. Yang, L. Wang, Z. Song, X. Huang, C. Yang, W. Xue, F. Liu, F. Qiao, W. Zhao, X. Yin, C. Hou, C. Zhang, W. Ge, J. Zhang, Y. Wang, C. Zhou, and G. Yang, “The Sunway TaihuLight supercomputer: System and applications,” *Science China Information Sciences*, vol. 59, no. 7, jun 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s11432-016-5588-7>
- [238] D. N. Truong, W. H. Cheng, T. Mohsenin, Z. Yu, A. T. Jacobson, G. Landge, M. J. Meeuwsen, C. Watnik, A. T. Tran, Z. Xiao, E. W. Work, J. W. Webb, P. V. Mejia, and B. M. Baas, “A 167-processor computational platform in 65 nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 4, pp. 1130–1144, apr 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/jssc.2009.2013772>
- [239] D. Truong, W. Cheng, T. Mohsenin, Z. Yu, T. Jacobson, G. Landge, M. Meeuwsen, C. Watnik, P. Mejia, A. Tran, J. Webb, E. Work, Z. Xiao, and B. Baas, “A 167-processor 65 nm computational platform with per-processor dynamic supply voltage and dynamic

- clock frequency scaling,” in *2008 IEEE Symposium on VLSI Circuits*. IEEE, jun 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/vlsic.2008.4585936>
- [240] B. Baas, Z. Yu, M. Meeuwsen, O. Sattari, R. Apperson, E. Work, J. Webb, M. Lai, T. Mohsenin, D. Truong, and J. Cheung, “AsAP: A fine-grained many-core platform for DSP applications,” *IEEE Micro*, vol. 27, no. 2, pp. 34–45, mar 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/mm.2007.29>
- [241] B. Baas, Z. Yu, M. Meeuwsen, O. Sattari, R. Apperson, E. Work, J. Webb, M. Lai, D. Gurman, C. Chen, J. Cheung, D. Truong, and T. Mohsenin, “Hardware and applications of AsAP: An asynchronous array of simple processors,” in *2006 IEEE Hot Chips 18 Symposium (HCS)*. IEEE, aug 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/hotchips.2006.7477855>
- [242] Z. Yu, M. Meeuwsen, R. Apperson, O. Sattari, M. Lai, J. Webb, E. Work, T. Mohsenin, M. Singh, and B. Baas, “An asynchronous array of simple processors for DSP applications,” in *2006 IEEE International Solid State Circuits Conference - Digest of Technical Papers*. IEEE, 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/isscc.2006.1696225>
- [243] A. Stillmaker, “Design of energy-efficient many-core MIMD GALS processor arrays in the 1000-processor era,” Ph.D. dissertation, University of California, Davis, 2015. [Online]. Available: <http://vcl.ece.ucdavis.edu/pubs/theses/2015-1.stillmaker/AStillmakerDissertation.pdf>
- [244] Intel® *Stratix® 10 NX FPGA Technology Brief*, Intel. [Online]. Available: <https://www.intel.com/content/dam/www/public/us/en/documents/technology-briefs/stratix-10-nx-technology-brief.pdf>
- [245] List of nvidia graphics processing units. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_Nvidia_graphics_processing_units
- [246] List of AMD graphics processing units. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_AMD_graphics_processing_units
- [247] N. P. Jouppi, C. Young, N. Patil, D. Patterson, G. Agrawal, R. Bajwa, S. Bates, S. Bhatia, N. Boden, A. Borchers, and others, “In-datacenter performance analysis of a tensor processing unit,” in *Proceedings of the 44th Annual International Symposium on Computer Architecture*, 2017, pp. 1–12. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/iel7/8126322/8192462/08192463.pdf>
- [248] N. P. Jouppi, C. Young, N. Patil, and D. Patterson, “A domain-specific architecture for deep neural networks,” *Communications of the ACM*, vol. 61, no. 9, pp. 50–59, aug 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/3154484>
- [249] N. P. Jouppi, D. H. Yoon, G. Kurian, S. Li, N. Patil, J. Laudon, C. Young, and D. Patterson, “A domain-specific supercomputer for training deep neural networks,” *Communications of the ACM*, vol. 63, no. 7, pp. 67–78, jun 2020. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/3360307>
- [250] “Tenstorrent scales AI performance,” 4 2020. [Online]. Available: <https://www.tenstorrent.com/wp-content/uploads/2020/04/Tenstorrent-Scales-AI-Performance.pdf>

- [251] L. Bajic, M. Trajkovic, I. Hamer, and S. Gilani, "Processing core with operation suppression based on contribution estimate," mar 10 2020, uS Patent 10,585,679. [Online]. Available: <https://patentimages.storage.googleapis.com/47/11/b6/922940c15ad77f/US10585679.pdf>
- [252] L. Bajic, A. Cejkov, and L. Bajic, "Processing core with data associative adaptive rounding," apr 2 2020, uS Patent App. 16/573,728. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US20200104098A1/en>
- [253] L. Bajic, M. Mantor, S. Z. M. Gilani, and R. M. Koduri, "System and method for using virtual vector register files," dec 28 2017, uS Patent App. 15/191,339. [Online]. Available: <https://patentimages.storage.googleapis.com/5a/06/11/b66bcdd842fbba/US20170371654A1.pdf>
- [254] P. Placidi, L. Verducci, G. Matrella, L. Roselli, and P. Ciampolini, "A custom VLSI architecture for the solution of FDTD equations," *IEICE Transactions on Electronics*, vol. 85, no. 3, pp. 572–577, 2002. [Online]. Available: https://search.ieice.org/bin/summary.php?id=e85-c_3_572
- [255] L. Verducci, P. Placidi, G. Matrella, L. Roselli, F. Alimenti, P. Ciampolini, and A. Scorzoni, "A feasibility study about a custom hardware implementation of the FDTD algorithm," *Proc. of The 27th General Assembly of the URSI*, 2002. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/profile/Federico_Alimenti/publication/259475559_A_FEASIBILITY_STUDY_ABOUT_A_CUSTOM_HARDWARE_IMPLEMENTATION_OF_THE_FDTD_ALGORITHM/links/09e415080c7f56ef9e000000/A-FEASIBILITY-STUDY-ABOUT-A-CUSTOM-HARDWARE-IMPLEMENTATION-OF-THE-FDTD.pdf
- [256] L. Verducci, P. Placidi, P. Ciampolini, A. Scorzoni, and L. Roselli, "A standard cell hardware implementation for finite-difference time domain (FDTD) calculation," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*. IEEE. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/mwsym.2003.1210572>
- [257] D. Patterson, K. Asanovic, A. Brown, R. Fromm, J. Golbus, B. Gribstad, K. Keeton, C. Kozyrakis, D. Martin, S. Perissakis, R. Thomas, N. Treuhft, and K. Yelick, "Intelligent ram (IRAM): The industrial setting, applications, and architectures," in *Proceedings International Conference on Computer Design VLSI in Computers and Processors*. IEEE Comput. Soc. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/iccd.1997.628842>
- [258] N. Bowman, N. Cardwell, C. Kozyrakis, C. Romer, and H. Wang, "Evaluation of existing architectures in IRAM systems," in *Workshop on Mixing Logic and DRAM, 24th International Symposium on Computer Architecture, 1997*, p. 23. [Online]. Available: <https://www.academia.edu/download/42175366/1997.iram-workshop.pdf>
- [259] C. Kozyrakis, S. Perissakis, D. Patterson, T. Anderson, K. Asanovic, N. Cardwell, R. Fromm, J. Golbus, B. Gribstad, K. Keeton, R. Thomas, N. Treuhft, and K. Yelick, "Scalable processors in the billion-transistor era: IRAM," *Computer*, vol. 30, no. 9, pp. 75–78, 1997. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/2.612252>
- [260] D. Patterson, T. Anderson, N. Cardwell, R. Fromm, K. Keeton, C. Kozyrakis, R. Thomas, and K. Yelick, "A case for intelligent RAM," *IEEE micro*, vol. 17, no. 2, pp. 34–44, 1997.

- [261] C. Kozyrakis and D. Patterson, "A new direction for computer architecture research," *Computer*, vol. 31, no. 11, pp. 24–32, 1998. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/2.730733>
- [262] C. E. Kozyrakis and D. A. Patterson, "Scalable, vector processors for embedded systems," *IEEE Micro*, vol. 23, no. 6, pp. 36–45, 2003.
- [263] N. Ghavami, G. Tiberi, D. J. Edwards, and A. Monorchio, "UWB microwave imaging of objects with canonical shape," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 231–239, jan 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2011.2167905>
- [264] S. Abtahi, J. Yang, and S. Kidborg, "A new compact multiband antenna for stroke diagnosis system over 0.5-3 GHz," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 10, pp. 2342–2346, jul 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002/mop.27073>
- [265] D. Gibbins, M. Klemm, I. Craddock, J. Leendertz, A. Preece, and R. Benjamin, "A comparison of a wide-slot and a stacked patch antenna for the purpose of breast cancer detection," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 3, pp. 665–674, mar 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2039296>
- [266] R. Nilavalan, J. Leendertz, I. Craddock, R. Benjamin, and A. Preece, "Breast tumour detection using a flat 16 element array." EMC Zurich, 2005. [Online]. Available: <https://bura.brunel.ac.uk/handle/2438/2662>
- [267] S. Curto, P. Mcevoy, X. Bao, and M. Ammann, "Compact patch antenna for electromagnetic interaction with human tissue at 434 MHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2564–2571, sep 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2027040>
- [268] R. K. Amineh, M. Ravan, A. Trehan, and N. K. Nikolova, "Near-field microwave imaging based on aperture raster scanning with TEM horn antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 3, pp. 928–940, mar 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2010.2103009>
- [269] J. Kowalewski, U. Dey, T. Mahler, and T. Zwick, "Vivaldi antenna with improved directivity for medical applications," in *2015 German Microwave Conference*. IEEE, mar 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/gemic.2015.7107768>
- [270] J. Bourqui, M. Okoniewski, and E. Fear, "Balanced antipodal Vivaldi antenna for breast cancer detection," in *2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*. Institution of Engineering and Technology, 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1049/ic.2007.1262>
- [271] T. Namas and M. Hasanovic, "Ultrawideband antipodal Vivaldi antenna for road surface scanner based on inverse scattering," *Proc. of 28th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, pp. 882–887, 2012.
- [272] P. Wang, H. Zhang, G. Wen, and Y. Sun, "Design of modified 6-18 GHz balanced antipodal Vivaldi antenna," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 25, pp. 271–285, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierc11101202>
- [273] C. Deng and Y. jun Xie, "Design of resistive loading Vivaldi antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 240–243, 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2009.2013730>

- [274] L. Mohamed and Y. Kuwahara, "Polarization diversity on microwave tomography," in *2014 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications (iWAT)*. IEEE, mar 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/iwat.2014.6958630>
- [275] M. Fallahpour and R. Zoughi, "Antenna miniaturization techniques: a review of topology- and material-based methods," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, no. 1, pp. 38–50. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8237192/>
- [276] B. A. Kramer, "Spiral antenna miniaturization with high-contrast dielectrics." [Online]. Available: https://rave.ohiolink.edu/etdc/view?acc_num=osu1407225517
- [277] A. T. Mobashsher and A. M. Abbosh, "Performance of directional and omnidirectional antennas in wideband head imaging," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1618–1621, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2016.2519527>
- [278] N. Bayat and P. Mojabi, "The effect of antenna incident field distribution on microwave tomography reconstruction," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 145, pp. 153–161, 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pier14021905>
- [279] H. Kaur, G. D. Aul, and V. Chawla, "Enhanced reflection loss performance of square based pyramidal microwave absorber using rice husk-coal," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 43, pp. 165–173, 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierm15072603>
- [280] G. I. Torgovnikov, *Dielectric Properties Of Wood And Wood-Based Materials*. Springer Berlin Heidelberg, 1993. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-77453-9>
- [281] T. A. Kumar, J. Inayathullah, V. A. Nagarajan, and S. H. Kumar, "Development of hybrid composite radar wave absorbing structure for stealth applications," *Bulletin of Materials Science*, vol. 39, no. 1, pp. 279–284, jan 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s12034-015-1133-3>
- [282] W. B. Westphal and A. Sils, *Dielectric constant and loss data*. Air Force Materials Laboratory, Air Force Systems Command, 1972, vol. 72, no. 39.
- [283] M. E. Van Valkenburg, *Reference data for engineers: radio, electronics, computers and communications*. Newnes, 2001.
- [284] R. Olmi, M. Bini, A. Ignesti, and C. Riminesi, "Dielectric properties of wood from 2 to 3 GHz," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 35, no. 3, pp. 135–143, jan 2000. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1080/08327823.2000.11688430>
- [285] M. F. Kabir, W. M. Daud, K. B. Khalid, and H. A. Sidek, "Temperature dependence of the dielectric properties of rubber wood," *Wood and Fiber science*, vol. 33, no. 2, pp. 233–238, 2007. [Online]. Available: <http://wfs.swst.org/index.php/wfs/article/view/16>
- [286] V. P. Levcheva, I. I. Arestova, B. R. Nikolov, and P. I. Dankov, "Characterization and modeling of microwave absorbers in the RF and antenna projects," *Telfor Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 57–60, 2009. [Online]. Available: http://journal.telfor.rs/Published/Vol1No2/Vol1No2_A6.pdf

- [287] V. Komarov, S. Wang, and J. Tang, “Permittivity and measurements,” *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, 2005. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/0471654507.eme308>
- [288] M. Y. Koledintseva, K. N. Rozanov, A. Orlandi, and J. L. Drewniak, “Extraction of the Lorentzian and Debye parameters of dielectric and magnetic dispersive materials for FDTD modeling,” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 53, no. 9, pp. 97–100, 2002. [Online]. Available: http://web.mst.edu/~marinak/files/My_publications/Papers/IEE_JEE.pdf
- [289] J. S. Bobowski and T. Johnson, “Permittivity measurements of biological samples by an open-ended coaxial line,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 40, pp. 159–183, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierb12022906>
- [290] L. Zhou, Y. Ju, P. Wang, and Y. Pei, “Fast and stable integration method for the aperture admittance of an open-ended coaxial probe terminated into low-loss dielectrics,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 55, pp. 211–219, 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierm16120604>
- [291] S. Ganchev, N. Qaddoumi, S. Bakhtiari, and R. Zoughi, “Calibration and measurement of dielectric properties of finite thickness composite sheets with open-ended coaxial sensors,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, no. 6, pp. 1023–1029, 1995. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/19.475149>
- [292] C.-P. Chen, Z. Ma, T. Anada, and J.-P. Hsu, “Further study on two-thickness-method for simultaneous measurement of complex EM parameters based on open-ended coaxial probe,” in *2005 European Microwave Conference*. IEEE, 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/eumc.2005.1608904>
- [293] T. Athey, M. Stuchly, and S. Stuchly, “Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line: Part I,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 1, pp. 82–86, jan 1982. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.1982.1131021>
- [294] M. Stuchly, T. Athey, G. Samaras, and G. Taylor, “Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line: Part II—experimental results,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 1, pp. 87–92, jan 1982. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.1982.1131022>
- [295] D. Popovic, L. McCartney, C. Beasley, M. Lazebnik, M. Okoniewski, S. Hagness, and J. Booske, “Precision open-ended coaxial probes for in vivo and ex vivo dielectric spectroscopy of biological tissues at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 5, pp. 1713–1722, may 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.2005.847111>
- [296] A. L. Gioia, E. Porter, I. Merunka, A. Shahzad, S. Salahuddin, M. Jones, and M. O’Halloran, “Open-ended coaxial probe technique for dielectric measurement of biological tissues: Challenges and common practices,” *Diagnostics*, vol. 8, no. 2, p. 40, jun 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.3390/diagnostics8020040>
- [297] R. Zajíček, J. Vrba, and K. Novotný, “Evaluation of a reflection method on an open-ended coaxial line and its use in dielectric measurements,” *Acta Polytechnica*, vol. 46, no. 5, 2006. [Online]. Available: <https://ojs.cvut.cz/ojs/index.php/ap/article/view/882>

- [298] D. Berube, F. Ghannouchi, and P. Savard, “A comparative study of four open-ended coaxial probe models for permittivity measurements of lossy dielectric/biological materials at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 10, pp. 1928–1934, 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/22.539951>
- [299] D. Blackham and R. Pollard, “An improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 5, pp. 1093–1099, 1997. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/19.676718>
- [300] K. You, J. Salleh, and Z. Abbas, “Effects of length and diameter of open-ended coaxial sensor on its reflection coefficient,” *RadioEngineering*, vol. 21, no. 1, pp. 496–503, 2012. [Online]. Available: http://www.radioeng.cz/fulltexts/2012/12_01_0496_0503.pdf
- [301] A. Reizenzahn, T. Buchegger, D. Scherrer, S. Matzinger, S. Hantscher, and C. Diskus, “A low-cost UWB radar system for sensing applications,” in *2006 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*. IEEE, sep 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/icu.2006.281566>
- [302] C. Zhang, A. E. Fathy, and M. Mahfouz, “Performance enhancement of a sub-sampling circuit for ultra-wideband signal processing,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 873–875, dec 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lmwc.2007.910500>
- [303] L. Liu and G. Fang, “A novel UWB sampling receiver and its applications for impulse GPR systems,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 7, no. 4, pp. 690–693, oct 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lgrs.2010.2045632>
- [304] S. Taranovich, “DecaWave DWM1000 module: Precise indoor location,” 2014. [Online]. Available: https://www.decawave.com/wp-content/uploads/2018/08/edn_network_july_9_2014_0.pdf
- [305] J. Han and C. Nguyen, “Coupled-slotline-hybrid sampling mixer integrated with step-recovery-diode pulse generator for UWB applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 6, pp. 1875–1882, jun 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmmt.2005.848091>
- [306] J. Han, “Development of an electronically tunable ultra-wideband radar imaging sensor and its components,” Ph.D. dissertation, Texas A&M University, 2006. [Online]. Available: <https://oaktrust.library.tamu.edu/bitstream/handle/1969.1/3904/etd-tamu-2005A-ENGR-Han.pdf?isAllowed=y&sequence=1>
- [307] P. Protiva, J. Mrkvica, and J. Machac, “Universal generator of ultra-wideband pulses,” *Radioengineering*, vol. 17, no. 4, pp. 74–78, 2008. [Online]. Available: <https://pdfs.semanticscholar.org/b5b1/c06806c48eadeaa6f408c935d0398b69a25d.pdf>
- [308] A. K. Thakre and A. I. Dhenge, “Selection of pulse for ultra wide band communication (UWB) system,” *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 1, no. 9, pp. 683–686, 2012. [Online]. Available: [https://www.semanticscholar.org/paper/Selection-of-pulse-for-ultra-wide-band-\(UWB\)-system-Thakre-Dhenge/b6077b78bc221f90a80b77f77c3f8130848ec4d2](https://www.semanticscholar.org/paper/Selection-of-pulse-for-ultra-wide-band-(UWB)-system-Thakre-Dhenge/b6077b78bc221f90a80b77f77c3f8130848ec4d2)
- [309] J. Zhou, Q. Lu, F. Liu, and Y. Li, “A novel picosecond pulse generation circuit based on SRD and NLTL,” *PLOS ONE*, vol. 11, no. 2, p. e0149645, feb 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0149645>

- [310] T. E. Mcewan, “Ultra-short pulse generator,” dec 28 1993, uS Patent 5,274,271. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US5274271A/en>
- [311] M. Gerding, T. Musch, and B. Schiek, “Generation of short electrical pulses based on bipolar transistors,” *Advances in Radio Science*, vol. 2, pp. 7–12, may 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.5194/ars-2-7-2004>
- [312] J. Zhou, X. Yang, Q. Lu, and F. Liu, “A novel low-ringing monocycle picosecond pulse generator based on step recovery diode,” *PLOS ONE*, vol. 10, no. 8, p. e0136287, aug 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0136287>
- [313] X. Xia, L. Liu, S. Ye, H. Guan, and G. Fang, “A novel subnanosecond monocycle pulse generator for UWB radar applications,” *Journal of Sensors*, vol. 2014, pp. 1–4, 2014. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2014/150549>
- [314] J. Han and C. Nguyen, “A new ultra-wideband, ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 6, pp. 206–208, jun 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lmwc.2002.1009996>
- [315] Q. Yin, Z. Pan, and Z. Zhang, “Design of a high-performance ultra-wideband monocycle pulse generator,” in *Proceedings of the 2018 International Conference on Mechanical, Electronic, Control and Automation Engineering (MECAE 2018)*. Atlantis Press, 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2991/mecae-18.2018.34>
- [316] P. Bernardi, R. Cicchetti, S. Pisa, E. Pittella, E. PiuZZi, and O. Testa, “Design and realization of a UWB radar for breath activity monitoring,” in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*. IEEE, sep 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/emceurope.2012.6396816>
- [317] A. Mollfulleda, M. Najjar, P. Miskovsky, C. Ibars, J. Mateu, and M. Navarro, “Ultra-wideband testbed for reduced data-rates and location,” in *2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*. IEEE. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/icu.2005.1570085>
- [318] T. E. Mcewan, “Ultra-wideband receiver,” jun 4 1996, uS Patent 5,523,760. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US5523760A/en>
- [319] —, “Ultra-wideband radar motion sensor,” nov 1 1994, uS Patent 5,361,070. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US5361070A/en>
- [320] T. Xia, A. Venkatachalam, Y. Zhang, D. Burns, and D. Huston, “Performance enhanced high speed UWB GPR system for buried rebar detection,” in *Symp. Appl. Geophys. Eng. and Environ. Prob.* [Online]. Available: https://www.academia.edu/download/39877380/Performance_Enhanced_High_Speed_UWB_GPR_20151110-26720-1kf9fax.pdf
- [321] B. V. Herbruggen, B. Jooris, J. Rossey, M. Ridolfi, N. Macoir, Q. V. D. Brande, S. Lemey, and E. D. Poorter, “Wi-PoS: A low-cost, open source ultra-wideband (UWB) hardware platform with long range sub-GHz backbone,” *Sensors*, vol. 19, no. 7, p. 1548, mar 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.3390/s19071548>
- [322] R. Vauche, E. Muhr, O. Fourquin, S. Bourdel, J. Gaubert, N. Dehaese, S. Meillere, H. Barthelemy, and L. Ouvry, “A 100 MHz PRF IR-UWB CMOS transceiver with pulse shaping capabilities and peak voltage detector,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 6, pp. 1612–1625, jun 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tcsi.2017.2669902>

- [323] A. Meaamar, “An ultra-wideband receiver front-end,” Ph.D. dissertation, Nanyang Technological University, 2010. [Online]. Available: https://www3.ntu.edu.sg/home/eccboon/pub/Thesis_Ali.pdf
- [324] S. Park, Y. Palaskas, and M. Flynn, “A 4-GS/s 4-bit flash ADC in 0.18- μ m CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 9, pp. 1865–1872, sep 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/jssc.2007.903053>
- [325] M. Sokol, P. Galajda, S. Slovak, and M. Pecovsky, “Design of 4-bit flash ADC cell for UWB sensor systems,” in *2019 29th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*. IEEE, apr 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/radioelek.2019.8733510>
- [326] K. A. Shehata, H. F. Ragai, and H. Husien, “Design and implementation of a high speed low power 4-bit flash ADC,” in *2007 International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era*. IEEE, 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/dtis.2007.4449519>
- [327] B. Ginsburg and A. Chandrakasan, “Dual scalable 500MS/s, 5b time-interleaved SAR ADCs for UWB applications,” in *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference, 2005*. IEEE. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/cicc.2005.1568690>
- [328] D. Wentzloff and A. Chandrakasan, “Gaussian pulse generators for subbanded ultra-wideband transmitters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1647–1655, jun 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2006.872053>
- [329] R. Jin, S. Halder, W. R. Curtice, J. C. M. Hwang, and C. L. Law, “Sub-nanosecond greater-than-10-V compact tunable pulse generator for low-duty-cycle high-peak-power ultra-wideband applications,” *Active and Passive Electronic Components*, vol. 2011, pp. 1–8, 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2011/871474>
- [330] C. Narendra, I. Jeffrey, and P. Mojabi, “Using the source reconstruction method to model incident fields in microwave tomography,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 46–49, 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2016.2554059>
- [331] M. Ostadrahimi, P. Mojabi, C. Gilmore, A. Zakaria, S. Noghianian, S. Pistorius, and J. LoVetri, “Analysis of incident field modeling and incident/scattered field calibration techniques in microwave tomography,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 900–903, 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2011.2166849>
- [332] T. Liebig, A. Rennings, S. Held, and D. Erni, “openEMS—a free and open source equivalent-circuit (EC) FDTD simulation platform supporting cylindrical coordinates suitable for the analysis of traveling wave MRI applications,” *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 26, no. 6, pp. 680–696, dec 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002/jnm.1875>
- [333] X. Chen and S. Kiaei, “Monocycle shapes for ultra wideband system,” in *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Proceedings (Cat. No.02CH37353)*. IEEE. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/iscas.2002.1009911>

- [334] P. Duraiswamy, X. Li, J. Bauwelinck, J. Vandewege, P. Vaes, and S. Teughels, “Synchronous delay based UWB pulse generator in FPGA,” *IEICE Electronics Express*, vol. 9, no. 9, pp. 868–873, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1587/elex.9.868>
- [335] D. Barras, F. Ellinger, and H. Jäckel, “A comparison between ultra-wideband and narrowband transceivers,” *TRILabs/IEEE Wireless 2002*, pp. 211–214, 2002.
- [336] A. Muqaibel, A. Saffai-Jazi, and S. Raid, “Ultra wideband vs. narrowband communication,” 2005.
- [337] A. Orndorff, “Transceiver design for ultra-wideband communications,” 2004. [Online]. Available: <https://vtechworks.lib.vt.edu/handle/10919/33179>
- [338] M. B. Blanton, “An FPGA software-defined ultra wideband transceiver,” Ph.D. dissertation, Virginia Tech, 2006. [Online]. Available: <https://vtechworks.lib.vt.edu/handle/10919/34968>
- [339] A. Bystrov and M. Gashinova, “Tracking of fluctuating targets using stroboscopic sampling,” NA. [Online]. Available: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.405.5114&rep=rep1&type=pdf>
- [340] —, “Analysis of stroboscopic signal sampling for radar target detectors and range finders,” *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 7, no. 4, pp. 451–458, apr 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2012.0272>
- [341] J. L. Collier, B. J. Goddard, D. C. Goode, S. Marka, and H. H. Telle, “A low-cost gated integrator boxcar averager,” *Measurement Science and Technology*, vol. 7, no. 9, pp. 1204–1211, sep 1996. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1088/0957-0233/7/9/003>
- [342] E. M. Staderini, “Everything you always wanted to know about UWB radar...: a practical introduction to the ultra wideband technology,” in *Online Symposium for Electronics Engineers*, 2001. [Online]. Available: <http://biobug.org/had-mirror/osee.pdf>
- [343] E. M. Staderini and G. Varotto, “Optimization criteria in the design of medical UWB radars in compliance with the regulatory masks,” in *2007 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*. IEEE, nov 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/biocas.2007.4463307>
- [344] J. D. Taylor, Ed., *Ultra-wideband Radar Technology*. CRC Press, oct 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1201/9781420037296>
- [345] T. Kaiser, F. Zheng, and E. Dimitrov, “An overview of ultra-wide-band systems with MIMO,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 285–312, feb 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/jproc.2008.2008784>
- [346] Y. Song, N. Guo, and R. C. Qiu, “Implementation of UWB MIMO time-reversal radio testbed,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 796–799, 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2011.2162717>
- [347] I. H. Naqvi, “Application of time reversal (TR) technique to ultra wideband (UWB) and multi antenna (MIMO) communication systems,” Ph.D. dissertation, INSA de Rennes, 2009. [Online]. Available: https://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/49/94/69/PDF/Ijaz_Thesis1.pdf

- [348] W. Wang, D. Liang, Z. Wang, H. Yu, and Q. Liu, "Design and implementation of a FPGA and DSP based MIMO radar imaging system," *Radioengineering*, vol. 24, no. 2, pp. 518–526, jun 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.13164/re.2015.0518>
- [349] D. W. Bliss and K. W. Forsythe, "MIMO radar medical imaging: Self-interference mitigation for breast tumor detection," in *2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. IEEE, 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/acssc.2006.355020>
- [350] L. Wang and B. Huang, "Design of ultra-wideband MIMO antenna for breast tumor detection," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, pp. 1–7, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/2012/180158>
- [351] D. Byrne and I. J. Craddock, "Time-domain wideband adaptive beamforming for radar breast imaging," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1725–1735, apr 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2015.2398125>
- [352] C. W. Penney and R. J. Luebbers, "Radiation and scattering of a square archimedean spiral antenna using FDTD," *Electromagnetics*, vol. 14, no. 1, pp. 87–97, jan 1994. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1080/02726349408908370>
- [353] C. Penney and R. Luebbers, "Input impedance, radiation pattern, and radar cross section of spiral antennas using FDTD," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 9, pp. 1328–1332, 1994. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/8.318663>
- [354] J. Andersen and A. Frandsen, "Absorption efficiency of receiving antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 9, pp. 2843–289, sep 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2005.854532>
- [355] J. Kaiser, "The archimedean two-wire spiral antenna," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, no. 3, pp. 312–323, may 1960. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.1960.1144840>
- [356] "Spiral antennas for communication engineering applications: a systematic approach," *International Journal of Innovative Research in Electronics and Communications*, vol. 3, no. 2, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.20431/2349-4050.0302001>
- [357] J. Dyson, "The equiangular spiral antenna," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 2, pp. 181–187, 1959. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1144653/>
- [358] M. McFadden, "Analysis of equiangular spiral antenna," Ph.D. dissertation, Georgia Institute of Technology, 2009. [Online]. Available: https://smartech.gatech.edu/bitstream/handle/1853/31726/mcfadden_michael_j_200912_phd.pdf?sequence=1
- [359] R. Bawer and J. Wolfe, "The spiral antenna," in *1958 IRE International Convention Record*, vol. 8. IEEE, 1966, pp. 84–95.
- [360] H. Nakano, K. Nogami, S. Arai, H. Mimaki, and J. Yamauchi, "A spiral antenna backed by a conducting plane reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 6, pp. 791–796, jun 1986. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.1986.1143893>

- [361] M. Mcfadden and W. R. Scott, "Analysis of the equiangular spiral antenna on a dielectric substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 3163–3171, nov 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2007.908838>
- [362] Bell and Iskander, "A low-profile archimedean spiral antenna using an EBG ground plane," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 223–226, 2004. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2004.835753>
- [363] H. Nakano, K. Kikkawa, N. Kondo, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi, "Low-profile equiangular spiral antenna backed by an EBG reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 5, pp. 1309–1318, may 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2016697>
- [364] H. Nakano, K. Kikkawa, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi, "Equiangular spiral antenna backed by a shallow cavity with absorbing strips," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 8, pp. 2742–2747, aug 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2008.927573>
- [365] C. Fumeaux, D. Baumann, and R. Vahldieck, "Finite-volume time-domain analysis of a cavity-backed archimedean spiral antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 844–851, mar 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2006.869935>
- [366] H. Nakano, T. Igarashi, H. Oyanagi, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi, "Unbalanced-mode spiral antenna backed by an extremely shallow cavity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 6, pp. 1625–1633, jun 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2009.2019916>
- [367] S. Jacobsen, H. Rolfsnes, and P. Stauffer, "Characteristics of microstrip muscle-loaded single-arm archimedean spiral antennas as investigated by FDTD numerical computations," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 52, no. 2, pp. 321–330, feb 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2004.840502>
- [368] U. Saynak, "Novel rectangular spiral antennas," 2007. [Online]. Available: <http://library.iyte.edu.tr/tezler/master/elektrikveelektronikmuh/T000744.pdf>
- [369] U. Saynak and A. Kustepeli, "Novel square spiral antennas for broadband applications," *Frequenz*, vol. 63, no. 1-2, jan 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1515/freq.2009.63.1-2.14>
- [370] M. Asad, J. Gilani, A. Khalid, and M. S. Iqbal, "Optimizing Q factor of square spiral antenna," in *2010 Second Pacific-Asia Conference on Circuits, Communications and System*. IEEE, aug 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/paccs.2010.5626808>
- [371] A. Mehta, D. Mirshekar-Syahkal, and H. Nakano, "Beam adaptive single arm rectangular spiral antenna with switches," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 1, p. 13, 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1049/ip-map%3A20050045>
- [372] J. Chen, A. Elshebeni, C. Smith, and Y. Rahmat-Samii, "FDTD analysis of printed square spiral antennas for wireless communications," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest*. IEEE. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/aps.1997.631468>

- [373] H. Nakano, K. Hitosugi, N. Tatsuzawa, D. Togashi, H. Mimaki, and J. Yamauchi, “Effects on the radiation characteristics of using a corrugated reflector with a helical antenna and an electromagnetic band-gap reflector with a spiral antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 191–199, jan 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2004.840755>
- [374] H. Nakano, H. Yasui, and J. Yamauchi, “Numerical analysis of two-arm spiral antennas printed on a finite-size dielectric substrate,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 3, pp. 362–370, mar 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/8.999628>
- [375] L. Yousefi, B. Mohajer-Iravani, and O. M. Ramahi, “Enhanced bandwidth artificial magnetic ground plane for low-profile antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 289–292, 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2007.895282>
- [376] L. Sevgi and G. Çakir, “A broadband array of archimedean spiral antennas for wireless applications,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, pp. 195–200, 2005. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002/mop.21304>
- [377] B. Kramer, S. Koulouridis, C.-C. Chen, and J. Volakis, “A novel reflective surface for an UHF spiral antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 32–34, 2006. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/lawp.2005.863613>
- [378] H. Bahramiabarghouei, E. Porter, A. Santorelli, B. Gosselin, M. Popovic, and L. A. Rusch, “Flexible 16 antenna array for microwave breast cancer detection,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, no. 10, pp. 2516–2525, oct 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2015.2434956>
- [379] E. D. Caswell, “Design and analysis of star spiral with application to wideband arrays with variable element sizes,” Ph.D. dissertation, Virginia Tech. [Online]. Available: <https://vtechworks.lib.vt.edu/handle/10919/25963>
- [380] C.-N. Chiu and C.-C. Tseng, “Performance enhancement for a broadband spiral antenna using a frequency-selective surface and added backing cavity,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 3, pp. 715–718, jan 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002/mop.26613>
- [381] A. M. Antara Ghosal, “Wideband and multifrequency square spiral microstrip patch antenna,” *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 03, no. 02, pp. 680–686, feb 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.15680/ijircce.2015.0302012>
- [382] C. Guiffaut, A. Reineix, and B. Pecqueux, “New oblique thin wire formalism in the FDTD method with multiwire junctions,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1458–1466, mar 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2011.2180304>
- [383] D. Kuklin, “Extension of thin wire techniques in the FDTD method for Debye media,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 51, pp. 9–17, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2528/pierm16081804>

- [384] Y. Taniguchi, Y. Baba, N. Nagaoka, and A. Ametani, “An improved thin wire representation for FDTD computations,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 10, pp. 3248–3252, oct 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2008.929447>
- [385] S.-Y. Hyun and S.-Y. Kim, “3-D thin-wire FDTD approach for resistively loaded cylindrical antennas fed by coaxial lines,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4095–4099, dec 2010. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tap.2010.2078461>
- [386] C. D. Erbaş and A. Okatan, “A wideband square spiral antenna for multiple airborne applications,” *Journal of Aeronautics and Space Technologies*, vol. 12, no. 1, pp. 31–40, 2019. [Online]. Available: https://gavsispanel.gelisim.edu.tr/Document/aokatan/20190201175634575_a0a853f0-0261-4303-b688-17dea58e74f5.pdf
- [387] T. Liebig. openEMS - open electromagnetic field solver. General and Theoretical Electrical Engineering (ATE), University of Duisburg-Essen. [Online]. Available: <http://openEMS.de>
- [388] A. Rennings, A. Lauer, C. Caloz, and I. Wolff, “Equivalent circuit (EC) FDTD method for dispersive materials: Derivation, stability criteria and application examples,” in *Springer Proceedings in Physics*. Springer Berlin Heidelberg, pp. 211–238. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-3-540-68768-9_14
- [389] A. Rennings, J. Mosig, C. Caloz, D. Erni, and P. Waldow, “Equivalent circuit (EC) FDTD method for the modeling of surface plasmon based couplers,” *Journal of Computational and Theoretical Nanoscience*, vol. 5, no. 4, pp. 690–703, apr 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1166/jctn.2008.040>
- [390] J. Bezanson, A. Edelman, S. Karpinski, and V. B. Shah, “Julia: A fresh approach to numerical computing,” *SIAM Review*, vol. 59, no. 1, pp. 65–98, jan 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1137/141000671>
- [391] H. Childs, E. Brugger, B. Whitlock, J. Meredith, S. Ahern, D. Pugmire, K. Biagas, M. Miller, C. Harrison, G. H. Weber, H. Krishnan, T. Fogal, A. Sanderson, C. Garth, E. W. Bethel, D. Camp, O. Rübel, M. Durant, J. M. Favre, and P. Navrátil, “VisIt: an end-user tool for visualizing and analyzing very large data,” in *High Performance Visualization—Enabling Extreme-Scale Scientific Insight*, Oct 2012, pp. 357–372.
- [392] J. Ahrens, B. Geveci, and C. Law, “Paraview: An end-user tool for large data visualization,” *The visualization handbook*, vol. 717, 2005.
- [393] U. Ayachit, *The Paraview guide: a parallel visualization application*. Kitware, Inc., 2015.
- [394] M. Osadebey, M. Pedersen, D. Arnold, and K. Wendel-Mitoraj, “Image quality evaluation in clinical research: a case study on brain and cardiac MRI images in multi-center clinical trials,” *IEEE Journal of Translational Engineering in Health and Medicine*, vol. 6, pp. 1–15, 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/jtehm.2018.2855213>
- [395] J. D. Shea, B. D. V. Veen, and S. C. Hagness, “A TSVD analysis of microwave inverse scattering for breast imaging,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 4, pp. 936–945, apr 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2011.2176727>

- [396] I. Catapano, L. Crocco, L. Di Donato, G. Angiulli, T. Isernia, A. Morabito, S. Tringali, and O. Bucci, “Guidelines for effective microwave breast imaging: a numerical assessment against 3D anthropomorphic phantoms,” in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE, pp. 1–5. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5505232/>
- [397] E. Zastrow, S. Davis, M. Lazebnik, F. Kelcz, B. V. Veen, and S. Hagness, “Development of anatomically realistic numerical breast phantoms with accurate dielectric properties for modeling microwave interactions with the human breast,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 55, no. 12, pp. 2792–2800, dec 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/tbme.2008.2002130>
- [398] M. L. F. K. B. V. V. E. Zastrow, SK Davis and S. Hagness, “Database of 3D grid-based numerical breast phantoms for use in computational electromagnetics simulations,” Department of Electrical and Computer Engineering University of Wisconsin-Madison, Tech. Rep., 2010. [Online]. Available: <https://uwcem.ece.wisc.edu/MRI/database/InstructionManual.pdf>
- [399] P. M. Meaney, M. W. Fanning, T. Raynolds, C. J. Fox, Q. Fang, C. A. Kogel, S. P. Poplack, and K. D. Paulsen, “Initial clinical experience with microwave breast imaging in women with normal mammography,” *Academic Radiology*, vol. 14, no. 2, pp. 207–218, feb 2007. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.acra.2006.10.016>
- [400] *R&S* [®] ZVA / *R&S* [®] ZVB / *R&S* [®] ZVT Vector Network Analyzers Operating Manual, Rohde & Schwarz, 2018, v31. [Online]. Available: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuels/gb_1/z/zva_2/ZVA_ZVB_ZVT_OperatingManual_en_33.pdf

Овај Образац чини саставни део докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта који се брани на Универзитету у Новом Саду. Попуњен Образац укоричити иза текста докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта.

План третмана података

Назив пројекта/истраживања
Софтверски модел са верификацијом коморе за скенирање у микроталасној томографији
Назив институције/институција у оквиру којих се спроводи истраживање
а) Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду б) Институт РТ-РК, Нови Сад
Назив програма у оквиру ког се реализује истраживање
Истраживање се врши у оквиру израде докторске дисертације на студијском програму Рачунарство и аутоматика.
1. Опис података
1.1 Врста студије <i>Укратко описати тип студије у оквиру које се подаци прикупљају</i> <u>Докторска дисертација</u> _____ _____
1.2 Врсте података а) квантитативни б) квалитативни

1.3. Начин прикупљања података

а) анкете, упитници, тестови

б) клиничке процене, медицински записи, електронски здравствени записи

в) генотипови: навести врсту _____

г) административни подаци: навести врсту _____

д) узорци ткива: навести врсту _____

ђ) снимци, фотографије: навести врсту _____

е) текст, навести врсту _____

ж) мапа, навести врсту _____

з) остало: описати Рачунарске симулације, електрична мерења

1.3 Формат података, употребљене скале, количина података

1.3.1 Употребљени софтвер и формат датотеке:

а) Excel фајл, датотека _____

б) SPSS фајл, датотека _____

с) PDF фајл, датотека _____

д) Текст фајл, датотека _____

е) JPG фајл, датотека _____

ф) Остало, датотека Touchstone (*.s4p,)

1.3.2. Број записа (код квантитативних података)

а) број варијабли Велик број

б) број мерења (испитаника, процена, снимака и сл.) Велик број

1.3.3. Поновљена мерења

а) да

б) не

Уколико је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) временски размак измедју поновљених мера је _____

б) варијабле које се више пута мере односе се на _____

в) нове верзије фајлова који садрже поновљена мерења су именоване као _____

Напомене: _____

Да ли формати и софтвер омогућавају дељење и дугорочну валидност података?

а) да

б) не

Ако је одговор не, образложити _____

2. Прикупљање података

2.1 Методологија за прикупљање/генерисање података

2.1.1. У оквиру ког истраживачког нацрта су подаци прикупљени?

а) експеримент, навести тип **Рачунарске симулације, електрична мерења** _____

б) корелационо истраживање, навести тип _____

ц) анализа текста, навести тип **Анализа доступне литературе** _____

д) остало, навести шта _____

2.1.2 Навести врсте мерних инструмената или стандарде података специфичних за одређену научну дисциплину (ако постоје).

Мерни уређај: векторски мрежни анализатор (VNA) _____

2.2 Квалитет података и стандарди

2.2.1. Третман недостајућих података

а) Да ли матрица садржи недостајуће податке? Да **Не**

Ако је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) Колики је број недостајућих података? _____

б) Да ли се кориснику матрице препоручује замена недостајућих података? Да Не

в) Ако је одговор да, навести сугестије за третман замене недостајућих података

2.2.2. На који начин је контролисан квалитет података? Описати

Квалитет података је контролисан поређењем експерименталних и теоријских података.

2.2.3. На који начин је извршена контрола уноса података у матрицу?

Контрола уноса података је изведена на основу експертног знања.

3. Третман података и пратећа документација

3.1. Третман и чување података

3.1.1. Подаци ће бити депоновани у **Репозиторијуму докторских дисертација на Универзитету у Новом Саду.**

3.1.2. URL адреса <https://www.cris.uns.ac.rs/searchDissertations.jsf>

3.1.3. DOI _____

3.1.4. Да ли ће подаци бити у отвореном приступу?

а) Да

б) Да, али после ембарга који ће трајати до _____

в) Не

Ако је одговор не, навести разлог _____

3.1.5. Подаци неће бити депоновани у репозиторијум, али ће бити чувани.

Образложење

3.2 Метаподаци и документација података

3.2.1. Који стандард за метаподатке ће бити примењен? Стандард који примјењује Репозиторијум докторских дисертација Универзитета у Новом Саду.

3.2.1. Навести метаподатке на основу којих су подаци депоновани у репозиторијум.

Ако је потребно, навести методе које се користе за преузимање података, аналитичке и процедуралне информације, њихово кодирање, детаљне описе варијабли, записа итд.

3.3 Стратегија и стандарди за чување података

3.3.1. До ког периода ће подаци бити чувани у репозиторијуму? _____

3.3.2. Да ли ће подаци бити депоновани под шифром? **Да Не**

3.3.3. Да ли ће шифра бити доступна одређеном кругу истраживача? **Да Не**

3.3.4. Да ли се подаци морају уклонити из отвореног приступа после извесног времена?

Да Не

Образложити

4. Безбедност података и заштита поверљивих информација

Овај одељак МОРА бити попуњен ако ваши подаци укључују личне податке који се односе на учеснике у истраживању. За друга истраживања треба такође размотрити заштиту и сигурност података.

4.1 Формални стандарди за сигурност информација/података

Истраживачи који спроводе испитивања с људима морају да се придржавају Закона о заштити података о личности (https://www.paragraf.rs/propisi/zakon_o_zastiti_podataka_o_licnosti.html) и одговарајућег институционалног кодекса о академском интегритету.

4.1.2. Да ли је истраживање одобрено од стране етичке комисије? Да **Не**

Ако је одговор Да, навести датум и назив етичке комисије која је одобрила истраживање

4.1.3. Да ли подаци укључују личне податке учесника у истраживању? Да **Не**

Ако је одговор да, наведите на који начин сте осигурали поверљивост и сигурност информација везаних за испитанике:

- а) Подаци нису у отвореном приступу
 - б) Подаци су анонимизирани
 - ц) Остало, навести шта
-
-

5. Доступност података

5.1. Подаци ће бити

а) јавно доступни

б) доступни само уском кругу истраживача у одређеној научној области

ц) затворени

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести под којим условима могу да их користе:

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести на који начин могу приступити подацима:

5.4. Навести лиценцу под којом ће прикупљени подаци бити архивирани.

Ауторство - некомерцијално

6. Улоге и одговорност

6.1. Навести име и презиме и мејл адресу власника (аутора) података

Милош Суботић milos.subotic@uns.ac.rs

6.2. Навести име и презиме и мејл адресу особе која одржава матрицу с подацима

Милош Суботић milos.subotic@uns.ac.rs

6.3. Навести име и презиме и мејл адресу особе која омогућује приступ подацима другим истраживачима

Милош Суботић milos.subotic@uns.ac.rs
