

Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



Алхадж Хасан Аднан Фаезович

Модель и методики для оценки уровня электромагнитного излучения  
печатных плат с модальным резервированием  
и антенн с аппроксимацией проводной сеткой

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
д-р техн. наук, профессор  
Газизов Тальгат Рашитович

Томск 2023

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|   |    |
|---|----|
| ВВЕДЕНИЕ .....  | 5  |
| 1. ОБЗОР ПО ТЕМЕ ИССЛЕДОВАНИЯ.....  | 13 |
| 1.1 Электромагнитная совместимость и резервирование .....   | 13 |
| 1.2 Обзор исследований по модальному резервированию .....   | 14 |
| 1.2.1 Общие подходы .....   | 14 |
| 1.2.2 Основные достоинства модального резервирования.....   | 16 |
| 1.2.3 Способы модального резервирования.....  | 17 |
| 1.2.4 Оборудование для измерения уровня излучаемой эмиссии.....   | 26 |
| 1.2.5 Выбор структур для исследования эмиссии .....   | 28 |
| 1.3 Квазистатические и электродинамические модели.....  | 29 |
| 1.3.1 Общие понятия .....   | 29 |
| 1.3.2 Моделирование антенн проводной сеткой .....   | 30 |
| 1.3.3 Квазистатическая модель для расчета отклика на концах сегментов<br>многопроводной линии передачи .....                                | 34 |
| 1.3.4 Электродинамическая модель для расчета токов в произвольной проводной<br>структуре .....  | 36 |
| 1.4 Цель и задачи работы .....  | 40 |
| 2. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ИЗЛУЧАЕМОЙ ЭМИССИИ ОТ СВЯЗАННЫХ<br>ПРОВОДНИКОВ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ СТРУКТУР.....  | 43 |
| 2.1 Алгоритмическая математическая модель для оценки излучаемой эмиссии<br>от связанных проводников помехозащитных структур.....            | 43 |
| 2.1.1 Сравнение квазистатической и электродинамической оценок излучаемой<br>эмиссии от одиночной и связанной проводных линий передачи ..... | 45 |
| 2.1.2 Распределение тока вдоль двух связанных проводов над плоскостью земли<br>в зависимости от их размеров .....                           | 50 |
| 2.1.3 Оценка излучаемой эмиссии от двух связанных проводов над плоскостью<br>земли разными методами.....                                    | 52 |
| 2.1.4 Влияние сегментации и согласования на ток в проводах.....   | 52 |
| 2.1.5 Оценка излучаемой эмиссии от одиночного и связанных проводов<br>с изоляцией над плоскостью земли .....                                | 54 |
| 2.1.6 Основные результаты подраздела.....   | 60 |
| 2.2 Оценка излучаемой эмиссии от витка меандровой линии .....   | 61 |
| 2.2.1 Моделирование витка меандровой линии.....   | 61 |
| 2.2.2 Моделирование линии передачи из развернутого витка меандровой линии .....   | 68 |

|       |  |     |
|-------|--|-----|
| 2.2.3 | Основные результаты подраздела.....  | 70  |
| 2.3   | Вычислительная оценка излучаемой эмиссии от структуры с модальным резервированием.....                         | 71  |
| 2.3.1 | Оценка в системе TALGAT .....  | 71  |
| 2.3.2 | Оценка в системе EMPro .....   | 74  |
| 2.3.3 | Сравнение оценок.....  | 76  |
| 2.3.4 | Основные результаты подраздела.....  | 77  |
| 2.4   | Основные результаты раздела.....   | 78  |
| 3.    | ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ ИЗЛУЧАЕМОЙ ЭМИССИИ ОТ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ..... | 79  |
| 3.1   | Однократное модальное резервирование.....  | 79  |
| 3.1.1 | Макеты печатных плат с однократным модальным резервированием.....  | 79  |
| 3.1.2 | Измерения излучаемой эмиссии от макетов при комнатной температуре в классической ТЕМ-камере.....               | 79  |
| 3.1.3 | Измерения излучаемой эмиссии от макетов при комнатной температуре в мини-ТЕМ-камере .....                      | 82  |
| 3.1.4 | Измерение частотных зависимостей $S$ -параметров макетов при изменении температуры.....                        | 84  |
| 3.1.5 | Измерения излучаемой эмиссии от макетов при изменении температуры.....   | 89  |
| 3.1.6 | Сравнение результатов моделирования и измерения .....  | 95  |
| 3.1.7 | Основные результаты подраздела.....  | 100 |
| 3.2   | Многократное модальное резервирование.....   | 102 |
| 3.2.1 | Макеты печатных плат с многократным модальным резервированием.....   | 102 |
| 3.2.2 | Трехпроводная микрополосковая линия передачи .....   | 103 |
| 3.2.3 | Четырехпроводная микрополосковая линия передачи.....   | 109 |
| 3.2.4 | Основные результаты подраздела.....  | 118 |
| 3.3   | Основные результаты раздела.....   | 118 |
| 4.    | ВИРТУАЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ НА ИЗЛУЧАЕМУЮ ЭМИССИЮ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ.....                     | 119 |
| 4.1   | Моделирование ТЕМ-камеры и макетов печатных плат с модальным резервированием и без него.....                   | 119 |
| 4.2   | Моделирование макетов в ТЕМ-камере.....  | 123 |
| 4.2.1 | Моделирование в классической ТЕМ-камере .....  | 123 |
| 4.2.2 | Моделирование в мини-ТЕМ-камере .....  | 126 |
| 4.3   | Сравнение и анализ результатов моделирования и измерений .....   | 129 |

|       |   |     |
|-------|---|-----|
| 4.4   | Способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с модальным резервированием.....           | 134 |
| 4.4.1 | Влияние ширины опорного проводника на параметры структуры с модальным резервированием.....                        | 134 |
| 4.4.2 | Описание способа.....   | 137 |
| 4.5   | Основные результаты раздела.....  | 140 |
| 5.    | МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕНН ПРОВОДНОЙ СЕТКОЙ .....  | 141 |
| 5.1   | Рекомендации для моделирования антенн с использованием проводной сетки.....                                       | 141 |
| 5.2   | Методика расчёта характеристик антенн на основе аппроксимации поверхности проводной сеткой и метода моментов..... | 144 |
| 5.3   | Результаты верификации методики.....  | 147 |
| 5.4   | Основные результаты раздела.....  | 158 |
|       | ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....   | 160 |
|       | СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....  | 165 |
|       | Приложение А.....   | 184 |

## ВВЕДЕНИЕ

### Актуальность темы

Жизнь современного общества характеризуется широким использованием радиоэлектронных устройств (РЭУ). Однако, для повышения надежности РЭУ, увеличивающихся в сложности, необходимо уделять большее внимание надежности их компонентов, в частности, печатных плат (ПП). Помимо финансовых последствий, ненадежность РЭУ может иметь и более серьезные последствия, включая потерю информации и техногенные аварии.

Существует 4 основных группы мер, направленных на повышение надежности РЭУ при их проектировании: системные, структурные (связанные с избыточностью аппаратуры и программного обеспечения), конструктивные (создание благоприятных условий и облегчение ремонтов) и эксплуатационные. Из них, наиболее эффективным средством повышения надежности является резервирование (введение избыточности). Опыт показывает, что оно может применяться к отдельным элементам или схемам, а также сложным системам, используя метод резервирования замещением, при котором часть средств способна выполнять необходимые функции, остальные же не активируются без необходимости. Сложные системы, такие как космические аппараты, подвергаются воздействию различных внешних факторов, классифицируемых как механические, климатические, космические, электромагнитные и радиационные воздействия. Внутренние факторы включают в себя электрические, тепловые и механические воздействия. Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) также становится все более важной проблемой, особенно из-за сложности современных систем, которые работают в различных условиях. Существует новая методология, обеспечивающая ослабление электромагнитных помех и повышение надежности за счет резервирования. Использование электромагнитных взаимосвязей элементов с резервированием может помочь создать более помехозащищенные РЭУ. Это сложная задача, которая требует комплексных исследований.

Антенны как элемент современных РЭУ используются в качестве элементарных излучателей и элементов антенных решеток. Они применяются как на земле, так и в космосе и должны обеспечивать определенные характеристики, но при этом быть недорогими и простыми в использовании. Активно разрабатываются системы передачи данных, требующие создания новых антенн. Эти тенденции побудили разработчиков к созданию новых методологий и подходов к проектированию антенн, которые позволят спроектировать оптимальную структуру, удовлетворяющую всем требованиям и ограничениям.

Таким образом, актуальность диссертационной работы обусловлена необходимостью повышения надежности РЭУ с использованием резервирования, учитывая аспекты ЭМС,

а также совершенствования методологии проектирования отечественных РЭУ в части антенн, для независимости отечественной радиопромышленности от зарубежных антенн и средств их моделирования и проектирования, а также возможности прорыва и закрепления успеха в критичных приложениях.

### **Степень разработанности темы**

Борьба с помехами в критически важных системах актуальна, особенно с учетом преднамеренных помех, ставших отдельной темой международных симпозиумов по ЭМС. Исследования в этой области активно проводятся в различных секторах, включая академические и отраслевые исследования, а также ведущие научные школы и ученых из разных стран. Это подтверждается работами таких ученых в России, как Л.Н. Кечиев, С.А. Сухоруков, В.Е. Фортов, С.Ф. Чермошенцев и др., а также зарубежных, таких как J.L. ter Haseborg, F. Rachidi, W. Radasky, E. Schamiloglu, S. Tkachenko и др.

Модальное резервирование (МР), основанное на модальной фильтрации, представляет собой способ одновременной защиты от импульсных помех и повышения надежности РЭУ. Под руководством Т.Р. Газизова МР активно исследуется. Однако, ранее исследования по МР фокусировались, главным образом, на кондуктивной эмиссии (по проводникам), тогда как излучаемая эмиссия (ИЭ) не исследовалась. Между тем это актуально, поскольку может дать дополнительное улучшение ЭМС.

Исследования по совершенствованию анализа и синтеза РЭУ с использованием средств вычислительной электродинамики активно ведутся во всём мире. Они нацелены на уменьшение вычислительных затрат при моделировании всё более сложных структур, обеспечивающих всё более высокие характеристики. Известны отечественные школы практической направленности: самарская, омская, красноярская, железнгорская и др. В части моделирования известны школы А.Д. Григорьева, В.А. Неганова, Ю.В. Пименова, А.А. Самарского и др. Известны математические школы В.В. Воеводина, Х.Д. Икрамова, В.П. Ильина, Е.Е. Тыртышников и др. Зарубежные прикладные научные школы представляют W.C. Chew, D. De Zutter, A.R. Djorjevic, T. Itoh, A. Glisson, R.F. Harrington, R.L. Haupt, R. Mittra, J.R. Mosig, A. Orlandi, Y. Rahmat-Samii, S. Rao, T.K. Sarkar, D.H. Werner, D. Wilton. Зарубежные математические школы по решению систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) представляют O. Axellson, M. Benzi, D. Bertaccini, J.W. Demmel, J. Dongarra, I.S. Duff, G. Golub, W. Hackbusch, N.J. Higham, Y. Saad, M. Tuma, H. Van der Vorst и др. Исследованию свойств проводной сетки посвящено много работ. Наиболее ранними из них являются труды Й. Фраунгофера (1823 г.), Г.Р. Герца (1889 г.) и А.А. Лампе (1898 г.). В России можно отметить работы Г.Г. Гошина, Г.Г. Кравченко, С.И. Надененко. С тех пор исследователи рассматривали различные аспекты проводных сеток. Между тем ряд актуальных задач остался не решенным.

**Цель работы** – разработать модель и методики для оценки уровня ИЭ от ПП с МР и расчета характеристик антенн с аппроксимацией проводной сеткой.

Для достижения этой цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Разработать алгоритмическую математическую модель для оценки уровня ИЭ от связанных проводников помехозащитных структур на ПП.
2. Выполнить экспериментальную оценку уровня ИЭ от ПП с МР, в том числе с учётом температуры.
3. Разработать методику проведения виртуальных испытаний на ИЭ от ПП с МР в ТЕМ-камерах.
4. Разработать методику для моделирования антенн проводной сеткой.

#### **Научная новизна**

1. Разработаны алгоритмическая математическая модель и методика виртуальных испытаний для оценки излучаемой эмиссии от печатных плат с модальным резервированием, отличающиеся использованием квазистатического подхода для уменьшения вычислительных затрат.
2. Впервые получены экспериментальные оценки излучаемой эмиссии от печатных плат с одно-, двух- и трехкратным модальным резервированием, в том числе после отказов и при изменении температуры от минус 50°C до 150°C.
3. Предложена методика моделирования антенн с использованием тонкопроводной аппроксимации и метода моментов, отличающаяся наличием дополнительных рекомендаций для построения проводной сетки.

#### **Теоретическая значимость**

1. Раскрыты особенности влияния модального резервирования на излучаемую эмиссию от печатных плат.
2. Изучены причинно-следственные связи между температурой и излучаемой эмиссией от печатных плат с модальным резервированием до и после отказа их элементов.
3. Применительно к проблематике диссертации результативно использована разработанная алгоритмическая математическая модель, позволяющая вычислить напряженность электрического поля от печатных плат с модальным резервированием и от витка меандровой линии (МЛ).
4. Получены экспериментальные оценки излучаемой эмиссии для одно-, двух- и трехкратного модального резервирования.
5. Проведена модернизация методики расчёта характеристик антенн с использованием тонкопроводной аппроксимации и метода моментов.

### **Практическая значимость**

1. Создана система практических рекомендаций по моделированию и испытанию печатных плат с модальным резервированием для оценки излучаемой эмиссии от них.
2. Определено влияние отказов на концах проводников печатных плат с модальным резервированием на уровень излучаемой эмиссии от них.
3. Определены пределы изменения уровня излучаемой эмиссии от печатных плат с модальным резервированием при изменении температуры.
4. Создана система практических рекомендаций по моделированию антенн, аппроксимированных проводной сеткой, с меньшими вычислительными затратами и приемлемой точностью.
5. Получен патент на изобретение «Способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с модальным резервированием».
6. Результаты использованы при выполнении научных проектов, хозяйственных договоров и в учебном процессе (4 акта внедрения).

**Методология и методы исследования.** В работе применены математическое моделирование, основанное на методе моментов и модифицированном методе узловых потенциалов, квазистатический и электродинамический подходы, модальный анализ и натурный эксперимент на базе векторного анализатора цепей и климатической камеры.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Использование квазистатического подхода для оценки уровня излучаемой эмиссии от печатной платы с модальным резервированием позволяет ускорить эту оценку до 15 раз и провести виртуальное испытание платы в ТЕМ-камере на эмиссию.
2. Модальное резервирование способно уменьшать не только кондуктивную, но и излучаемую эмиссию от печатной платы с модальным резервированием.
3. Предложенная методика моделирования антенн проводной сеткой позволяет ускорить моделирование, по сравнению с методом конечных разностей во временной области: до 6,2 раза для биконической антенны и 1,6 раза – для рупорной.

**Достоверность результатов.** Достоверность подтверждена сравнением результатов моделирования с результатами других программных продуктов и натурального эксперимента. Она основана на корректном использовании теории линий передачи и вычислительной электродинамики, а также согласованности результатов квазистатического и электродинамического подходов и измерений.

### **Использование результатов**

1. ПНИ «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов» в рамках федеральной



целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», проект RFMEFI57417X0172, 2017–2020 гг.

2. НИР «Модальное резервирование электрических цепей критичных радиоэлектронных средств и систем», грант РНФ 19-19-00424, 2019–2021 гг.

3. НИР «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей», грант РНФ 20-19-00446, 2020–2022 гг.

4. Проект FEWM-2020-0041 «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования 2020–2022 гг.

5. НИР «Модальное резервирование электрических цепей критичных радиоэлектронных средств и систем», грант РНФ 19-19-00424, 2022–2023 гг.

6. НИР «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей», грант РНФ 20-19-00446, 2023–2024 гг.

7. Проект FEWM-2022-0001 «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях» в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования, 2022–2023 гг.

8. СЧ НИР «Разработка математического обеспечения и программного модуля для моделирования радиотехнических характеристик антенного элемента», по договору ДП20221-60 от 15.04.2021 г., 2021 г.

9. СЧ НИР «Комплексные исследования в интересах создания ключевых элементов технологии расчета и измерения радиотехнических характеристик цифровых антенных решеток с учетом обтекателей для высокоскоростных летательных аппаратов», по договору ДП2022-78 от 27.06.2022 г., 2022–2024 гг.

10. Программа стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» ТУСУРа, подпроект 6 «Экспертная система для решения задач электромагнитной совместимости при автоматизированном проектировании элементов радиоэлектронных средств», 2021–2022 гг.

11. Учебный процесс бакалавриата радиотехнического факультета ТУСУР.

**Апробация результатов.** Результаты позволили подготовить заявки и победить в конкурсах: РНФ (гранты 19-19-00424 и 20-19-00446 с их продлениями); госзаданий (проекты FEWM-2020-0041, FEWM-2022-0001, FEWM-2020-0039, FEWM-2023-0014);

на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа, 2021 г.; на назначение стипендий (Президента ТУСУРа в 2022 г., Президента и Правительства РФ студентам и аспирантам в 2022 г., Президента и Правительства РФ студентам и аспирантам по приоритетным направлениям в 2022 г.).

Результаты докладывались на конференциях:

1. Всерос. научно-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР», Томск, 2020, 2022, 2023 гг.
2. Межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 2019, 2021, 2020 гг.
3. Межд. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Перспективы развития фундаментальных наук», Томск, 2020, 2023 гг.
4. Межд. научно-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС)», Томск, 2020, 2021, 2022 гг.
5. Межд. научно-практ. конф. «САПР и моделирование в современной электронике», Брянск, 2021 г.
6. Межд. научно-метод. конф. «Интеграция образования, науки, бизнеса и власти», Томск, 2022 г.
7. Всерос. открытая науч. конф. «Распространение радиоволн», Йошкар-Ола, 2023 г.
8. Всерос. межвузовская научно-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Микроэлектроника и информатика», Москва, 2023 г.
9. Всерос. молодёжная научно-практ. конф. «Нанотехнологии. Информация. Радиотехника», Омск, 2023 г.
10. Всерос. научно-тех. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, 2023 г.
11. Национальная научно-практ. конф. молодых ученых, специалистов организаций «Техносферная и информационная безопасность», Тольятти, 2023 г.
12. Всерос. научно-инженерная конф. имени профессора А.И. Комиссарова, Москва, 2023 г.
13. Межд. науч. конф. перспективных разработок молодых ученых «Школа молодых новаторов», Курск, 2023 г.
14. Всерос. конф. «Актуальные проблемы прикладной математики и механики», Джанхот, 2023 г.
15. IEEE Int. conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Эрлагол (Алтай), 2020, 2021, 2022, 2023 гг.

16. IEEE Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON), Казань, 2021 г., Томск, 2022 г.
17. IEEE Ural-Siberian conf. on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBREIT), Екатеринбург, 2022, 2023 гг.
18. IEEE Int. conf. on actual problems of electron devices engineering (APEDE), Саратов, 2022 г.
19. IEEE Int. conf. on electrical power engineering (UralCon), Магнитогорск, 2022, 2023 гг.
20. IEEE conf. on dynamics of systems, mechanisms and machines (Dynamics), Омск, 2022 г.
21. IEEE Int. Multi-conf. on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON), Екатеринбург, 2019, 2022 гг.
22. IEEE Int. Russian automation conf. (RusAutoCon), Сочи, 2023 г.
23. IEEE Int. conf. on industrial engineering (ICIE), Сочи, 2023 г.
24. IEEE Russian workshop on power engineering and automation of metallurgy industry: research & practice, Магнитогорск, 2023 г.
25. IEEE Int. conf. on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT), Астрахань, 2023 г.
26. IEEE Antennas design and measurement international conference (ADMInC'2023).

**Публикации.** Основные результаты исследования отражены в 89 публикациях (9 без соавторов): 6 статей в журналах из перечня ВАК; 5 статей в журналах, входящих в Q1 WoS или Scopus; 22 доклада в трудах конференций, индексируемых в WoS и Scopus; 39 докладов в трудах других конференций; 14 свидетельств о регистрации программы для ЭВМ; 3 патента на изобретение.

**Структура и объем диссертации.** Диссертация включает введение, 5 разделов, заключение, список литературы из 279 наименований, приложение из 30 с. Объем с приложением – 214 с., в т.ч. 191 рисунок и 28 таблиц.

**Личный вклад.** Непосредственное участие автора в постановке цели и задач исследования. Результаты диссертационной работы, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну работы, получены автором лично или при непосредственном его участии. Часть результатов по моделированию получена совместно с *Квасниковым А.А., Клюкиным Д.В., Нгуеном М.Т. и Куксенко С.П.*, а экспериментальному исследованию – с *Медведевым А.В., Комнатновым М.Е.*,

*Семенюком В.А. и Карри С.* Отдельные результаты получены совместно с соавторами публикаций. Обработка и интерпретация результатов выполнены лично автором.

**Краткое содержание работы.** Во введении представлена краткая характеристика работы. В разд. 1 выполнен аналитический обзор исследований по ЭМС и резервированию, а также обзор патентов по МР, обзор по моделированию антенн проводной сеткой, сформулированы цель и задачи работы. В разд. 2 представлена разработанная алгоритмическая математическая модель, полученная на основе квазистатического подхода, для расчета напряженности электрического поля от каждого сегмента отрезков многопроводной линии передачи (МПЛП). На основе модели созданы программы для оценки ИЭ от ПП с МР и выполнено их тестирование, в том числе на защитных МЛ. В разд. 3 получены вычислительные и экспериментальные оценки ИЭ от ПП с одно-, двух и трехкратным МР, в том числе при изменении температуры. В разд. 4 представлены методика виртуальных испытаний на ИЭ от ПП с МР и запатентованный способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с МР. В разд. 5 представлена методика моделирования антенн проводной сеткой со соответствующими рекомендациями. В Приложении А приведены копии актов внедрения, свидетельств, грамот и дипломов.

## 1. ОБЗОР ПО ТЕМЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

### 1.1 Электромагнитная совместимость и резервирование

Оценка надежности РЭУ включает в себя анализ интенсивности отказов компонентов и оборудования, а также исследование причин и механизмов сбоев. Переход в состояние отказа может быть вызван разными факторами, такими как неэффективное применение средств резервирования, неоптимальная электрическая схема, выбор неблагоприятных рабочих режимов элементов и блоков, а также нерациональное размещение компонентов. В большинстве случаев эти недоработки могут привести к перенапряжениям и перегреву, что впоследствии может вызвать отказы. В исследованиях по повышению надежности РЭУ активно развивается резервирование. Например, в работе [1] на примере бортовых систем управления летательных аппаратов отмечается, что в проектировании РЭУ, особенно на ранних этапах, важно сконцентрироваться на качественной и количественной оценке критических «слабых мест» в проектах с достаточной точностью, чтобы удовлетворить требованиям технического задания на всю систему. В работе [2] рассматриваются вопросы повышения надежности промышленных электроприводов через их резервирование. В этой работе описаны методы и конкретные схмотехнические решения для резервирования регулируемых электроприводов разных механизмов. Также в [3] обсуждаются бортовые вычислительные системы с мажоритарным резервированием, где демонстрируются преимущества самодиагностируемых бортовых вычислительных систем с резервированием замещением и их применимость на отечественной элементной базе. Эти исследования также уделяют внимание вопросам обеспечения ЭМС систем с резервированием. Например, в работах [4] и [5] изучается влияние пространственного размещения печатных проводников на помехозащищенность резервированных систем. Также есть работы, в которых представлены методы резервирования, исходя из условий космической среды [6], и рекомендации по проектированию ПП для обеспечения защиты космической аппаратуры [7]. Кроме того, некоторые работы предлагают методы резервирования силовых преобразователей и способы контроля их работоспособности [8], что повышает надежность электропитания систем. Таким образом, резервирование является важным аспектом обеспечения надежности РЭУ и приводит к улучшению их работоспособности и отказоустойчивости [9–12].

Важным объектом для исследования ИЭ являются МЛ. Область применения МЛ в РЭС достаточно широка, например, сверхпроводящие МЛ СВЧ, как в [13], или использование антенны в виде МЛ для достижения максимальной эффективности и минимального воздействия на окружающую среду, как в [14], и для подавления наведенного излучения, как в [15]. Ранее были изучены их свойства, например, в [16]. Исследовалось применение МЛ для фильтрации сигналов в полосе частот [17, 18] и для защиты от сверхкороткого импульса (СКИ)

[19]. Однако МЛ слабо исследованы с точки зрения излучения, которое может влиять на работу РЭУ, хотя интерес к ним существует, как, например, в работе [20].

Внимание исследователей в последнее время сосредотачивается на разработке различных алгоритмов и методов дискретизации, решении систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), компрессии данных и программных ускорителей, которые имеют важное значение в различных областях, таких как обработка данных и оптимизация вычислений. Эти исследователи рассматривают адаптивную сегментацию [21, 22] и аппроксимацию [23, 24], а также применение итерационных методов [25, 26]. Однако имеются исследования, также связанные с решением больших СЛАУ и математическим моделированием для решения сложных прикладных задач. Одним из ключевых направлений в этой области является совершенствование итерационных методов [27, 28], создание новых предобусловливателей, включая методы сжатия исходных данных [29], а также разработка параллельных вычислительных методов для работы на многопроцессорных системах с распределенной памятью [30]. Некоторые исследователи также обращают внимание на методы, основанные на манипуляциях со СЛАУ, такие как LU-разложение [31, 32] и решение СЛАУ со сдвигом [33]. Предобусловливатели, предназначенные для ускорения решения СЛАУ, также становятся предметом исследований [34–37]. Эти методы имеют большое значение в областях, связанных с обеспечением ЭМС и РЭУ.

В целом, обзор литературы показывает, что существует активный интерес со стороны научного сообщества к различным методам и технологиям, которые способствуют обеспечению надежности критических систем, контролю распространения сигналов и определению экстремальных условий в электронных системах.

## **1.2 Обзор исследований по модальному резервированию**

Здесь обобщены известные патенты и работы по МР [38, 39].

### **1.2.1 Общие подходы**

Усложнение РЭУ и рост их количества приводят к необходимости их защиты и повышению их надежности. Существует множество методов обеспечения этого, которые отличаются по возможностям, эффективности и легкости реализации. Среди этих методов МР является одним из наиболее новых. Его использование при трассировке и монтаже ПП может обеспечить как ЭМС, так и надежность конечного электронного устройства. Проведены многочисленные исследования и получены 18 патентов на изобретения по МР. Однако до сих пор нет полного и развернутого обзора этого метода для проведения исследований на его основе. Поэтому здесь представлен обзор исследований по МР, а также впервые обобщены основные достоинства МР.

Высоконадежная система требует от инженеров повышения надежности компонентов (например, изменения материала, используемого в производстве) или применения методов резервирования с использованием имеющихся ресурсов без нарушения ограничений по стоимости, массе и объему системы [40, 41]. Второй вариант предпочтительнее из-за своей простоты [42], а его первое упоминание относится к 1956 г. [43]. Резервирование, как правило, применяется в критически важных системах, где требуется непрерывная работа, а их обслуживание сложно и дорого, например, в случае бортовых РЭУ. В этом случае время работы спутников связи может длиться более 10 лет [44]. Системы или подсистемы могут быть зарезервированы в активном или неактивном режиме с более низкой вероятностью отказа, поскольку зарезервированные компоненты будут находиться в режиме ожидания до отказа [45]. Кроме того, эти типы можно комбинировать. При этом они также делятся на подтипы: параллельное и k-из-n активное резервирование, а также холодное, горячее и теплое резервирование [46, 47].

Резервирование может быть использовано для повышения не только надежности, но и эффективности системы [48]. Более того, резервирование считается быстрым решением для достижения любого желаемого уровня надежности на ранней стадии проектирования [49]. Поскольку резервирование может реализовываться в различных формах, оптимизированную модель системы можно получить, достигнув баланса между стоимостью и надежностью системы. Несколько работ посвящено разработке математических моделей для определения надежности системы [50–52], даже в приложениях реального времени [53].

Резервирование во всех его видах используется в различных сферах. Оно применяется в защите информации [54], мемристорных устройствах [55], а также в нейронных сетях [56]. Оно применялось даже в нанотехнологиях, которые характеризуются высоким уровнем дефектов [57, 58]. Более того, оно также популярно в космических [59, 60] и авиационных [61] приложениях, а также в современных системах, касающихся беспилотных летательных аппаратов, например, для защиты их канала передачи данных [62]. Резервирование также используется в коммуникационных приложениях [63]. Отказы ПП могут привести к критическим проблемам, которые имеют различные причины, такие как старение, нагрев и загрязнение [64]. Чтобы бороться с этими отказами, обычно рекомендуется использовать резервирование при проектировании ПП. Его использованию в этих целях посвящены работы [65, 66]. Однако использование резервирования не всегда приносит пользу, например, если система не приспособлена для борьбы с искусственными или естественными электромагнитными помехами (ЭМП), которые также могут возникать из-за самого резервирования [67]. Поэтому обеспечение ЭМС при проектировании ПП, даже если конструкция включает резервирование, является неизбежным для борьбы с ЭМП [68, 69].

Некоторые исследователи пытались повысить надежность ПП с помощью резервирования с учетом ЭМП [70], но универсального способа для достижения этой цели нет [71, 72]. В целом, можно сказать, что все традиционные способы устранения последствий ЭМП недостаточно эффективны, особенно против СКИ [73].

МР является методом, который может одновременно повысить надежность РЭУ с помощью холодного резервирования и обеспечить их ЭМС за счет использования модальной фильтрации. Она может применяться для защиты РЭУ от СКИ [74] и в бесконтактном методе обнаружения и диагностики электрических соединений, скрытых в стенах [75]. МР может использоваться в различных приложениях, наиболее важными из которых являются критические и бортовые РЭУ. Например, МР рассматривалось для повышения помехоустойчивости ПП блока цифровой обработки сигналов [76] и ПП системы питания [77] автономной системы навигации космического аппарата. МР подразделяется на несколько типов: по кратности резервирования (однократное, двукратное, трехкратное) [78], симметричности структуры (симметричная и асимметричная) [79] и резервируемому объекту (плата и кабель) [80, 81]. Далее рассмотрены достоинства и развитие МР со сравнительной оценкой технологичности, применимости и эффективности использования конструкций на основе разных способов МР.

### **1.2.2 Основные достоинства модального резервирования**

МР, по-существу, использует избыточность полосы пропускания линий передачи, когда их верхняя частота гораздо выше верхней частоты спектра полезного сигнала. Тогда, выполняется преобразование одноименных одиночных линий нескольких одинаковых цепей с резервированием, за счет изготовления в единой конструкции с образованием их электромагнитной связи, в связанные (однократное резервирование) или многопроводные (многократное резервирование) линии передачи. При этом верхняя частота полосы пропускания уменьшается до верхней частоты спектра полезного сигнала. Поэтому передача полезного сигнала не нарушается. Однако у линий передачи появляются новые свойства, которые можно использовать для ослабления помеховых сигналов. Так, на частотах выше верхней частоты спектра полезного сигнала появляются минимумы в частотной зависимости коэффициента передачи. При кондуктивном воздействии СКИ опасной амплитуды на вход любой из линий, этот импульс разлагается на импульсы меньшей амплитуды. В результате каждый проводник цепи с резервированием совместно с единым опорным проводником становится помехозащитным фильтром. Это достигается без введения каких-либо компонентов, а лишь конструктивно. Такие структуры взаимны или близки к ним, что



позволяет ослаблять не только внешние кондуктивные воздействия, но и помехоэмиссию от компонентов резервируемых цепей.

Сказанное касается работы резервируемой цепи до отказа, так что эти преимущества могут использоваться довольно долго, пока резервируемая цепь не выйдет из строя. После её отказа и переключения системы на резервную цепь эти преимущества могут несколько измениться, но незначительно и контролируемо. Так, в многократном МР возможен выбор более предпочтительной резервирующей цепи из оставшихся для переключения на неё. Отметим, что при однократном МР амплитуда воздействующего импульса может уменьшаться в 2 и более раз, а трёхкратном – 4 и более раз, что достигается за счет зеркальной симметрии по одной и двум плоскостям соответственно. Это получается даже при слабой электромагнитной связи, тогда как при сильной связи эти значения могут увеличиться в несколько раз. При этом увеличивается и временной интервал между импульсами, что препятствует их частичному наложению.

### 1.2.3 Способы модального резервирования

В общем, МР ПП заключается в такой ее трассировке, что резервируемый и резервирующий проводники ПП трассируются, чтобы между ними образовалась сильная электромагнитная связь в неоднородной диэлектрической среде. Это позволяет использовать преимущество модальной фильтрации и применять модальное разложение для подавления кондуктивных СКИ, которые имеют способность эффективного проникновения из-за их малой длительности, высокой мощности и широкого спектра. Для модального разложения необходимо чтобы длительность СКИ была меньше абсолютного значения разности задержек четной и нечетной мод в структуре со связанными проводниками. Тогда, СКИ разлагается на импульсы, амплитуды которых меньше, чем у исходного СКИ. По этой причине, основная ПП будет защищена, а ее ЭМС будет обеспечена. Более того, если резервируемая ПП испытает отказ, резервная ПП немедленно начнет работу, не нарушая функционирования устройства. Поэтому повышается надежность устройства, определяемая кратностью резервирования и вероятностью отказа каждой резервной ПП.

Идея МР была впервые сформулирована в 2015 г., а первые работы по ней были опубликованы в 2016 г. Первый патент на способ трассировки проводников печатной схемы с резервированием получен в 2016 г. [82]. Этот способ, являющийся самым простым (рисунок 1.1, где на активный проводник подается сигнал, а на пассивный – нет), позволил уменьшить амплитуду СКИ в два раза. В том же году в [83] предложен другой способ трассировки ПП. Амплитуды СКИ также уменьшается в два раза, но отличие данного способа от предыдущего из [82] заключается в том, что значение относительной диэлектрической

проницаемости ( $\epsilon_r$ ) диэлектрика, который заполняет зазор между резервным и резервируемым проводниками, больше, чем диэлектрика, из которого изготовлена подложка ПП (рисунок 1.2).

Поскольку изменение  $\epsilon_r$  может влиять на разность погонных задержек четной и нечетной мод сигнала, увеличение  $\epsilon_r$  может быть использовано для увеличения этой разницы и повышения эффективности модальной фильтрации. В способе из [84], резервный и резервируемый проводники располагаются друг под другом симметрично относительно подложки, а остальные электрически соединены друг с другом (рисунок 1.3). Уменьшение амплитуды СКИ также осуществляется в два раза. Аналогичного результата можно достичь, используя способ из [85], но уменьшив и массу ПП за счет отсутствия одного опорного проводника, однако без уменьшения уровня подавления СКИ (рисунок 1.4).

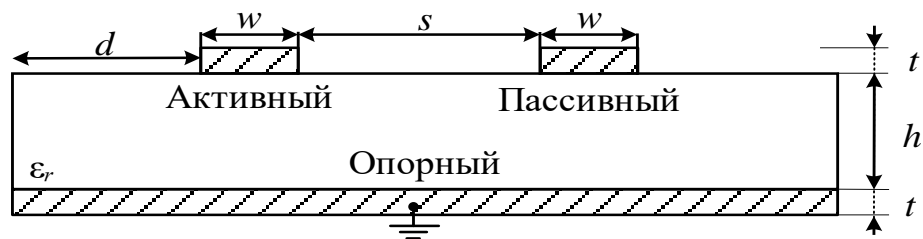


Рисунок 1.1 – Поперечное сечение структуры для способа трассировки печатных проводников схем с МР [82]

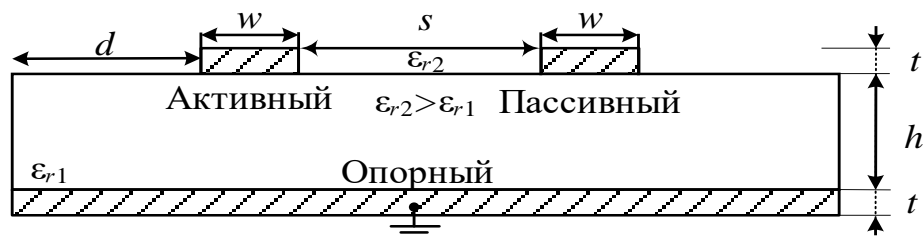


Рисунок 1.2 – Поперечное сечение структуры для способа трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для схем с МР [83]

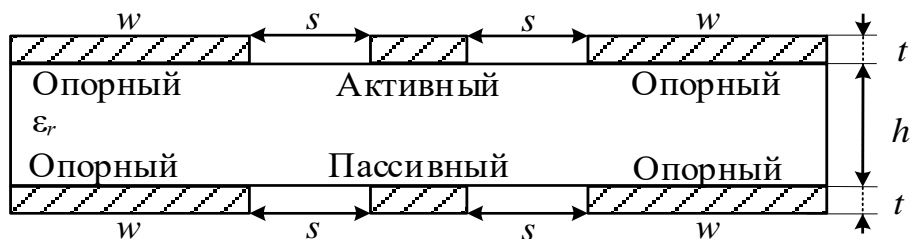


Рисунок 1.3 – Поперечное сечение структуры для способа трассировки двухсторонней ПП с МР [84]



Рисунок 1.4 – Поперечное сечение структуры для способа трассировки двухсторонней ПП с МР без одного опорного проводника [85]

В [86] предложен другой способ, который отличается от способа из [82]. Так, каждые два проводника в структуре формируют виток МЛ, а вместе они образуют отрезок четырехпроводной линии передачи (рисунок 1.5). При этом уменьшение амплитуды СКИ может достигать 4 раз. Одноименные проводники резервируемой и резервной цепей формируют связанную линию передачи с различными значениями погонных задержек. Проводники можно попарно соединить на одном конце на одном слое (проводники 1-2 и 1\*-2\*), на разных слоях (проводники 1-1\* и 2-2\*) или диагонально (проводники 1-2\* и 2-1\*). На основе использования различных диэлектрических материалов, в [87, 88] предложены еще два способа МР. Улучшение в первом способе, относительно приведенных в [82–84], состоит в повышении надежности путем увеличения кратности резервирования и помехоустойчивости за счет увеличения длительности СКИ, разлагаемого полностью (рисунок 1.6, где любой проводник может быть активным). Второй способ гарантирует то же самое, но с возможностью трассировки печатных проводников на двух сигнальных слоях ПП: внешнем и внутреннем (рисунок 1.7).

Способ, аналогичный описанным в [82, 86], предложен в [89]. В нём трассировка резервируемых и резервных проводников ПП выполняется попарно на каждом из двух основных слоев (рисунок 1.8). При этом проводники имеют минимальный допустимый зазор между ними. Опорные проводники и проводники питания выполняются в виде отдельных слоев и располагаются между сигнальными слоями. При этом резервируются не только сигнальные проводники, но и проводники питания, которые выполнены с помощью зазоров в опорных проводниках, и образуют связанные линии. Этот способ может уменьшить восприимчивость резервируемых проводников питания к внешней кондуктивной эмиссии и снизить уровень кондуктивной эмиссии от них.

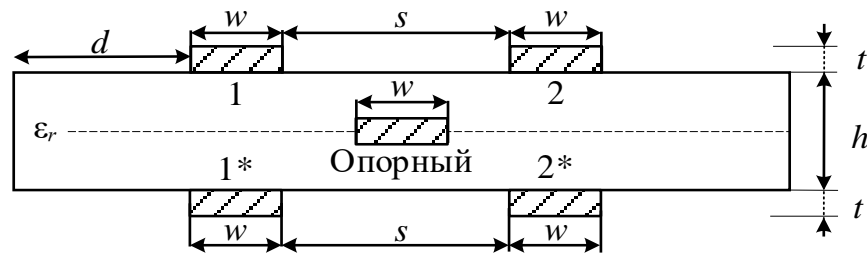


Рисунок 1.5 – Поперечное сечение структуры для способа однократного МР витков МЛ [86]

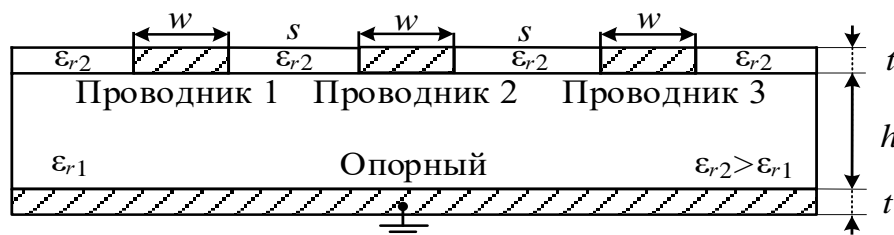


Рисунок 1.6 – Поперечное сечение структуры для способа трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для двухкратного МР [87]

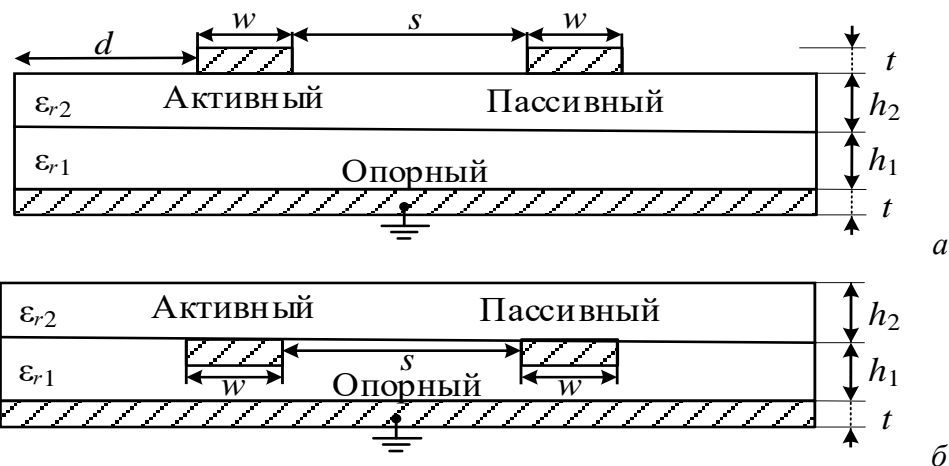


Рисунок 1.7 – Поперечное сечение структуры для способа трассировки печатных проводников на внешнем (а) и внутреннем (б) сигнальных слоях ПП с МР [88]

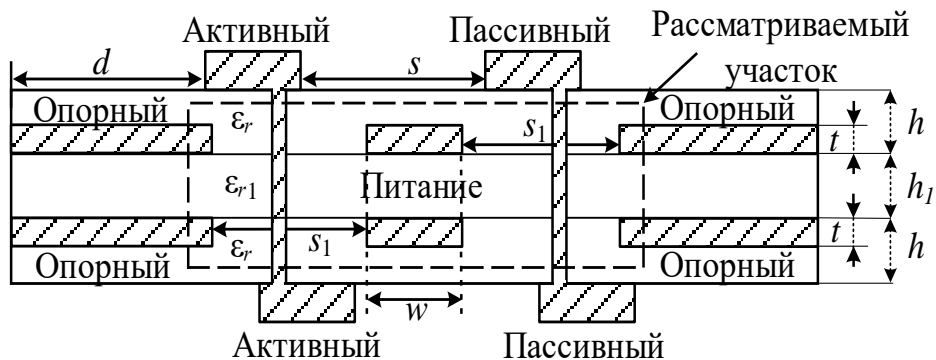


Рисунок 1.8 – Поперечное сечение структуры для способа трассировки печатных проводников питания цепей с МР [89]

Способ из [90] основан на взаимных расположении, компоновке и трассировке резервируемой и резервной ПП. Отличается он выполнением опорного проводника в виде

отдельных слоев на резервируемой и резервной ПП, склеенных диэлектрическим слоем с  $\epsilon_r$  большей, чем у подложек резервируемой и резервной ПП (рисунок 1.9). ПП расположены параллельно и друг под другом, а их электронные компоненты размещены на противоположных сторонах этих ПП. Здесь амплитуда СКИ уменьшается в 2,5 раза. Недостаток состоит в разнице трассировки резервируемой и резервной ПП, вызываемой асимметричным расположением выводов электронных компонентов относительно склеивающего диэлектрического слоя, так что одноименные выводы компонентов не находятся друг под другом. Из-за этого уменьшается длина отрезков электромагнитно связанных линий, формирующихся одноименными трассами резервируемой и резервной цепей, что снижает полезные связи между ними. Способ из [91], в отличие от предыдущего из [90], использует формовку выводов резервируемых компонентов в одном направлении относительно корпуса компонента, а резервных – в противоположном, причем эти компоненты находятся друг под другом (рисунки 1.10, 1.11). Это максимизирует длину связанных линий, приводя к дополнительному снижению кондуктивной эмиссии (к плате и от нее). В [92] предложен другой способ. Его особенность заключается в расположении резервируемых и резервных компонентов на внутренней стороне ПП в слое склеивающего диэлектрика, а не на внешней (рисунок 1.12). Уменьшение амплитуды СКИ с помощью этого способа достигает 2,25 раза.

В [93] предложен способ для резервирования плоских кабелей, где проводники резервируемого кабеля располагаются на одном уровне в диэлектрическом слое, а соответствующие одноименные резервные проводники – под ними на другом уровне (рисунок 1.13). Эффективность использования этих способов в приложениях связи и управления оценена в [94, 95].

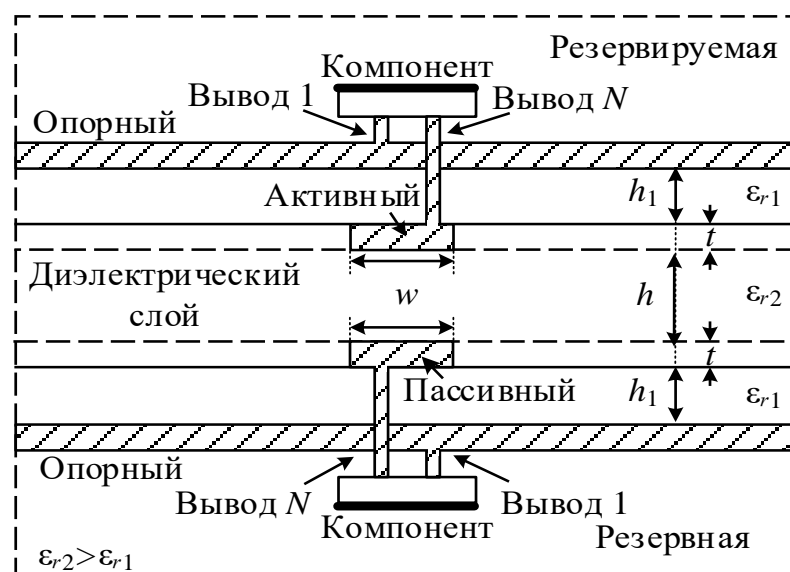


Рисунок 1.9 – Поперечное сечение структуры для метода компоновки неформованных радиоэлектронных компонентов на ПП для цепей с МР [90]

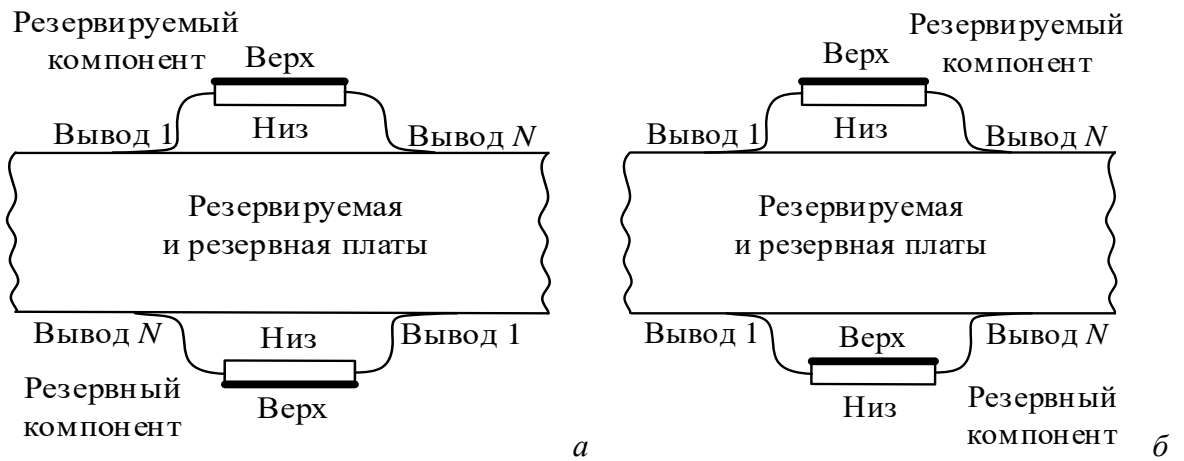


Рисунок 1.10 – Схематическое изображение формовки корпусов радиоэлектронных компонентов и взаимного расположения выводов без (а) и с (б) использованием способа, предложенного в [91]

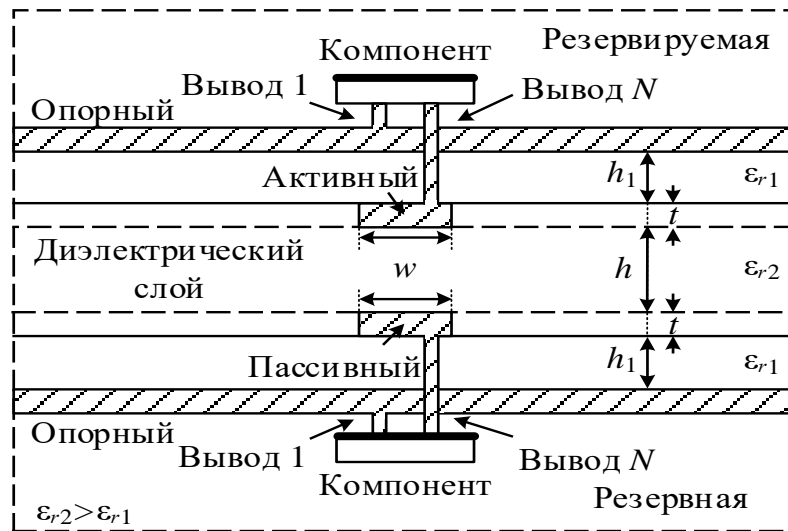


Рисунок 1.11 – Поперечное сечение структуры для способа компоновки неформованных радиоэлектронных компонентов на ПП с МР [91]

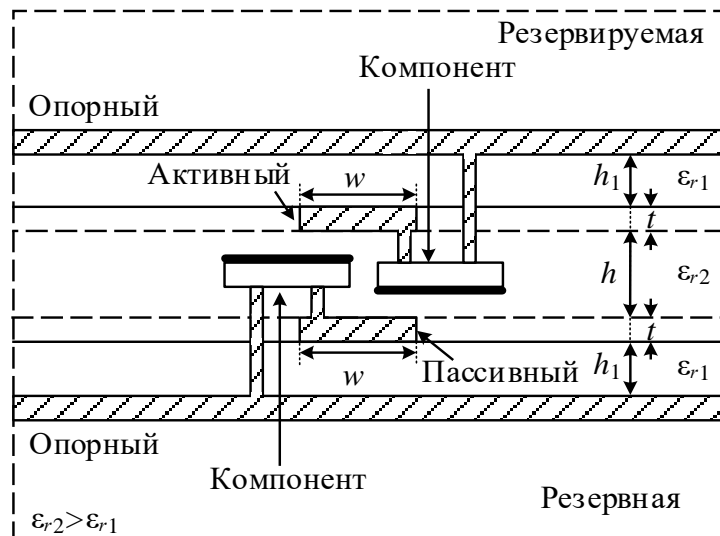


Рисунок 1.12 – Поперечное сечение структуры для способа внутренней компоновки ПП для цепей с МР [92]

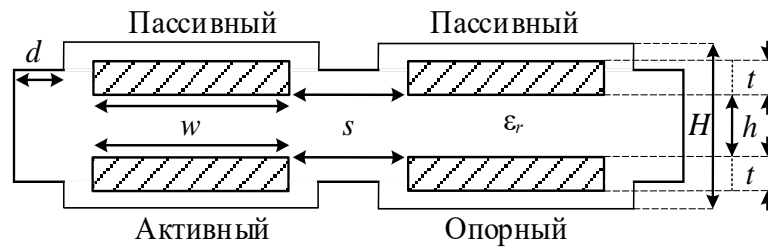


Рисунок 1.13 – Поперечное сечение структуры для МР плоских кабелей [93]

Для трехкратного МР, первый способ представлен в [96]. Его отличие от способа из [90] состоит в добавлении двух резервных цепей для увеличения кратности резервирования (рисунок 1.14). На одной ПП располагаются резервируемая и одна резервная цепи, а на второй – остальные две. С помощью этого способа амплитуда СКИ может быть уменьшена в 4 раза. В [97] предложен другой способ трехкратного МР цепи. Его отличие от способа из [84] заключается в том, что сигнальные проводники разделяются на два одинаковых проводника с минимальным зазором между ними (рисунок 1.15). Также проведены сравнительные исследования по использованию этих способов. Например, в [98] авторы доказали, что с помощью способа МР из [84] можно увеличить коэффициент ослабления помехового сигнала до 12 дБ. Они также сравнили результаты, полученные с помощью этого способа и способов из [82, 90]. Применяв МР в блоке цифровой обработки сигналов системы автономной навигации космического аппарата, авторы улучшили его помехоустойчивость.

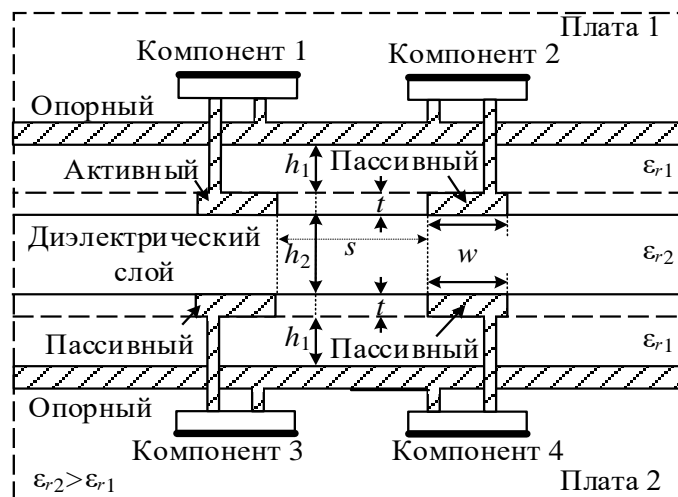


Рисунок 1.14 – Поперечное сечение структуры для способа трёхкратного МР в многослойных ПП [96]

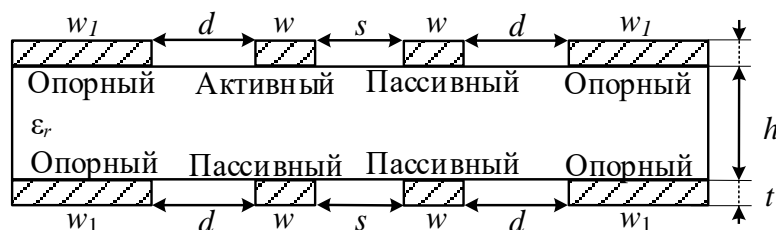


Рисунок 1.15 – Поперечное сечение структуры для способа трехкратного МР проводников ПП [97]

В отличие от [82, 92], в [99] предложен другой способ МР, обеспечивающий взаимные расположение, компоновку и трассировку резервируемой и резервной плат с землей в виде двух отдельных печатных проводников в диэлектрическом слое, склеивающем эти платы (рисунок 1.16). Это облегчает изготовление ПП и монтаж ее компонентов и снижает восприимчивость резервируемой цепи к внешней кондуктивной эмиссии.

В [100] предложен другой способ МР. Он отличается от [90] тем, что в нем предлагается использовать дополнительные сигнальные слои, чтобы резервные и резервируемые проводники одних и тех же цепей трассировались на внешних и внутренних сигнальных слоях ПП, соединенных отверстиями (рисунок 1.17). Земля выполнена в виде отдельных слоев, при этом резервируемая и резервная ПП изготовлены из двух диэлектрических слоев.

Поскольку одной из главных особенностей МР является надежность, необходимо изучить эффективность МР и после отказов. Поэтому в [101] исследована устойчивость к воздействию СКИ для ПП с однократным и трехкратным МР после отказов в виде короткого замыкания (КЗ) и холостого хода (ХХ). Проведенный анализ показал, что при однократном МР ослабление после отказа уменьшилось с 2,3 до 1,7 раза. Для трехкратного МР выявлено, что после отказа предпочтительнее переключаться на цепь, электромагнитная связь которой с резервируемой цепью меньше. Это объясняется тем, что отклонение амплитуд разложенных импульсов, в случае отказа на конце одного из резервных проводников, от амплитуд до отказа минимально. Эти и другие результаты были обсуждены и подтверждены для однократного МР в [102] не только во временной, но и в частотной области до 2 ГГц в [103], а также до 18 ГГц с использованием квазистатического и электродинамического подходов для сравнения с результатами, полученными экспериментально в [104].

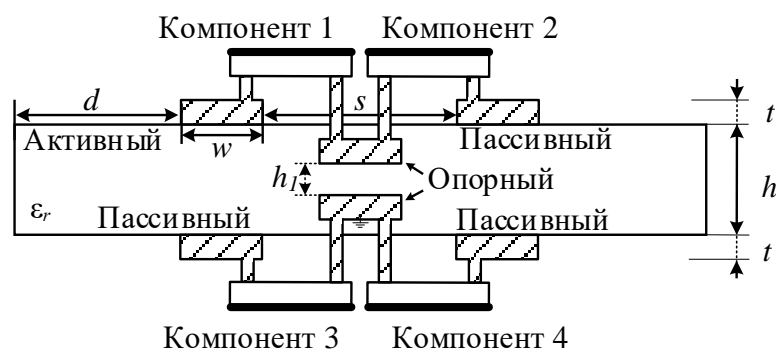


Рисунок 1.16 – Поперечное сечение структуры для способа компоновки печатных проводников с трёхкратным МР [99]



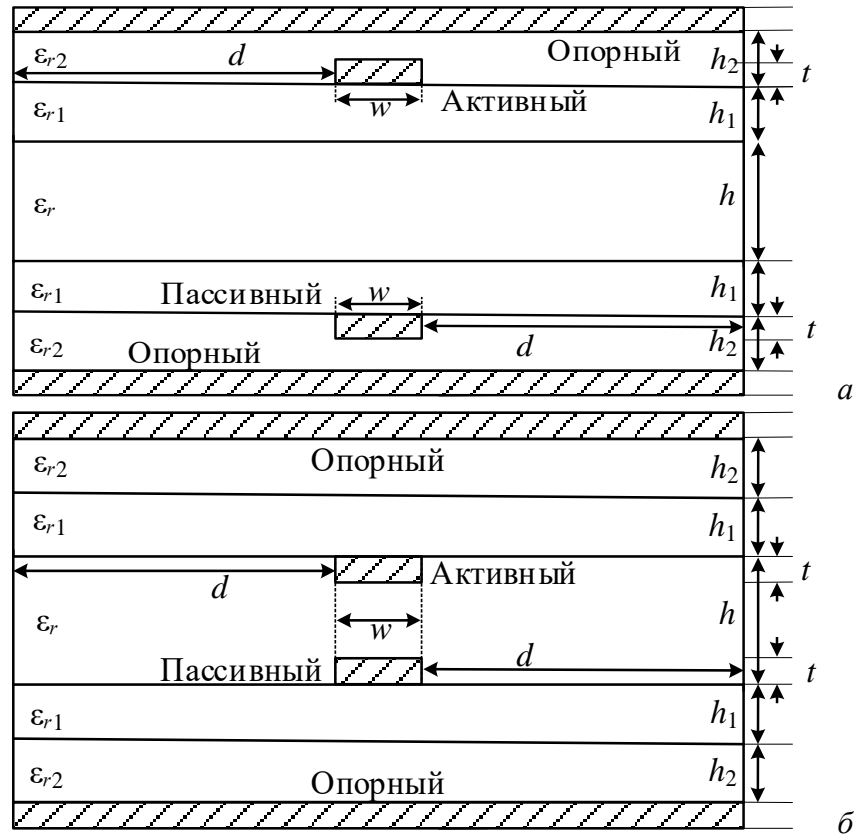


Рисунок 1.17 – Поперечное сечение структуры для способа компоновки многослойной ПП с МР внутренних (а) и внешних (б) сигнальных слоев [100]

Порядок переключения после отказов для двухкратного МР обсуждался в [105]. Подробно исследовался порядок переключения после отказа для трехкратного МР во временной [106] и частотной [107] областях. На основе этих исследований получены два патента на способы переключения после отказа для двухкратного [108] (рисунок 1.18) и трехкратного [109] (рисунок 1.19) МР. Более того, исследование показало, что вероятность отказа резервной трассы при использовании МР ниже, чем у резервируемой. Это было доказано в [110, 111] для однократного и в [112] для трехкратного МР с помощью пяти  $N$ -норм [73], которые используются для оценки опасности воздействия СКИ на РЭУ.

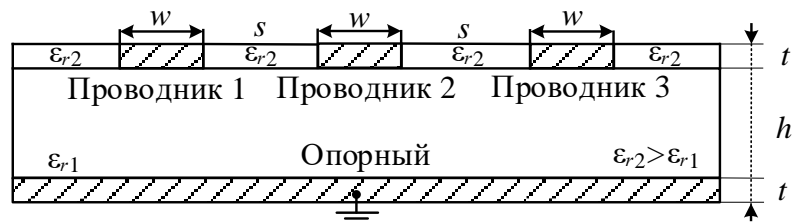


Рисунок 1.18 – Поперечное сечение структуры для способа переключения цепей с двукратным МР после отказов [108]

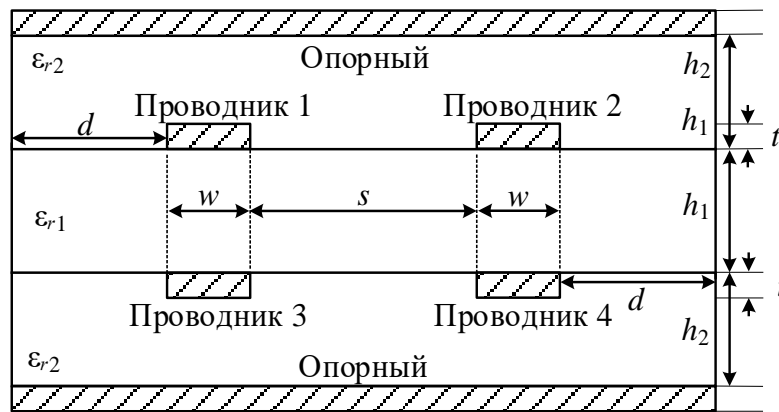


Рисунок 1.19 – Поперечное сечение структуры для способа переключения цепей с трехкратным МР после отказов [109]

#### 1.2.4 Оборудование для измерения уровня излучаемой эмиссии

Соответствующие уровни помехоэмиссии и помехоустойчивости устанавливаются требованиями по ЭМС РЭУ. Стандарты на помехоэмиссию, такие как IEC 61967-2 и IEC 62132-2, содержат информацию о порядке измерений этих уровней, необходимых приборах и оснастке. По этим стандартам, ТЕМ-камера является одним из устройств, применяемых при таких видах исследований.

ТЕМ-камеры на основе коаксиальной линии передачи прямоугольного сечения широко используются для тестирования на помехоэмиссию и помехоустойчивость интегральных схем. Когда генератор подает сигнал с заранее заданными характеристиками на вход тестируемого устройства, расположенного в регулярной части камеры, поперечная электромагнитная волна распространяется во внутреннем пространстве камеры, образуя однородное электромагнитное поле. Затем сигнал поглощается согласованной нагрузкой, расположенной на противоположной стороне камеры. Первая резонансная частота ТЕМ-камеры определяется ее геометрическими параметрами и определяет верхнюю границу рабочего диапазона частот ТЕМ-камеры [113]. Используя такие камеры, можно оценить уровень ИЭ также от ПП, поскольку он пропорционален амплитудам напряжения на концах центрального проводника (ЦП) камеры.

На основе измеренных  $S$ -параметров на входе и выходе ЦП камеры, можно вычислить ИЭ как [114–116]

$$E_{обмв/м}(f) = 20 \lg \left[ \frac{|S_{mn}(f)| \sqrt{P_{вх.л} Z_{л}}}{10^{-3} d} \right], \quad (1.1)$$

где  $Z_{л}$  – волновые сопротивления ТЕМ-камеры и МПЛП соответственно,  $P_{вх.л}$  – мощность, подводимая ко входу ТЕМ-камеры и МПЛП,  $d$  – расстояние между центральным и опорным проводниками ТЕМ-камеры,  $m$  и  $n$  – номера портов.

В ТУСУРе разработаны и созданы две ТЕМ-камеры, отличающиеся диапазоном рабочих частот. Первая, называемая мини-ТЕМ-камерой, работает до 5 ГГц [117]. Её высота составляет 31 мм, длина регулярной части 104 мм, ширина её ЦП 40 мм, а его толщина 1 мм (рисунок 1.20). Вторая, называемая классической ТЕМ-камерой, работает до 2 ГГц [118]. Её высота составляет 120 мм, длина регулярной части 140 мм, ширина ЦП 106,2 мм, а толщина 2 мм (рисунок 1.21).

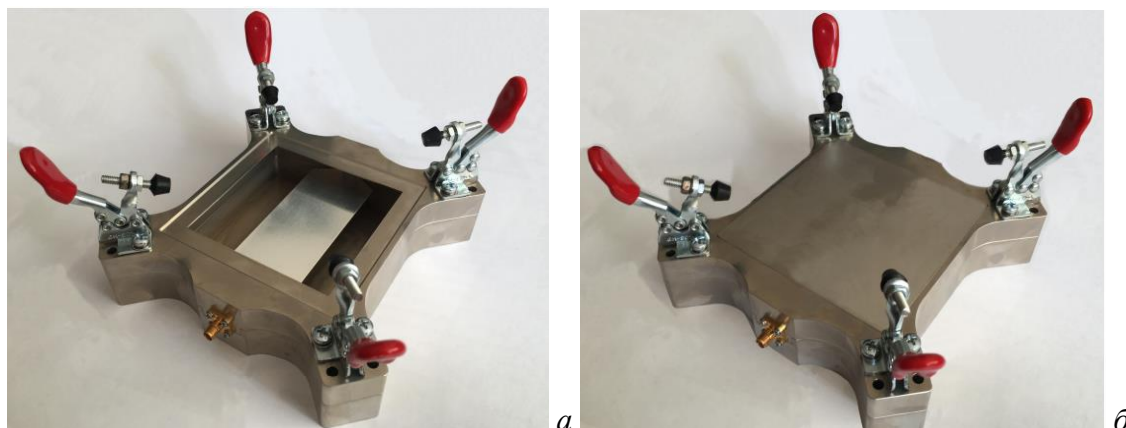


Рисунок 1.20 – Лабораторный макет мини-ТЕМ-камеры с открытой (а) и закрытой (б) апертурой



Рисунок 1.21 – Лабораторный макет классической ТЕМ-камеры с открытой (а) и закрытой (б) апертурой

Исследуемое устройство (здесь ПП) при использовании этих камер должно иметь размеры  $100 \times 100 \text{ мм}^2$ . Также, желательно чтобы земля ПП была сплошная и соединялась с корпусом камеры для сохранения его целостности. Поскольку важно оценить ИЭ от ПП с МР при разных температурах, необходимо использование специальной камеры для контроля температуры. В ТУСУРе в таких целях используется климатическая (испытательная) камера тепла-холода ESPEC SU-262, в которой помещается только миниатюрная ТЕМ-камера. Поэтому при использовании таких измерительных приборов для проведения подобных экспериментов необходимо учитывать много факторов, таких как термостойкость используемых в изготовления ПП материалов, гибкость и геометрия структуры самой ПП.

### 1.2.5 Выбор структур для исследования эмиссии

Для проработки возможности изготовления различных макетов структур с одно-, двух- и трёхкратным МР для будущих экспериментальных исследований с целью оценки уровня ИЭ в диапазоне частот, в т.ч. в условиях критичных температур, рассмотрены способы МР и проанализирована возможность их применения для этой цели.

Для однократного МР самым простым по технологичности является макет по способу [82]. Способ из [83] немного сложнее, так как требуется добавление тонкого слоя диэлектрика между проводниками ПП. В отличие от макетов для способов из [82, 83], изготовление макетов для способов из [84, 85] может затруднить оценку уровня ИЭ, так как нужно измерять его в ТЕМ-камере с двух сторон ПП, т.е. измерять два раза. Однако несмотря на это, использование такого способа для достижения цели работы остаётся возможным. То же самое касается изготовления макета для способа из [88]. При этом растёт сложность изготовления из-за трассировки двух сигнальных слоев на макете с малыми размерами ( $100 \times 100 \text{ мм}^2$ ) и необходимости использования материалов с разными значениями  $\epsilon_r$ . Тем более, здесь будет увеличено влияние на характеристики линий передачи изменения  $\epsilon_r$  с изменением температуры. Поэтому, сложно оценить вклад изменения тепловых коэффициентов двух разных материалов в уровень ИЭ.

Способы из [84, 85, 89] также усложняют задачу, поскольку в них нет сплошной земли, а это нарушает однородность поля в камере. Между тем способ из [89] соединяет сложности при использовании способов из [84, 88], тем более, что он направлен на МР не только сигнальных проводников, но и проводников питания. Поэтому использовать его в таком виде эксперимента нецелесообразно. Это же относится к способу из [85], поскольку отсутствие одного опорного проводника усложняет измерения уровня ИЭ в камере с двух сторон ПП.

Способ из [86] не подходит для изготовления макетов с такой целью, так как опорный проводник находится внутри слоя диэлектрика. Это также относится и к способам из [90–92, 100], в которых ПП экранирована с двух сторон.

В результате способы из [83, 84, 88], несмотря на сложность изготовления макетов для них, являются оптимальным выбором для изготовления макетов с целью исследования ИЭ от ПП с однократным МР.

Применительно к многократному МР, можно отметить, что выводы для способа [83] подходят также к способу из [87]. Здесь уровень сложности даже меньше, так как легче покрыть другим диэлектриком всю ПП, чем только зазор между проводниками. Аналогично, выводы по способам из [84, 86] подходят также к способам из [97, 99] соответственно. Способ из [93] не подходит для изготовления макетов с целью исследования ИЭ в камере, так как он направлен на резервирование сигнальных проводников в плоских кабелях. Способ из [96],

также не подходит для такого типа эксперимента по причинам, относящимся к способам из [90–92, 100]. Способы из [108, 109] предложены как способы переключения после отказов, поэтому их использование в предварительных исследованиях нецелесообразно. Между тем в будущем можно оценить уровень эмиссии после переключения, используя только способ из [108], так как в способе из [109] ПП экранирована. В результате для оценки ИЭ от ПП с двухкратным и трехкратным МР способы из [87, 97] оптимальны для изготовления макетов.

Таким образом, выполнен обзор исследований по МР и проанализированы все предложенные способы на его основе. Выявлены возможные варианты изготовления макетов ПП с МР для экспериментальных исследований с целью оценки уровня ИЭ в диапазоне частот, в т.ч. в условиях критических температур.

### **1.3 Квазистатические и электродинамические модели**

#### **1.3.1 Общие понятия**

Математическое моделирование позволяет эффективно использовать современные достижения вычислительной техники. Так, до появления производительных компьютеров исследователи были вынуждены применять и разрабатывать аналитические решения с помощью методов разделения переменных, конформных отображений и пр., пригодных, как правило, для задач с относительно простой геометрией [119, 120]. В противовес аналитическим, использование численных методов не зависит от геометрии задачи, поэтому они могут применяться, когда аналитическое решение недоступно. Прорыв в разработке высокопроизводительных компьютеров и вычислительных систем послужил широкому использованию численных методов. Тем не менее, разработка новых аналитических методов также актуальна [121]. Так, аналитические выражения часто используются для проверки результатов моделирования с помощью численных методов [122].

Для численного анализа какой-либо физической задачи необходимо построить ее математическую модель, учитывающую существенные для данной задачи особенности реального объекта (процесса или явления) [123]. При этом математическая модель не идентична исследуемому объекту, а является его приближенным описанием с помощью языка математики и реализуемых на компьютере алгоритмов [124].

Математическая модель – это система математических объектов (чисел, переменных, матриц, множеств и т.п.) и отношений между ними, отражающая некоторые свойства технического объекта. Она, вместе с методами и алгоритмами выполнения проектных процедур, образует математическое обеспечение автоматизированного проектирования. Модель должна обладать большой универсальностью, широкой областью адекватности, иметь высокую точность и экономичность. Однако удовлетворение этих требований зависит

от особенностей решаемых задач, что обуславливает применение математических моделей в автоматизированном проектировании. Поэтому, в зависимости от универсальности, адекватности, точности и экономичности [125], модели могут различаться по их сложности и требованиям к вычислительным ресурсам [126, 127]. Одним из типов математических моделей является алгоритмическая математическая модель, которая выражает связи выходных параметров с внутренними и внешними параметрами в форме алгоритма. Большинство математических моделей, на которых основаны системы автоматизированного проектирования, реализуются в виде алгоритмических.

В настоящее время существует множество систем автоматизированного проектирования, пригодных для моделирования ЭМС: Empire XPU [128], ANSYS HFSS [129], FEKO [130], CST Microwave Studio [131]. Эти программные продукты используют электродинамический анализ, в то время как продуктов, использующих квазистатический анализ, гораздо меньше. Понимание важности этого привело к разработке отечественных инструментов для моделирования антенн, ПП и решения задач ЭМС.

### **1.3.2 Моделирование антенн проводной сеткой**

При использовании того или иного численного метода важным является скорость его сходимости и точность полученных с его помощью результатов. Сходимость при использовании МоМ напрямую зависит от базисных и тестовых функций, а также и их числа. При этом эффективность применения метода для получения результата с заданной точностью определяется вычислительными затратами (времени и памяти используемой рабочей станции).

В МоМ неизвестная величина (например, поле или плотность тока), зависящая от пространственных координат, аппроксимируется конечным рядом известных функций (называемых базисными), умноженными на неизвестные коэффициенты. Это приближение подставляется в линейное операторное уравнение. Левую и правую части полученного уравнения умножают на подходящую функцию (называемую тестовой или весовой функцией) и интегрируют по области, в которой определена тестовая функция. Тогда линейное операторное уравнение сводится к линейному алгебраическому уравнению. Повторяя эту процедуру для набора независимых тестовых функций, число которых должно равняться числу базисных функций, получают СЛАУ. Решение СЛАУ дает неизвестные коэффициенты и позволяет найти приближенное решение операторного уравнения. Далее из решения СЛАУ определяются интересующие характеристики.

В общем виде методика расчёта характеристик антенн при использовании МоМ состоит из следующих этапов:

- получение из уравнений Максвелла интегрального уравнения для заданной структуры;
- описание (ручной ввод или импорт) геометрии задачи;
- задание требуемого частотного диапазона;
- выбор требуемых характеристик, которые подлежат вычислению;
- выбор источника воздействия для возбуждения структуры;
- построение сетки (разбиение границ структуры на  $N$  подобластей, выбор типа базисных функций и аппроксимация искомой функции в каждой из подобластей соответствующей базисной функцией);
- выбор типа тестовых функций и тестирование искомой функции;
- вычисление элементов матрицы импедансов  $\mathbf{Z}$  порядка  $N$  и элементов правой части – вектора напряжения  $\mathbf{v}$  из уравнения  $\mathbf{Z}\mathbf{i} = \mathbf{v}$ ;
- решение полученной СЛАУ для нахождения вектора поверхностных токов  $\mathbf{i}$ ;
- вычисление требуемых характеристик антенны из вектора  $\mathbf{i}$ .

После того, как результаты решения задачи получены, остается определиться, сходятся ли и надежны ли они, а также удовлетворяют ли они физическим требованиям. Поэтому необходимо проверить корректность (валидность) полученных численных результатов. Наиболее важными для этого методами являются физическая достоверность результатов, вариация параметров модели со сравнением результатов между собой, проверка граничных условий, проверка сходимости вычисленных значений при изменении сетки, сравнение результатов с аналитическим решением (если таковое имеется) и/или измеренными данными и/или полученными другим численным методом.

Для подтверждения корректности результатов моделирования разработан специальный стандарт [132], в котором определен процесс валидации численных методов, средств компьютерного моделирования и математических моделей, применяемых при решении электромагнитных задач. Также в стандарте кратко описаны разработанные численные методы и их модификации. Он применим к широкому кругу задач: эффективная поверхность рассеяния, целостность сигналов, антенны др. Проверка данных решения достигается путем сравнения с наборами данных, полученными при измерениях, альтернативными программными кодами, аналитическими выражениями и др. Рекомендуемая практика применения этого стандарта описана в отдельном стандарте [133]. В нем приведены рекомендации по валидации результатов моделирования. Примеры использования данных стандартов приведены, например, в [134, 135]. Вопросы расширения функционала метода валидации выделением особенностей (FSV), использование которого является ядром стандарта, приведены в [136, 137].

Для формулировки условий (критериев) применимости методики расчёта, являющихся, по сути, рекомендациями по моделированию, поясним суть одного из основных подходов, основанных на использовании МоМ для общего случая решения антенных задач и задач рассеяния. Этот подход основан на проводно-сеточной аппроксимации проводящих поверхностей.

Как известно, анализ проводных линейных антенн сводится к решению интегральных (интегро-дифференциальных) уравнений Поклингтона [138] или Галлена [139]. Особенности решения этих уравнений основаны на тонкопроводной аппроксимации [140–147]. При этом подходе проводник полагается идеальным проводником в виде цилиндра, расположенным вдоль одной из осей координат (одномерная задача), с радиусом поперечного сечения много меньшим длины волны излучаемого сигнала и его физической длины. Такое упрощение позволяет вместо векторной функции плотности тока использовать скалярную, что существенно упрощает сложность задачи.

Данный подход применим и для представления непрерывных поверхностей тел проводной сеткой (в англоязычной литературе – wire grid или thin-wire grid). Эта концепция возникла в середине 1960-х годов [148]. Проводно-сеточный подход в сочетании с формулировками интегральных уравнений электрического поля и МоМ широко используется в таком известном программном продукте как NEC [149]. Хотя, по сравнению с поверхностной треугольной аппроксимацией поверхностей и использованием функций RWG, этот подход демонстрирует присущие ему слабые стороны в анализе ближнего поля. Однако он доказал свою работоспособность на большом числе задач рассеяния и излучения в дальней зоне, связанных с проводящими телами произвольной формы [150–154]. Поэтому сеточная аппроксимация продолжает широко использоваться в вычислительной электродинамике [155, 156]. Примеры аппроксимации проводящих поверхностей сеткой из проводов приведены на рисунках 1.22 и 1.23 [155, 157, 158].

Из рисунков видно, что качество используемой сетки (проводной) является одним из наиболее важных элементов любого моделирования на основе численных методов, в данном случае, МоМ. Так, надлежащее покрытие сеткой геометрической модели анализируемой структуры является первым шагом к получению решения с требуемой точностью. В целом, построение (создание) хорошей сетки – задача нетривиальная, требующая значительного времени и усилий на ее создание. Кроме того, следует помнить, что итоговая сетка должна иметь достаточное число ячеек на анализируемой частоте.



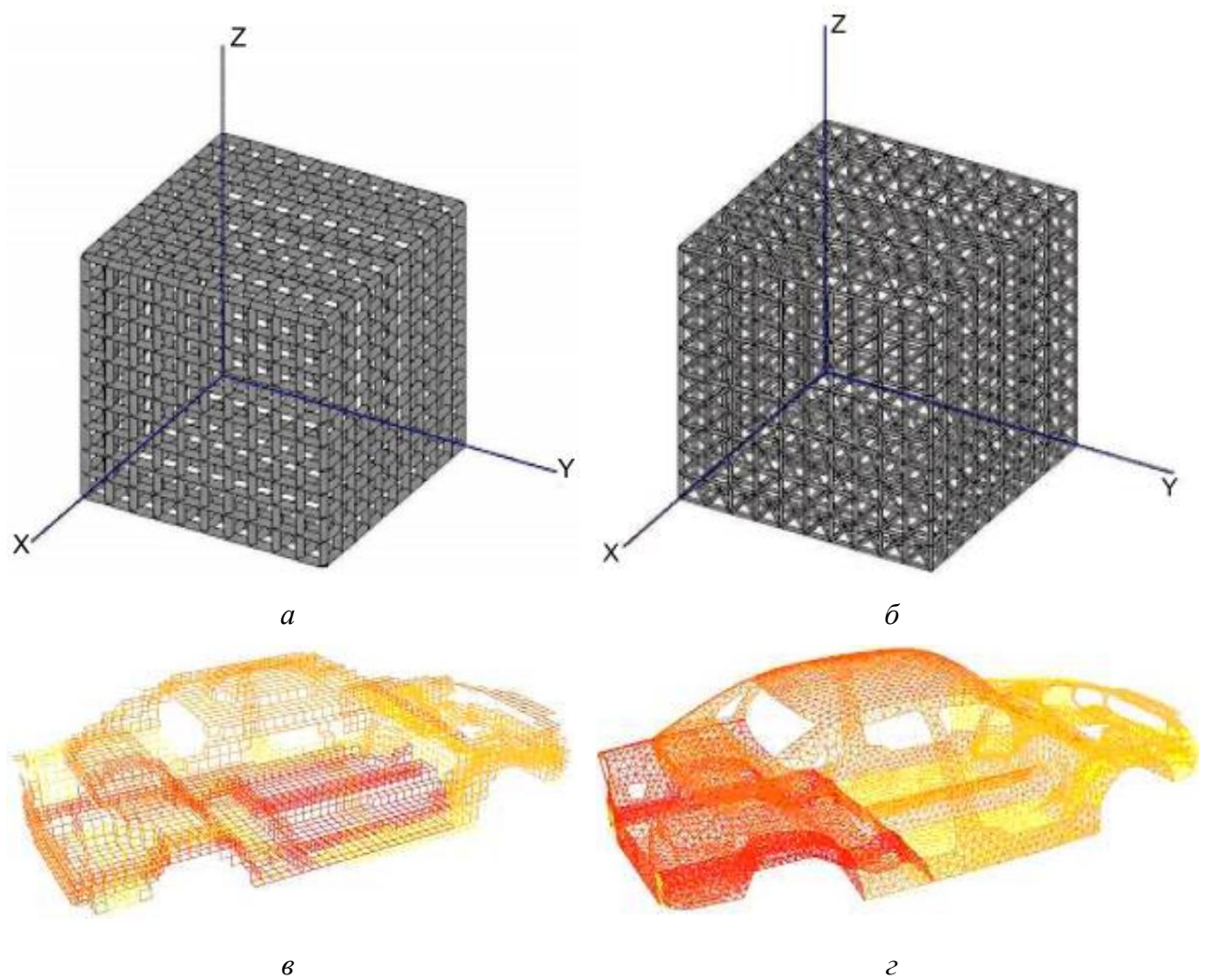


Рисунок 1.22 – Однородные и регулярные квадратная (а, в) и треугольная (б, г) проводно-сеточные модели куба и кузова автомобиля (в – 8000 сегментов, г – более 17000 сегментов) [155]

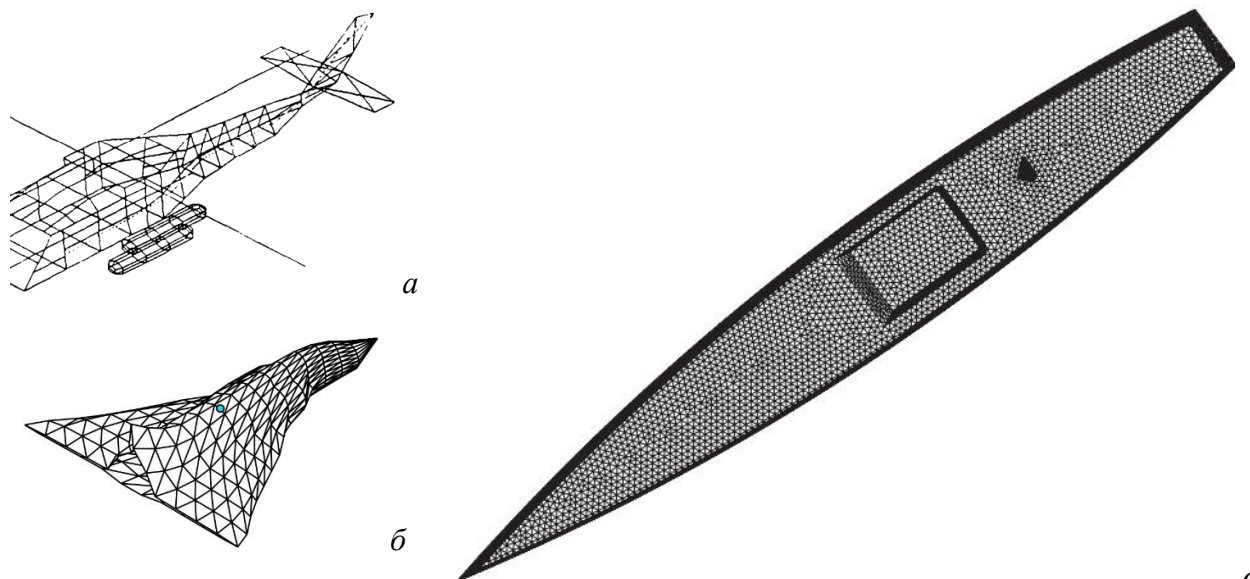


Рисунок 1.23 – Смешанная (а) [157] и однородно треугольные (б, в) [158] проводно-сеточные модели воздушных и морского судов

### 1.3.3 Квазистатическая модель для расчета отклика на концах сегментов многопроводной линии передачи

В работе [159] приведены математические модели и алгоритм для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных межсоединений, основанные на решении волновых уравнений для отрезка МПЛП. Позже в работах [160–162] на основе этого представлены модифицированная математическая модель и алгоритмы для вычисления токов и напряжений в МПЛП, необходимые для выявления и локализации экстремумов сигнала в них. Для пояснения принципа работы данных математических моделей и алгоритмов, а также для представления задела, на котором основана разработанная в этой работе алгоритмическая математическая модель для оценки ИЭ от токов в связанных проводниках помехозащитных структур, далее кратко приведены теоретические основы этих моделей и алгоритмов [163–168]. Вычисление токов и напряжений в узлах произвольной схемы МПЛП представлено в [165, 159], а вдоль каждого проводника каждого отрезка МПЛП – в [169]. Для вычисления используются выражения

$$\mathbf{V}(x) = \mathbf{V}_i(x) + \mathbf{V}_r(x) = \mathbf{S}_V(\mathbf{E}\mathbf{0} \cdot \mathbf{C}_1 + \mathbf{E}\mathbf{D} \cdot \mathbf{C}_2), \quad (1.2)$$

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{I}_l(x) - \mathbf{I}_r(x) = \mathbf{S}_I(\mathbf{E}\mathbf{0} \cdot \mathbf{C}_1 - \mathbf{E}\mathbf{D} \cdot \mathbf{C}_2), \quad (1.3)$$

где  $\mathbf{E}\mathbf{0} = \text{diag}(\exp(-\gamma_1 x), \dots, \exp(-\gamma_M x))$ ,  $\mathbf{E}\mathbf{D} = \text{diag}(\exp(-\gamma_1(l-x)), \dots, \exp(-\gamma_M(l-x)))$ ,  $l$  – длина отрезка МПЛП,  $x$  – координата вдоль отрезка, в которой вычисляется значение тока или напряжения. Отличия от вычисления токов в узлах заключаются в использовании (1.2), (1.3) и задании нового параметра  $n_{\text{TLS}}$ , определяющего число сегментов, на которое делится отрезок МПЛП.

Однако, чтобы вычислить токи и напряжения из (1.2), (1.3), нужны элементы векторов  $\mathbf{C}_1$  и  $\mathbf{C}_2$  и матриц распространения  $\mathbf{E}(l)$ .  $\mathbf{C}_1$  и  $\mathbf{C}_2$  вычисляются как

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_V & \mathbf{S}_V \mathbf{E}(l) \\ \mathbf{S}_V \mathbf{E}(l) & \mathbf{S}_V \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(l) \end{bmatrix}. \quad (1.4)$$

Для вычисления матрицы  $\mathbf{E}(l)$  и напряжений на ближнем  $\mathbf{V}(0)$  и дальнем  $\mathbf{V}(l)$  концах МПЛП используются выражения из модели Накхлы [166]. Алгоритм вычисления токов и напряжений вдоль проводника отрезка МПЛП представлен на рисунке 1.24. В частности, в данном алгоритме шаги 1–4, 7 и 8 основаны на модели Накхлы [166], а шаги 5 и 6 взяты из модели Джорджевича [165].

Описание алгоритма:

**Шаг 1.** Ввод входных данных: параметров отрезков МПЛП и параметров источников воздействий; число сегментов  $n_{\text{TLS}}$  вдоль каждого отрезка МПЛП; числа узлов схемы и источников сигнала; значений элементов  $\mathbf{D}$  (матрицы входных токов) для каждого отрезка МПЛП; значений элементов матриц  $\mathbf{W}$ ,  $\mathbf{G}$ ,  $\mathbf{E}$ .

**Шаг 2.** Вычисление спектров воздействий (прямое быстрое преобразование Фурье).

**Шаг 3.** Вычисление диагональной матрицы погонных задержек для каждой моды ( $\Gamma$ ), матриц модальных напряжений ( $S_V$ ) и токов ( $S_I$ ), матриц распространения ( $E_1, E_2$ ) и матрицы проводимости ( $Y$ ) для каждого отрезка МПЛП.

**Шаг 4.** Решение матрично-векторного уравнения

$$\mathbf{V} = \left( s\mathbf{W} + \mathbf{H} + \sum_{k=1}^n \mathbf{D}_k \mathbf{Y}_k \mathbf{D}_k^t \right)^{-1} \mathbf{E}. \quad (1.5)$$

**Шаг 5.** Решение (1.4), с подстановкой  $\mathbf{V}(0)$  и  $\mathbf{V}(l)$ , полученных из (1.5).

**Шаг 6.** Вычисление (1.2) или (1.3) с подстановкой  $C_1$  и  $C_2$ , полученных из шага 5.

**Шаг 7.** Вычисление временного отклика (обратное быстрое преобразование Фурье).

**Шаг 8.** Вывод результатов.

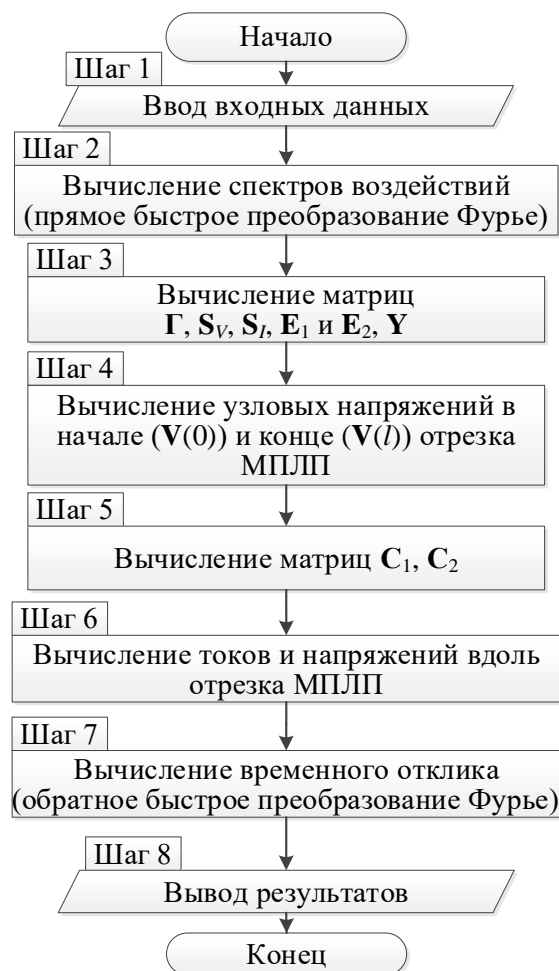


Рисунок 1.24 – Алгоритм вычисления токов и напряжений вдоль проводника отрезка МПЛП [169]

На основе квазистатического анализа отклика для произвольной схемы из отрезков МПЛП, описанного в [166, 167], разработан алгоритм [159] для вычисления токов и напряжений в узлах цепи, и предложена модификация численного метода, использующего разделение отрезка МПЛП на ряд сегментов [170]. При этом отклика вычисляется на концах не только отрезка, но и его сегментов. Этот алгоритм уже реализован в системе TALGAT.

### 1.3.4 Электродинамическая модель для расчета токов в произвольной проводной структуре

Для пояснения проводно-сеточная аппроксимация поверхности, в качестве объекта исследования используем один провод для описания алгоритма расчёта на основе МоМ и тонкопроводной аппроксимации. При этом данный алгоритм пригоден как для простых проводных антенн, так и проводящих поверхностей (при использовании проводно-сеточной аппроксимации) [171–175].

Рассмотрим распределение тока на поверхности произвольно ориентированного тонкого провода длиной  $L$  и радиусом  $a$  ( $a \ll \lambda$ ). На рисунке 1.25а приведен пример ориентации провода вдоль оси  $x$ . Площадь поверхности обозначим через  $S$ . Приложенное поле считается произвольным, поэтому описанный далее алгоритм применим для решения как антенной задачи, так и задачи рассеяния с небольшими модификациями. Будем полагать, что плотности тока и заряда аппроксимируются нитями тока и заряда на оси проводника соответственно. Кроме того, будем полагать, что ток течёт только в направлении оси проводника и равен нулю на его концах [175]. Наконец, условие равенства нулю применяется только для осевой компоненты напряженности электрического поля.

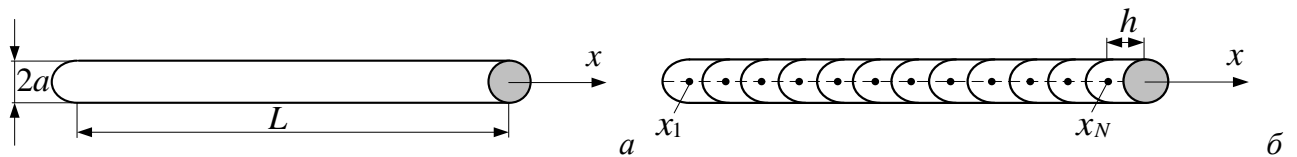


Рисунок 1.25 – Общий вид (а) и сегментация тонкого провода (б)

Для решения задачи рассеяния необходимо пошагово выполнить следующие действия (также приведены соответствующие комментарии) [176].

1. Возбудить проводник внешним электрическим полем ( $E^{inc}$ ).
2. Положить тангенциальную составляющую вектора напряженности электрического поля на поверхности проводника равной нулю [177]. Тогда для произвольно ориентированного в пространстве провода получим

$$E_t = 0. \quad (1.6)$$

3. Определить взаимосвязь между падающей и рассеянной электромагнитными волнами. Тогда

$$E_t^{inc} = -E_t^{scat}. \quad (1.7)$$

4. Принять для поверхности провода  $S$

$$-E_t^{inc} = -j\omega A_t - \frac{\partial \Phi_t}{\partial l}, \quad (1.8)$$

где

$$A_l = \mu \int_{\text{по оси}} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} I(l) dl, \quad (1.9)$$

$$\Phi_l = \frac{1}{\varepsilon} \int_{\text{по оси}} \sigma(l) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dl, \quad (1.10)$$

$$\sigma(l) = -\frac{1}{j\omega} \frac{dI(l)}{dl}, \quad (1.11)$$

а  $l$  – длина, изменяющаяся вдоль оси провода.

5. Разбить провод на  $N$  сегментов (рисунок 1.25б) и использовать для (1.8)–(1.11) кусочно-постоянные базисные функции и дельта-функции Дирака в качестве тестовых. При этом интегралы в них аппроксимируются суммой из  $N$  интегралов по сегментам, на каждом из которых ток и заряд считаются постоянными, а производные аппроксимируются конечными разностями на тех же сегментах. Тогда эти уравнения примут вид

$$-E_l^{\text{inc}}(m) \approx -j\omega A(m) - \frac{\Phi(m^+) - \Phi(m^-)}{\Delta l_m}, \quad (1.12)$$

$$A(m) \approx \mu \sum_{n=1}^N I(n) \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dl, \quad (1.13)$$

$$\Phi(m^+) \approx -\frac{1}{j\omega\varepsilon} \sum_{n=1}^N \left( \frac{I(n+1) - I(n)}{\Delta l_{n^+}} \right) \int_{\Delta l_{n^+}} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dl, \quad (1.14)$$

$$\Phi(m^-) \approx -\frac{1}{j\omega\varepsilon} \sum_{n=1}^N \left( \frac{I(n) - I(n-1)}{\Delta l_{n^-}} \right) \int_{\Delta l_{n^-}} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dl, \quad (1.15)$$

где  $m = 1, \dots, N$ ,  $n^-$  и  $n^+$  – начальная и конечная точки сегмента  $n$  соответственно,  $\Delta l_n$  – его длина (приращение между  $n^-$  и  $n^+$ ), а  $\Delta l_{n^-}$  и  $\Delta l_{n^+}$  – приращения «сдвинутые» на  $\pm 1/2$  сегмента  $n$  вдоль  $l$ . (Дополнительный сегмент обеспечивает равенство нулю тока на торцах).

6. Применить (1.12)–(1.15) к двум отдельным сегментам и получить их импеданс. Для этого для двух сегментов  $n$  и  $m$  из рисунка 1.26 ввести общее обозначение интегралов из (1.13)–(1.15) как

$$\psi(n, m) = \frac{1}{\Delta l_n} \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jkR_{mn}}}{4\pi R_{mn}} dl_n. \quad (1.16)$$

Тогда, согласно (1.13), векторный потенциал в точке  $m$ , создаваемый током  $I(n)$ , протекающим в сегменте  $n$ , определяется как

$$A(m) = \mu \Delta l_n I(n) \psi(n, m). \quad (1.17)$$

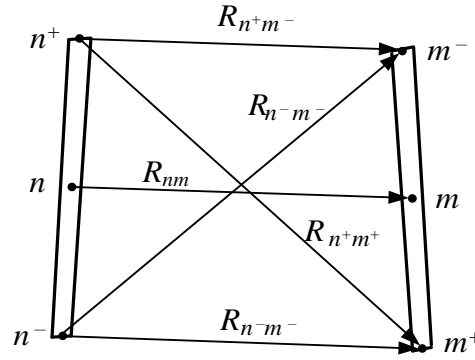


Рисунок 1.26 – Отдельные сегменты  $n$  и  $m$  провода и расстояния между ними

7. Определить скалярные потенциалы. Для этого положить, что сегмент  $n$  состоит из нити тока  $I(n)$  и двух нитей заряда, связанных с первой как

$$q(n^+) = \frac{1}{j\omega} I(n), \quad (1.18)$$

$$q(n^-) = -\frac{1}{j\omega} I(n), \quad (1.19)$$

где  $q = \sigma \Delta l$ . Тогда скалярные потенциалы, согласно (1.14), (1.15) и рисунка 1.26, определяются как

$$\Phi(m^+) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left( I(n)\psi(n^+, m^+) - I(n)\psi(n^-, m^+) \right), \quad (1.20)$$

$$\Phi(m^-) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left( I(n)\psi(n^+, m^-) - I(n)\psi(n^-, m^-) \right). \quad (1.21)$$

8. Подставить (1.17), (1.20) и (1.21) в (1.12). Тогда

$$E_l^{\text{inc}}(m) \approx j\omega\mu\Delta l_n \psi(n, m) I(n) + \frac{\psi(n^+, m^+) - \psi(n^-, m^+) - \psi(n^+, m^-) + \psi(n^-, m^-)}{j\omega\epsilon\Delta l_m} I(n). \quad (1.22)$$

9. Вычислить импеданс двух сегментов, как

$$z_{mn} = \frac{E_l^{\text{inc}}(m)\Delta l_m}{I(n)} \quad (1.23)$$

или

$$z_{mn} = j\omega\mu\Delta l_n \Delta l_m \psi(n, m) + \frac{\psi(n^+, m^+) - \psi(n^-, m^+) - \psi(n^+, m^-) + \psi(n^-, m^-)}{j\omega\epsilon}. \quad (1.24)$$

10. Вычислить по (1.24) все элементы матрицы и сформировать СЛАУ вида

$$\mathbf{Zi} = \mathbf{v}, \quad (1.25)$$

где вектор напряжения в правой части определяется через приложенное поле как

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E_l^{\text{inc}}(1)\Delta l_1 \\ E_l^{\text{inc}}(2)\Delta l_2 \\ \dots \\ \dots \\ E_l^{\text{inc}}(N)\Delta l_N \end{bmatrix}. \quad (1.26)$$

11. Решить СЛАУ (1.25) или вычислить матрицу полной проводимости, обратную матрице импеданса  $\mathbf{Z}$ .

12. Определить распределение тока по проводу при любом возбуждающем воздействии, путем перемножения матрицы полной проводимости и вектора приложенного напряжения.

13. Внести корректировки, относительно возбуждения проводника, для решения антенной задачи. Так, антенный излучатель получим, возбуждая провод в одной или нескольких точках вдоль его длины источником (источниками) напряжения. Тогда, при возбуждении антенны в сегменте  $n$  напряжением  $V_{in}$  ( $V_{in} = 1$  В), вектор приложенного напряжения (1.26) примет вид

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ V_{in} \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (1.27)$$

т.е. все элементы вектора равны нулю, кроме элемента  $n$ , который равен напряжению источника. Тогда решение СЛАУ (1.25) даёт распределение тока по поверхности излучателя.

14. Вычислить входной импеданс антенны как [178]

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}, \quad (1.28)$$

где  $I_{in}$  – ток на зажимах антенны (в зазоре). Обратной величиной импедансу является комплексная проводимость (адмиттанс).

15. Рассмотреть антенну в качестве решетки из  $N$  элементов тока и получить её диаграмму направленности (ДН). Так, векторный потенциал в дальней зоне вычисляется как [175]

$$\mathbf{A} = \frac{\mu e^{-jk_0 r_0}}{4\pi r_0} \sum_{n=1}^N i(n)\Delta l_n e^{jk r_n \cos \xi_n}, \quad (1.29)$$

где  $r_0$  и  $r_n$  – длины радиус-векторов точек удаленного поля и источника соответственно, а  $\xi_n$  – углы между этими векторами. Компоненты поля в дальней зоне с использованием сферической системы координат определяются как

$$E_\theta = -j\omega A_\theta, \quad (1.30)$$

$$E_{\varphi} = -j\omega A_{\varphi}. \quad (1.31)$$

16. Вычислить коэффициент усиления по мощности [178]

$$G(\theta, \varphi) = \frac{|E_{\varphi}|^2 + |E_{\theta}|^2}{30 |i_t|^2 R_t} r_0^2, \quad (1.32)$$

где  $R_t$  – реальная часть входного импеданса.

На основе вышеизложенного, в качестве модели электродинамического анализа реализована модель для расчета токов в произвольной проводной структуре методом моментов [179]. В ней используется тонкопроводная аппроксимация (ток течет вдоль оси провода); ступенчатые функции в качестве базисных функций (ток вдоль элементарного отрезка провода не меняется); дельта-функции в качестве тестовых функций. Преимущество модели заключается в ее простоте и возможности анализа произвольных проводных структур с произвольным расположением источника. Из токов рассчитываются характеристики антенны. Эта модель предполагает получение проводной антенны с помощью возбуждения источником напряжения в одной или нескольких точках по ее длине. При рассмотрении каждого сегмента проводной антенны как элементарного излучателя, можно получить ДН как векторный потенциал дальней зоны.

#### 1.4 Цель и задачи работы

Из обзора следует, что в различных технических задачах, а также в управлении критическими системами, наблюдаются развитие, модернизация и миниатюризация РЭУ, что требует дополнительных исследований для обеспечения надежности и помехозащитности РЭУ. В процессе функционирования критических систем важна бесперебойная и отказоустойчивая работа, поскольку это может привести к большим потерям, как материальным, так и человеческим. Важно уже на ранних стадиях проектирования РЭУ учитывать технические требования и стандарты по кондуктивной и излучаемой эмиссии. Проблема ЭМС на уровне ПП во многом определяется не только внешними помехами, но и взаимным влиянием проводников ПП [180, 181]. МР дает уникальную возможность не только повысить надежность критичных РЭУ за счет её резервных цепей, но и непрерывно обеспечивать ЭМС за счет них (как до, так и после выхода их из строя), в части уменьшения кондуктивной, а возможно, и ИЭ РЭУ, а также ослабления воздействий на неё, особенно преднамеренных СКИ, создаваемых электромагнитным оружием, что также позволяет применение МЛ. Так, актуальны повышение надежности и обеспечение ЭМС при использовании различных видов резервирования РЭУ. Оптимизируя метод резервирования, можно улучшить помехоустойчивость и надежность конечных РЭУ. Так, при МР и в других помехозащитных структурах, минимизация ИЭ не менее важна,



чем кондуктивной, поскольку это может повлиять на работу других РЭУ. Разработка алгоритмической математической модели, используя квазистатический подход, позволит снизить вычислительные затраты на моделирование ПП при получении вычислительных оценок ИЭ от них. Кроме того, важно и подтвердить эти оценки натурными экспериментами.

Оценка надежности РЭУ в условиях эксплуатации сводится, как правило, к выявлению долей отказов компонентов, а также анализу режима и механизма отказов. Причиной возникновения отказа или сбоя в работе РЭУ может являться одна из следующих причин: неэффективный выбор защитных устройств и методов резервирования; недопустимые электрические и тепловые режимы работы компонентов и блоков; высокая плотность монтажа РЭУ. В большинстве случаев такие недостатки могут являться причиной повышения уровня напряжения в будущем [182]. Поэтому важно оценить ИЭ от ПП с МР, учитывая температуру.

Проведение натуральных экспериментов для оценки ИЭ от ПП требует высоких финансовых и временных затрат. Использование вычислительных экспериментов способно снизить эти затраты, однако это зависит от выбранного (реализованного) метода анализа в процессе моделирования. Поэтому разработка методики проведения виртуальных испытаний (моделирования, имитирующего реальные испытания) для моделирования ИЭ от ПП с МР в ТЕМ-камере является актуальной задачей, поскольку это может значительно уменьшить затраты и ускорить процесс разработки РЭУ.

При обеспечении ЭМС на уровне ПП важно не только уменьшить восприимчивость цепей РЭУ к внешней кондуктивной эмиссии и уровень кондуктивной эмиссии от них, а также уменьшить их площадь, массу и изгиб, что имеет ключевое значение при изготовлении ПП с учетом ЭМС, в т.ч. с МР. Поэтому важно усовершенствовать трассировку ПП с МР, обеспечивая перечисленные требования для снижения затрат стоимости изготовления и увеличения надежности и помехозащищенности РЭУ.

Затрачиваемое время решения задачи стало определяющим при выборе того или иного численного метода. При этом также необходимо учитывать задействованный объем машинной памяти, поскольку это позволит использовать маломощные рабочие станции для решения, в т.ч. задач в области моделирования ЭМС РЭУ. Уменьшить время на формирование и решение СЛАУ для сокращения затрат на моделирование при использовании МоМ можно, например, за счёт выбора метода дискретизации структуры, позволяющего аппроксимировать её области меньшим числом подобластей и тем самым уменьшить порядок СЛАУ. Ключевое значение имеет выбор наборов базисных и тестовых функций, наиболее подходящих для каждой конкретной задачи. Так, уменьшение затрат времени на вычисления с требуемой точностью и получение оптимальной структуры является общей тенденцией исследований. Поэтому

важно разработать методику для моделирования антенн проводной сеткой, позволяющую получить приемлемую точность при меньших вычислительных затратах.

Таким образом, разработка модели и методики для моделирования ИЭ от ПП с МР и расчета характеристик антенн с приемлемой точностью и меньшими вычислительными затратами может значительно повысить эффективность процесса проектирования РЭУ в целом.

**Цель работы** – разработать модель и методики для оценки уровня ИЭ от ПП с МР и расчета характеристик антенн с аппроксимацией проводной сеткой.

Для достижения этой цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать алгоритмическую математическую модель для оценки уровня ИЭ от связанных проводников помехозащитных структур на ПП.
2. Выполнить экспериментальную оценку уровня ИЭ от ПП с МР, в том числе с учётом температуры.
3. Разработать методику проведения виртуальных испытаний на ИЭ от ПП с МР в ТЕМ-камерах.
4. Разработать методику для моделирования антенн проводной сеткой.

## **2. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ИЗЛУЧАЕМОЙ ЭМИССИИ ОТ СВЯЗАННЫХ ПРОВОДНИКОВ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ СТРУКТУР**

Здесь разработана алгоритмическая математическая модель, полученная объединением моделей, использованных ранее в системе TALGAT. Она позволяет расчет тока на концах сегментов, на которые поделен отрезок МПЛП, вычисление напряженности электрического поля от каждого сегмента как элементарного излучателя и в результате получение ДН через векторный потенциал в дальней зоне. На основе данной модели созданы программы для оценки ИЭ от различных структур. С их помощью рассчитывается напряженность электрического поля с использованием токов, полученных в ходе квазистатического анализа. Далее выполнено широкое тестирование работы этой модели и программ. Материал этого раздела описан в [183–194], а разработанные на его основе программы – в [195–197].

### **2.1 Алгоритмическая математическая модель для оценки излучаемой эмиссии от связанных проводников помехозащитных структур**

Ввиду увеличения важности РЭУ в современном мире и, как следствие, возросшего интереса к изучению и обеспечению ЭМС критических РЭУ, актуально использование МР и МЛ. Для изучения возможных вариантов различного расположения цепей с резервированием, необходимо провести исследования в соответствии со многими критериями и факторами. Для анализа межсоединений ПП квазистатический подход имеет преимущество, поскольку схемотехнический анализ не всегда позволяет получить результаты с достаточной точностью, а электродинамический требует значительных вычислительных затрат. Благодаря сочетанию двух подходов можно вычислить ток в проводниках отрезка МПЛП и рассчитать компоненты поля в дальней зоне для получения ДН излучения структуры. Новизна полученных оценок состоит в объединении этих подходов с целью эффективного получения достаточно точного результата и в том, что они никогда ранее не получались для схем с МР или структур с МЛ. Поэтому разработаны алгоритмическая математическая модель и программы, позволяющие рассчитывать напряженность электрического поля от связанных проводников помехозащитных структур с использованием токов в проводниках цепи, полученных с помощью квазистатического анализа.

При объединении этих моделей, получена алгоритмическая математическая модель:

#### **Создание геометрической модели поперечного сечения отрезков МПЛП**

1. Задание плоскости земли.
2. Задание параметров отрезков МПЛП и их числа.
3. Установка сегментации границ поперечного сечения отрезков МПЛП.
4. Построение границ провод-диэлектрик.

5. Задание параметров материалов.
6. Задание числа сегментов вдоль каждого отрезка МПЛП.
7. Визуализация поперечного сечения и сегментации (при необходимости).

#### **Вычисление матриц первичных и вторичных параметров отрезков**

8. Вычисление элементов матрицы СЛАУ.
9. Вычисление матриц погонных коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукции.
10. Вычисление матриц погонных сопротивлений (**R**) и проводимостей (**G**) при расчете с учетом потерь в проводниках и диэлектриках, иначе задание их нулевыми.
11. Вычисление погонных задержек (при необходимости).
12. Вычисление матрицы характеристического импеданса.
13. Вычисление значений сопротивления для согласования МПЛП (при необходимости).

#### **Создание эквивалентной схемной модели структуры**

14. Задание числа и параметров источников воздействия.
15. Задание числа узлов схемы.
16. Построение эквивалентной схемы из отрезков МПЛП с заданием их параметров (матрицы **L**, **C**, **R**, **G**, длины отрезков, число сегментов вдоль отрезков).
17. Задание граничных условий на концах отрезков в виде элементов с сосредоточенными параметрами, включая источники воздействия.
18. Задание земли эквивалентной схемы.

#### **Вычисление отклика структуры (при необходимости)**

19. Задание временного шага воздействия и числа отсчетов на период повторения.
20. Вычисление временного отклика  $U(t)$ .
21. Визуализация временного отклика  $U(t)$ .

#### **Вычисление токов в проводниках структуры**

22. Задание частоты или диапазона частот (с шагом), в котором требуется анализ уровня эмиссии.
23. Вычисление токов в каждом сегменте.
24. Вычисление элементов векторов обратных токов в опорных проводниках (схемной земле).
  - При идеально проводящей плоскости земли, элементы берутся по методу зеркальных отображений с обратным знаком.
  - При конечной земле в виде одного опорного проводника, токи, протекающие в равноудаленных от начала каждого отрезка сегментах, складываются и берутся с обратным знаком.

25. Объединение полученных векторов тока в один вектор для его дальнейшего использования.
26. Визуализация распределения тока в каждом сегменте для всех отрезков МПЛП и их зеркальных отображений (при необходимости).

#### **Вычисления напряжённости поля**

27. Вычисление координат начала, конца и центра поперечного сечения каждого отрезка МПЛП.
28. Вычисление координат начала, конца и центра поперечного сечения зеркального отражения каждого отрезка МПЛП относительно плоскости земли в случае ее присутствия.
29. Задание углов сферических координат ( $\theta$ ,  $\varphi$ ), при которых проводится расчёт напряжённости электрического поля.
30. Построение эквивалентной проводной структуры.
31. Визуализация эквивалентной проводной структуры (при необходимости).
32. Визуализация распределения тока вдоль проводов (при необходимости).
33. Задание радиуса дальней зоны  $r$ .
34. Вычисление напряжённости электрического поля в дальней зоне в сферических координатах ( $r$ ,  $\theta$ ,  $\varphi$ ) и получение данных для ДН.
35. Отображение трехмерной ДН (при необходимости).
36. Сохранение данных.

#### **2.1.1 Сравнение квазистатической и электродинамической оценок излучаемой эмиссии от одиночной и связанной проводных линий передачи**

Для правильной реализации предложенной модели, рассмотрим сначала простейший тестовый пример. Имитировался обобщенный проводник в воздухе над идеально проводящей плоскостью. Для него выбрана модель из двух идеально проводящих проводов с удвоенным расстоянием между ними (в итоге расстояние между краями проводников 1,5 мм) (рисунок 2.1а). У проводов длина  $L=0,299$  м, радиус  $R=0,3$  мм, а число сегментов на каждом проводе  $n_1=20$ . В качестве граничных условий использовались КЗ на входе и ХХ на выходе, что, в первом приближении, соответствует низкому выходному импедансу и высокому входному импедансу цифровых схем. Исходные данные для принципиальной схемы:  $R_1=0,00001$  Ом,  $R_2=100000$  Ом, между проводниками подключен источник гармонического воздействия с ЭДС амплитудой  $E=1$  В (рисунок 2.1б).

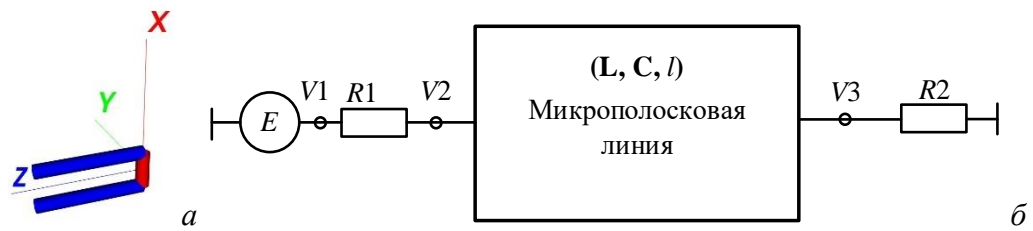


Рисунок 2.1 – Общий вид (а) и принципиальная схема (б) тестовой структуры

Моделирование в системе TALGAT на частоте 500 МГц дало значения тока в каждом сегменте. Используя токи для расчета  $E$ -поля, получена ДН (рисунок 2.2б).

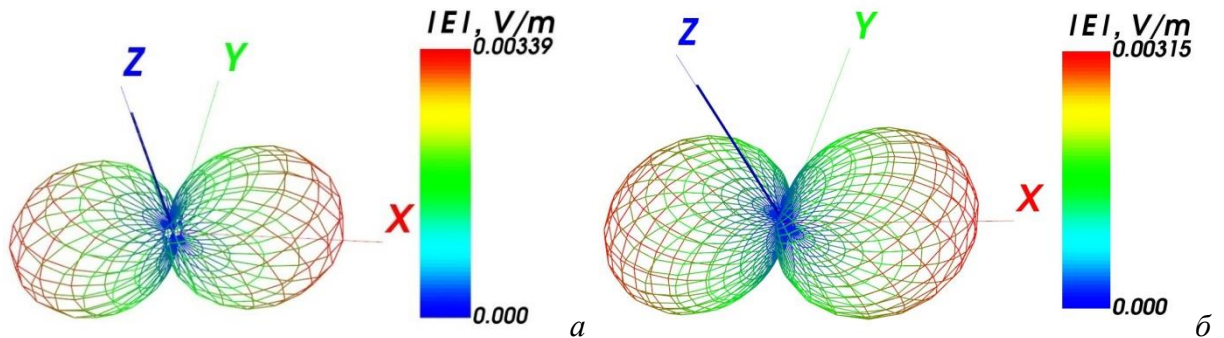


Рисунок 2.2 – ДН тестовой структуры при  $n_1=20$  с использованием электродинамического анализа (а) и предложенной модели (б)

Вычислялось значение погонной емкости для различного числа сегментов на границах поперечного сечения проводников, которое изменялось от 20 до 40, до его сходимости к 14,433 пФ/м. Напряженность электрического поля в дальней зоне рассчитывалась на расстоянии 1,8 м. Электродинамическое моделирование в системе TALGAT на той же частоте для той же тестовой структуры дало близкую ДН (рисунок 2.2б). Моделирование показало, что использование предложенной модели дает достаточно близкие к электродинамическому анализу результаты по характеру излучения и максимальному абсолютному значению суммарного поля (3,39 и 3,15 мВ/м). Для сравнения на рисунке 2.3 приведено распределение тока как первичной характеристики при увеличении  $n_1$ . Как видно, более частая сегментация дает более точные значения токов на концах проводников, где токи минимальны. Результаты близки по значениям максимумов, однако значение максимума тока, полученное по предложенной модели, становится меньше. Как видно из рисунка 2.3с, при  $n_1=80$  на каждом проводнике, получен наиболее близкий результат по максимальным и минимальным значениям. Соответственно, изменение распределения тока приводит к изменению максимальных абсолютных значений суммарной напряженности электрического поля, но результаты довольно близки (таблица 2.1). ДН тестовой структуры при  $n_1=80$  на каждом проводнике с использованием электродинамического анализа и предложенной модели приведены на рисунке 2.4.

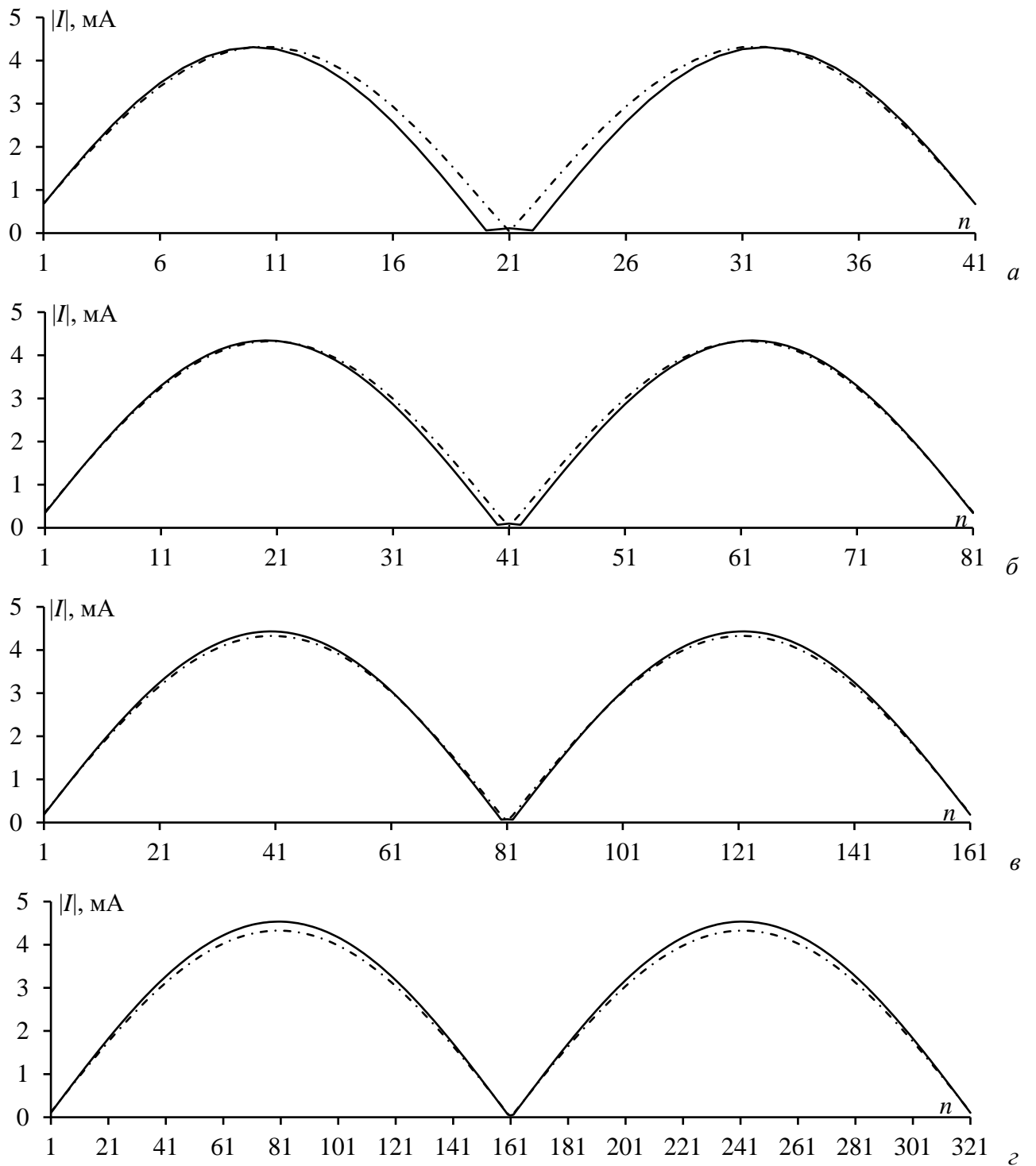


Рисунок 2.3 – Модуль тока ( $I$ ) в каждом сегменте ( $n$ ) с ростом  $n_1$ , с использованием электродинамического анализа (—) и предложенной модели (---), при  $n_1=40$  (а), 80 (б), 160 (в), 320 (г)

Таблица 2.1 – Максимальные модули тока ( $I$ ) и суммарной напряженности электрического поля ( $E$ ), полученные электродинамическим анализом и по предлагаемой модели, с ростом  $n_1$

| Число сегментов $n_1$ | Электродинамический анализ |              | Предлагаемый алгоритм |              |
|-----------------------|----------------------------|--------------|-----------------------|--------------|
|                       | $ I $ , мА                 | $ E $ , мВ/м | $ I $ , мА            | $ E $ , мВ/м |
| 20                    | 4,31                       | 3,15         | 4,32                  | 3,39         |
| 40                    | 4,34                       | 3,18         | 4,32                  | 3,32         |
| 80                    | 4,43                       | 3,25         | 4,33                  | 3,28         |
| 160                   | 4,54                       | 3,33         | 4,33                  | 3,27         |

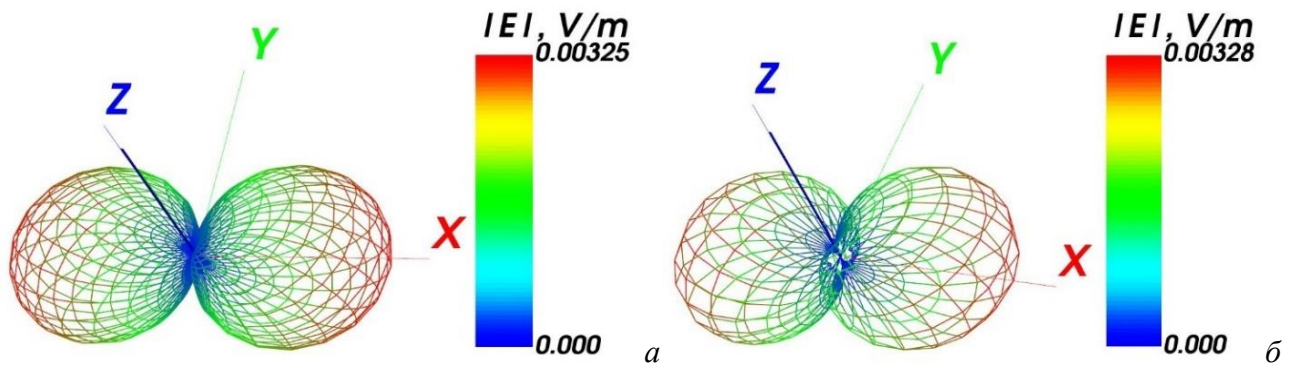


Рисунок 2.4 – ДН тестовой структуры при  $n_1=80$  с использованием электродинамического анализа (а) и предложенной модели (б)

В результате, апробация на тестовой структуре одиночной линии передачи показала хорошее совпадение с результатами электродинамического анализа. Это позволяет перейти к тестированию ИЭ структур более близких к цепям с МР.

Далее рассмотрен случай двух связанных проводов над бесконечной землей в воздухе (рисунок 2.5а). Взято  $L=0,3$  м,  $R=50$  мкм,  $H=50$  мкм и  $n_1=640$  для каждого провода. Потери в проводах не учитывались. Расстояние между проводами ( $S$ ) равно 50 мкм. Полагалось КЗ для активного провода на входе и ХХ на остальных концах, так что при моделировании взято  $R_1=10^{-8}$  Ом,  $R_2=R_3=R_4=10^6$  Ом. На входе активного проводника полагался источник гармонического воздействия с амплитудой ЭДС 1 В (рисунок 2.5б). Получена матрица погонных коэффициентов электростатической индукции

$$C = \begin{bmatrix} 30,0762 & -9,06863 \\ -9,06863 & 30,0762 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Она вычислялась для различного числа сегментов на границах поперечного сечения проводников, которое изменялось от 20 до 70 до сходимости. Рассчитывалась напряженность электрического поля в дальней зоне на расстоянии 1,8 м.

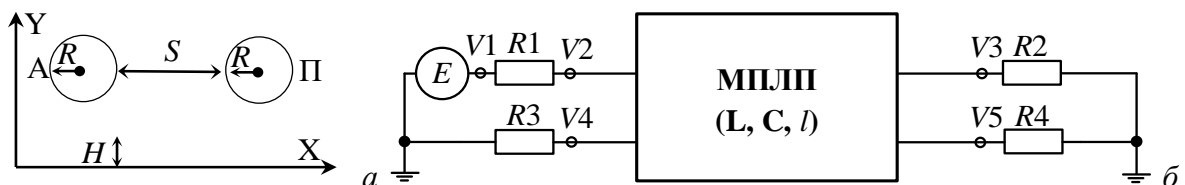


Рисунок 2.5 – Поперечное сечение (а) и принципиальная схема (б) двух связанных проводов над бесконечной землей в воздухе

Эквивалентная структура моделировалась с помощью электродинамического анализа путем замены плоскости земли двумя зеркальными проводами. ЭДС источника увеличена до 2 В. Он подключался между активным проводником и его зеркальным отображением (рисунок 2.6а). С помощью квазистатического анализа на частоте 500 МГц получены значения тока для каждого сегмента. Используя токи для расчета электрического поля, получена ДН (рисунок 2.6б). Посредством электродинамического анализа на той же частоте получена ДН,



показанная на рисунке 2.6в. (Зеркальная часть ДН не показана, поскольку при наличии земли в плоскости XZ излучения в противоположную сторону нет.)

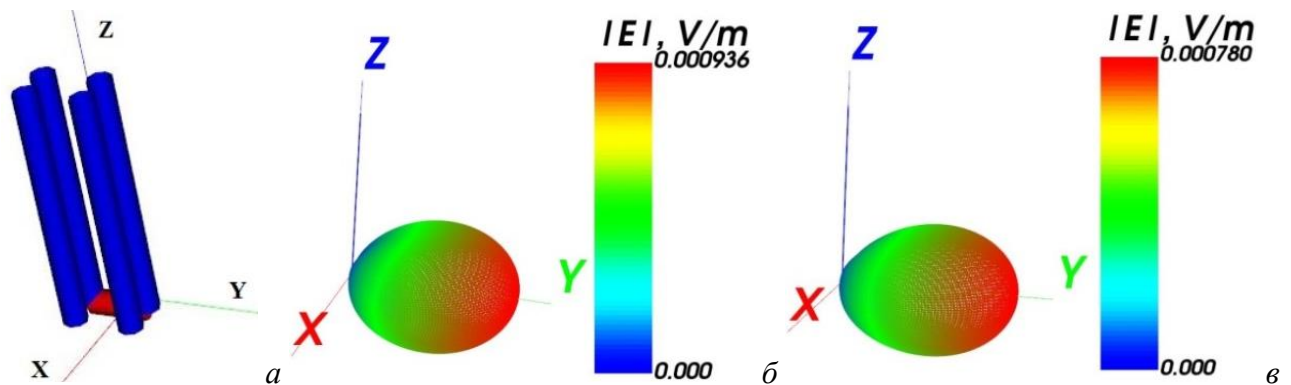


Рисунок 2.6 – Эквивалентное представление исследуемой структуры (а) и её ДН, вычисленные по предложенной модели (б) и электродинамическим анализом (в)

Моделирование показало, что использование разработанной модели дает достаточно близкие результаты по ДН и максимальным значениям суммарного поля (0,936 и 0,780 мВ/м соответственно). Распределения тока вдоль проводов показаны на рисунке 2.7. Они очень близки по максимальным значениям для активного провода (отклонение  $\pm 1\%$ ), но значительно отличаются для пассивного (отклонение  $\pm 72\%$ ), из-за гораздо меньших значений и малости одного из них.

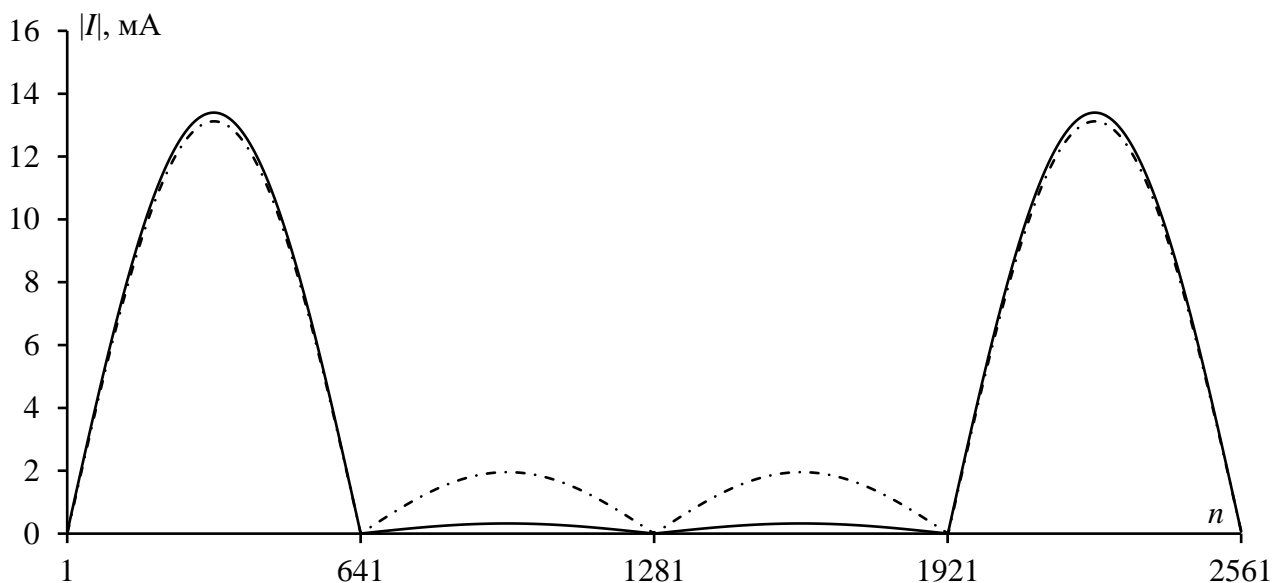


Рисунок 2.7 – Распределения тока вдоль проводов, рассчитанные электродинамическим анализом (- · -) и по предложенной модели (-)

Таким образом, предложенная модель дает достаточно близкие результаты для более близкой к цепям с МР структуры из двух связанных проводов.

### 2.1.2 Распределение тока вдоль двух связанных проводов над плоскостью земли в зависимости от их размеров

Моделировалась та же структура при  $n_1=35$  на частоте 500 МГц ( $\lambda=0,6$  м). Для тестирования изменялись ее размеры: с миллиметров на микрометры и варьировались значения  $S$  и  $H$  от 3 до 99 мм/мкм. Значение  $R$  изменялось только с 1 мм на 1 мкм. Рассчитаны максимальные модули тока в активном и пассивном проводах в зависимости от  $H$  (при крайних значениях  $S$ ) и от  $S$  (при крайних значениях  $H$ ) (таблица 2.2). Это сделано по предложенной модели (2D) и электродинамическим анализом (W).

Пример распределения тока вдоль проводов при  $H=3$  мм и  $S=3$  мм показан на рисунке 2.8. Максимальные модули суммарного поля при использовании предложенной модели и электродинамического анализа составляют 23,3 и 20,5 мВ/м соответственно для миллиметровых размеров и меньше в 1000 раз для микрометровых размеров.

Предложенная модель, в целом, дает достаточно близкие с электродинамическим анализом результаты для микрометровых размеров. Однако результаты остаются приемлемыми, пока не выходят за пределы допущений квазистатического анализа, когда размеры рассматриваемой структуры много меньше длины волны. Как видно из таблицы 2.2, максимальный модуль тока при электродинамическом анализе возрастает в активном проводе в 7 раз при изменении  $H$  с миллиметровыми размерами и достигает максимума при  $H=72$  мм, когда расстояние между проводом и его зеркальным отображением составляет около 150 мм, что соответствует  $\lambda/4$ . Аналогичный резонанс возникает и в пассивном проводе, а другой пик появляется при  $H=48$  мм, когда расстояние между проводом и его зеркальным отображением составляет  $\lambda/6$ .

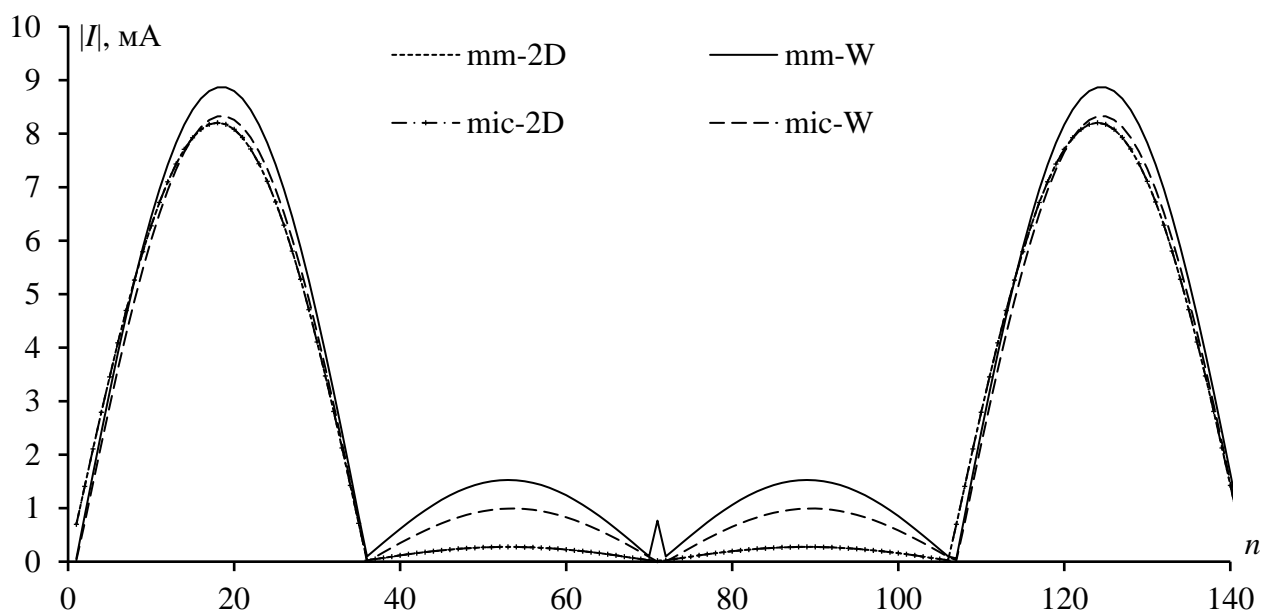
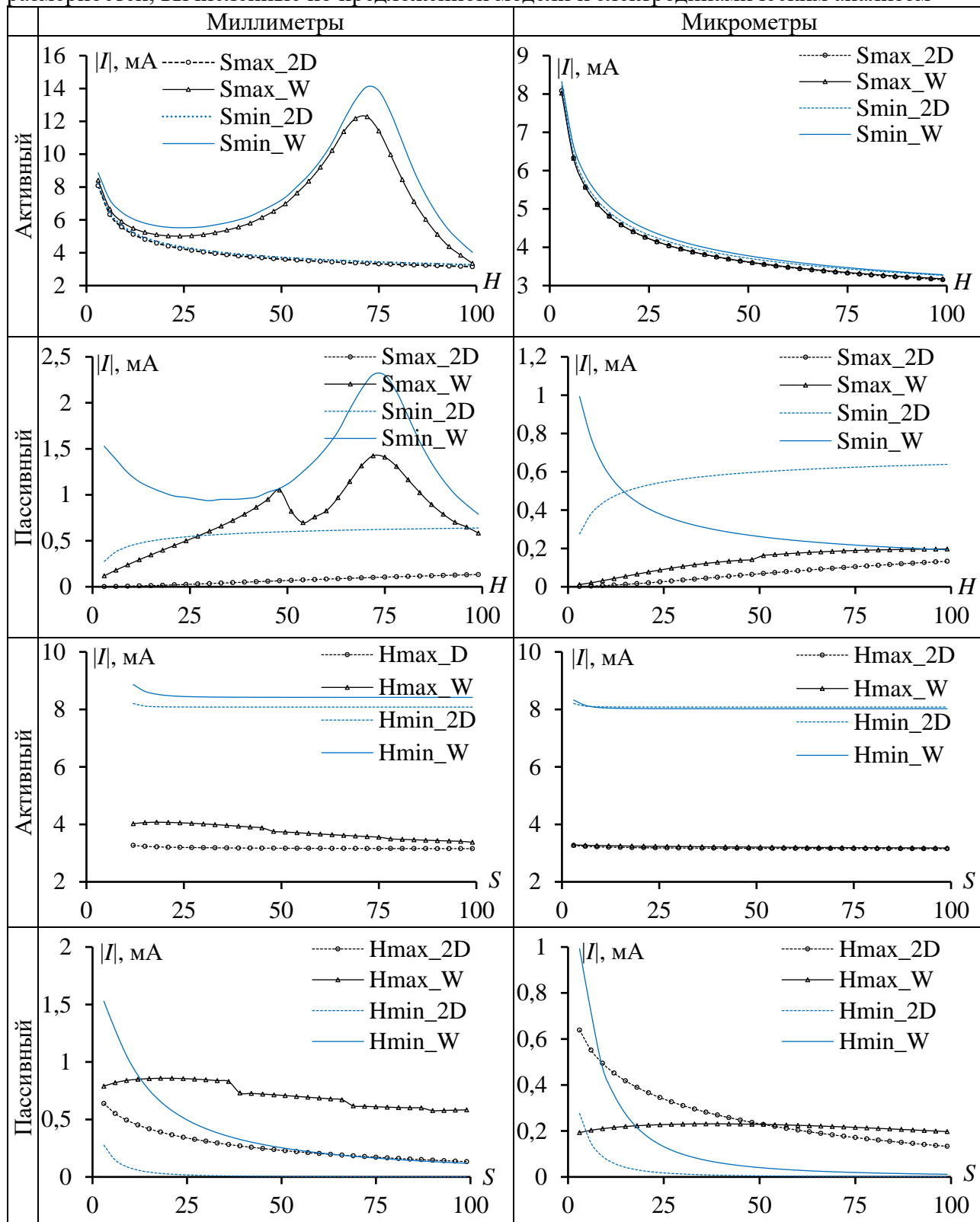


Рисунок 2.8 – Распределения тока в активном и пассивном проводах при сильной связи между ними, вычисленные по предложенной модели и электродинамическим анализом при изменении их размерностей

Таблица 2.2 – Максимальные модули тока в проводах при изменении  $H$  и  $S$ , а также размерностей, вычисленные по предложенной модели и электродинамическим анализом



### 2.1.3 Оценка излучаемой эмиссии от двух связанных проводов над плоскостью земли разными методами

Для тестирования предложенной модели полезно сравнить ее результаты с другими методами. Рассмотрена та же структура при  $L=0,3$  м,  $R=1$  мм,  $n_1=35$ ,  $S=3$  мм и  $H=3$  мм. После вычисления матрицы  $C$  до сходимости, принято

$$C = \begin{bmatrix} 50,09521 & -0,178968 \\ -0,178968 & 50,09521 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Моделирование выполнялось на частоте 500 МГц. Использовались квазистатический анализ по предложенной модели, электродинамический анализ (МоМ с тонкопроводной аппроксимацией) и электродинамический анализ (методом конечных элементов, МКЭ). Получены следующие ДН для напряженности электрического поля в дальней зоне на расстоянии 1,8 м (рисунок 2.9).

Как видно, результаты для ДН и максимальных значений суммарного поля (23,3, 20,5 и 25,4 мВ/м) достаточно близки. Примечательно, что результаты квазистатического анализа оказались между результатами двух видов электродинамического.

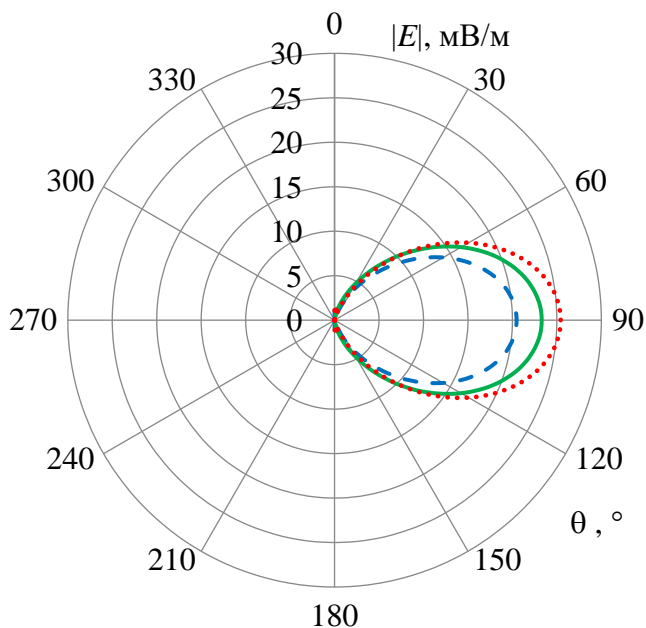


Рисунок 2.9 – ДН, полученные, используя МоМ (-----), предложенной модели (—) и МКЭ (.....)

### 2.1.4 Влияние сегментации и согласования на ток в проводах

Для тестирования модели при изменении сегментации и согласования, рассмотрена та же структура при  $L=0,3$  м,  $R=50$  мкм,  $S=250$  мкм,  $H=50$  мкм на частоте 500 МГц. Сначала вычислена матрица погонных коэффициентов электростатической индукции:

$$C = \begin{bmatrix} 42,648 & -3,56317 \\ -3,56317 & 42,648 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

При этом увеличивалось число сегментов на границах поперечного сечения проводников от 20 до 70, вплоть до сходимости.

Затем исследовалось влияние числа сегментов и согласования на ток в проводах. Число сегментов на каждом проводе ( $n_1$ ) менялось от 1 до 1280. Рассматривались 2 случая, условно называемые согласованным и рассогласованным. В первом  $R_1=R_2=R_3=R_4=78,4876$  Ом, что соответствует среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод связанной линии передачи. Второй случай предполагает КЗ на входе и ХХ на выходе ( $R_1=10^{-8}$  Ом,  $R_2=R_3=R_4=10^6$  Ом). Сравнивались значения тока в источнике и первом (ближайшем к нему) сегменте. Результаты приведены в таблице 2.3 и на рисунке 2.10. Они показывают, что в согласованном случае токи в первом сегменте и источнике почти не отличаются, даже при грубой сегментации. Однако в рассогласованном случае ток в первом сегменте сильно отличается от тока источника, приближается к нему с ростом  $n_1$ , но еще не сходится, даже при  $n_1=1280$ .

Для рассогласованной структуры, с теми же параметрами, изменялось число сегментов от 10 до 1280 для каждого провода и получено распределение тока в проводах по предложенной модели и электродинамическим анализом (таблица 2.4). Эквивалентная структура моделировалась электродинамическим анализом путем замены бесконечной земли двумя зеркальными проводами. Источник гармонического воздействия с  $E=2$  В подключался между активным проводником и его зеркальным отображением. Как видно, предложенная модель дала достаточно близкие, по сравнению с электродинамическим анализом, модули тока в активном проводе, но значительно меньшие и более различающиеся для пассивного провода.

Таблица 2.3 – Модули тока (мА) в первом сегменте и источнике

| $n_1$ | Рассогласованный случай |           | Согласованный случай |          |
|-------|-------------------------|-----------|----------------------|----------|
|       | Первый сегмент          | Источник  | Первый сегмент       | Источник |
| 1     | 12,6968                 | 0,0276326 | 6,39278              | 6,37043  |
| 5     | 6,32846                 | 0,0276326 | 6,37599              | 6,37043  |
| 10    | 3,55301                 | 0,0276326 | 6,37218              | 6,37043  |
| 20    | 1,86635                 | 0,0276326 | 6,37091              | 6,37043  |
| 40    | 0,945067                | 0,0276326 | 6,37055              | 6,37043  |
| 80    | 0,46507                 | 0,0276326 | 6,37046              | 6,37043  |
| 160   | 0,220301                | 0,0276326 | 6,37044              | 6,37043  |
| 320   | 0,096738                | 0,0276326 | 6,37043              | 6,37043  |
| 640   | 0,034671                | 0,0276326 | 6,37043              | 6,37043  |
| 1280  | 0,00368369              | 0,0276326 | 6,37043              | 6,37043  |

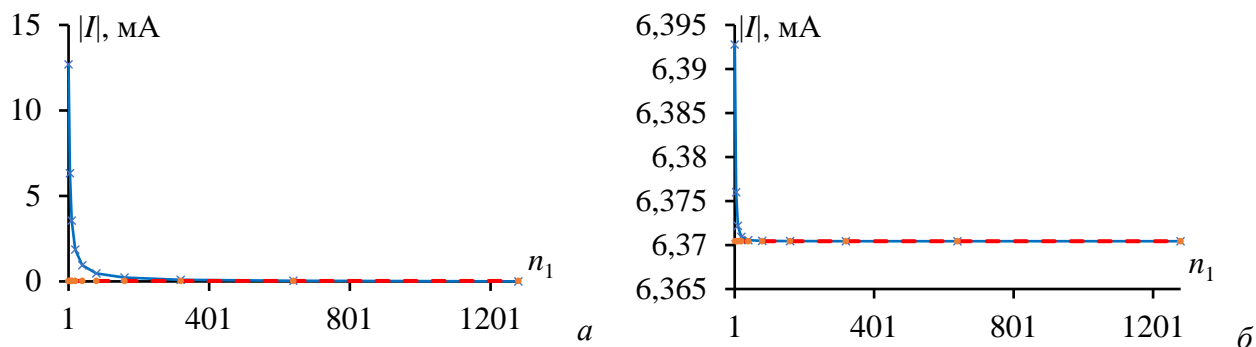
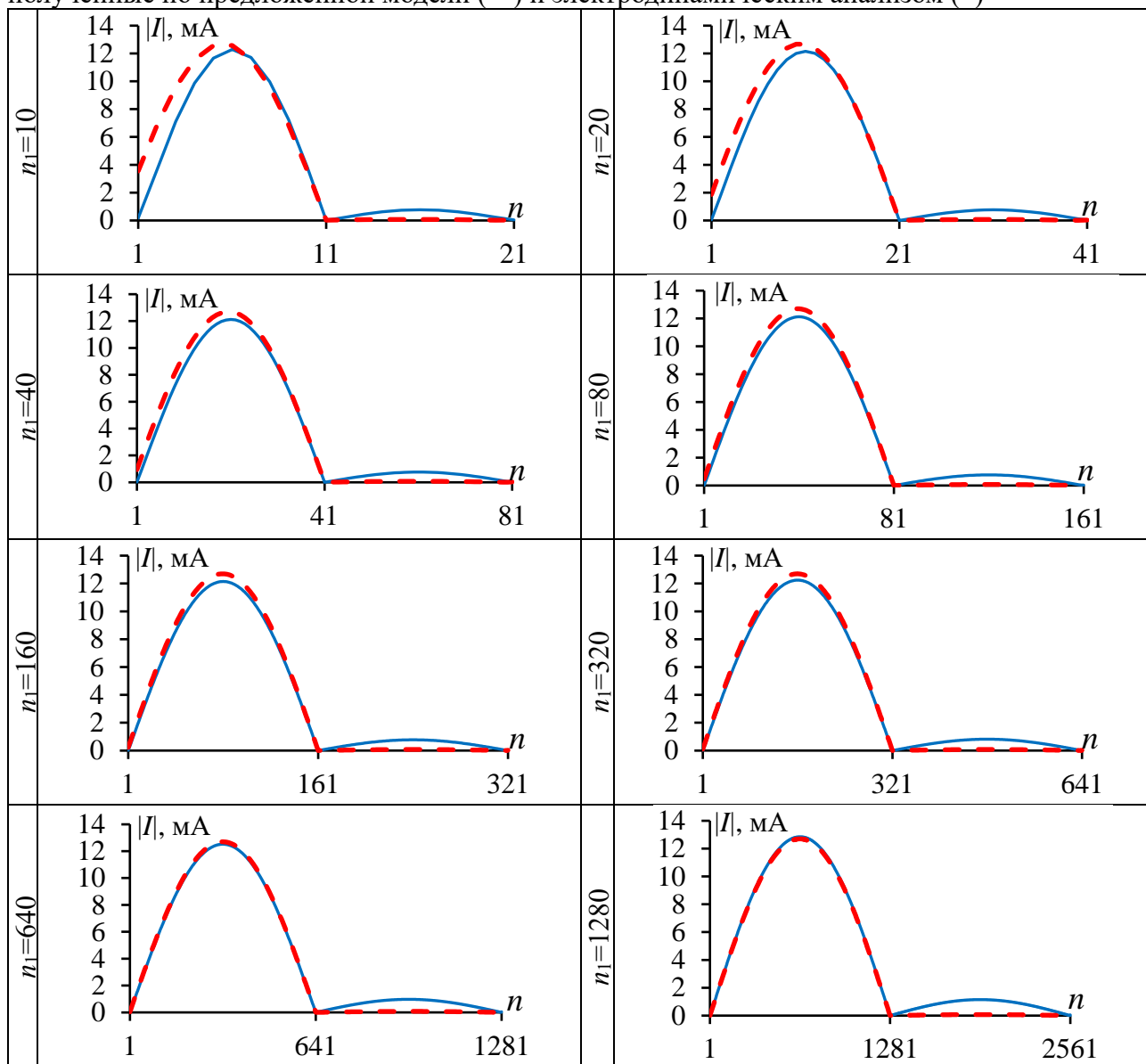


Рисунок 2.10 – Зависимости модулей тока в первом сегменте ( $\times$ ) и источнике ( $\bullet$ ) от  $n_1$  в рассогласованной (а) и согласованной (б) структурах

Таблица 2.4 – Распределения тока (мА) в проводах при разных  $n_1$ , полученные по предложенной модели (---) и электродинамическим анализом (—)



### 2.1.5 Оценка излучаемой эмиссии

#### от одиночного и связанных проводов с изоляцией над плоскостью земли

По предложенной модели сначала моделировалась однопроводная структура (рисунок 2.11) с изоляцией в виде диэлектрической оболочки (при  $H=1$  мм) и без неё

(при  $H=2$  мм), при  $L=0,3$  м,  $n_1=640$ ,  $R=1$  мм на частоте 500 МГц, для  $\epsilon_r=1; 1,5; 2; 3$ . Распределения тока вдоль проводов и ДН при разных значениях  $\epsilon_r$  приведены в таблице 2.5. Для наглядности распределения токов показаны на рисунке 2.12. Примечательны рост амплитуды тока, объяснимый снижением волнового сопротивления линии и появление асимметрии ДН, связанной с ростом тока в первых сегментах. Кроме того, изменяется и направление главного максимума, что, видимо, связано с изменением фазы тока вдоль провода.



Рисунок 2.11 – Поперечные сечения тестовой структуры с диэлектриком (а) и без него (б)

Таблица 2.5 – Распределения тока вдоль проводов и ДН при разных значениях  $\epsilon_r$

|   |  |  |
|---|--|--|
| Без диэлектрика                           |  |  |
| $\epsilon_r=1,5$ ,<br>$\tau=3,60701$ нс/м |  |  |
| $\epsilon_r=2$ ,<br>$\tau=3,77747$ нс/м   |  |  |

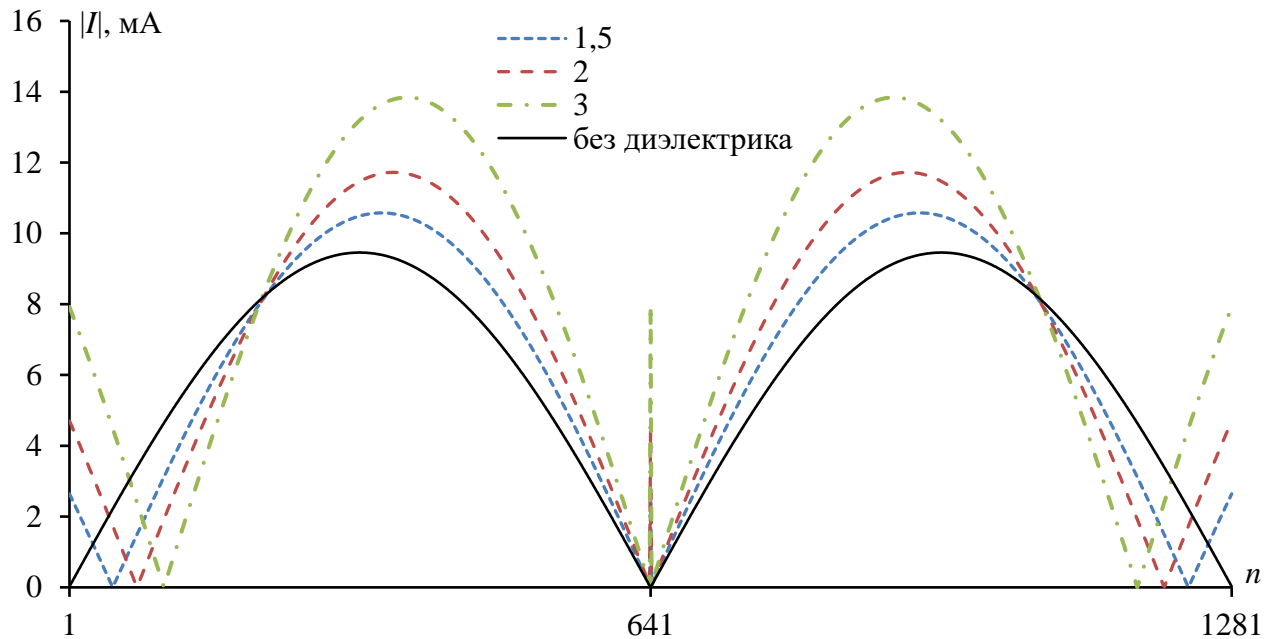
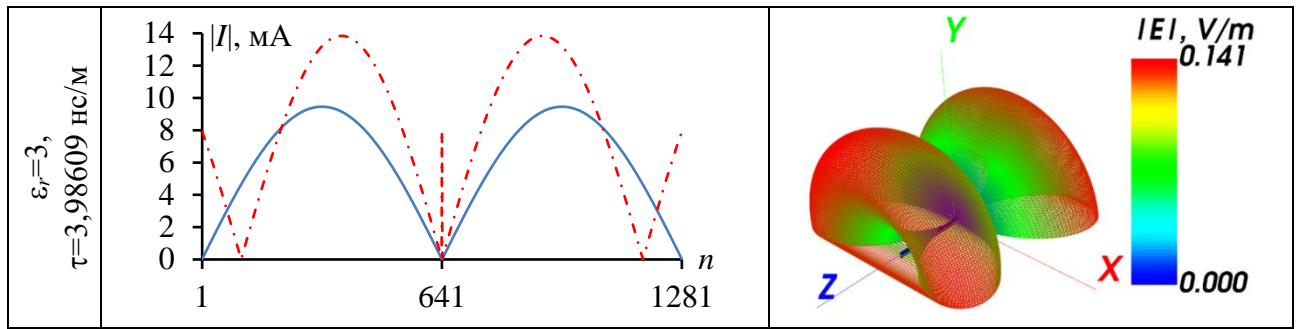


Рисунок 2.12 – Примеры распределения тока вдоль провода при разных значениях  $\epsilon_r$

Далее, моделировалась та же двухпроводная структура, что и на рисунке 2.5, но с проводниками с изоляцией в виде диэлектрической оболочки (рисунок 2.13). Такая структура может использоваться при МР, поскольку имеет различные погонные задержки четной и нечетной мод. Структура моделировалась по предложенной модели при  $L=0,3$  м,  $n_1=640$ ,  $R=1$  мм на частоте 500 МГц с исходным значением  $\epsilon_r=3$  для изоляции. Для оценки разности погонных задержек варьировались значения  $S$  и  $H$  от 0 до 10 мм. Вычислены значения погонных задержек в зависимости от  $S$  при  $H=1$  мм и от  $H$  при  $S=1$  мм, а также их разности для обоих случаев (рисунок 2.14). В результате взято  $S=0$  мм,  $H=1$  мм, что соответствует максимальной разнице погонных задержек, как видно на рисунке 2.14в. Распределения тока вдоль проводов показано на рисунке 2.15. Используя токи для расчета напряженности электрического поля, получена ДН для структуры с диэлектриком при  $\epsilon_r=3$  (рисунок 2.16а) и без него (рисунок 2.16б).



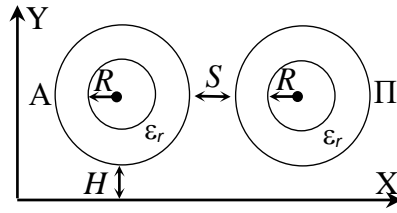


Рисунок 2.13 – Поперечное сечение структуры с проводниками с изоляцией

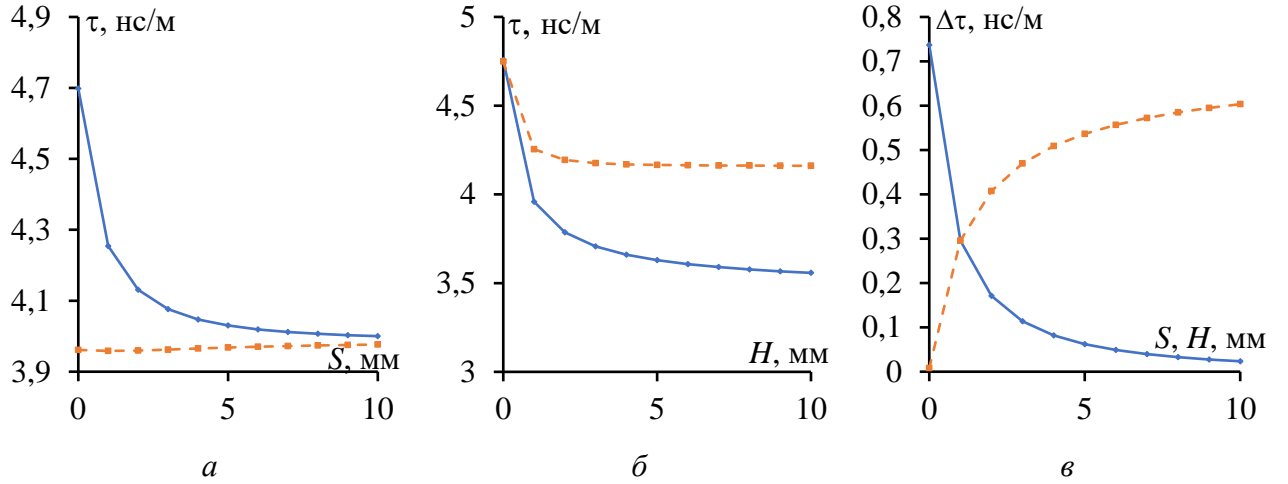


Рисунок 2.14 – Зависимости  $\tau_o$  (—) и  $\tau_e$  (---) от  $S$  при  $H=1$  мм (а), от  $H$  при  $S=1$  мм (б), и их разности от  $S$  (—) и  $H$  (---) (в)

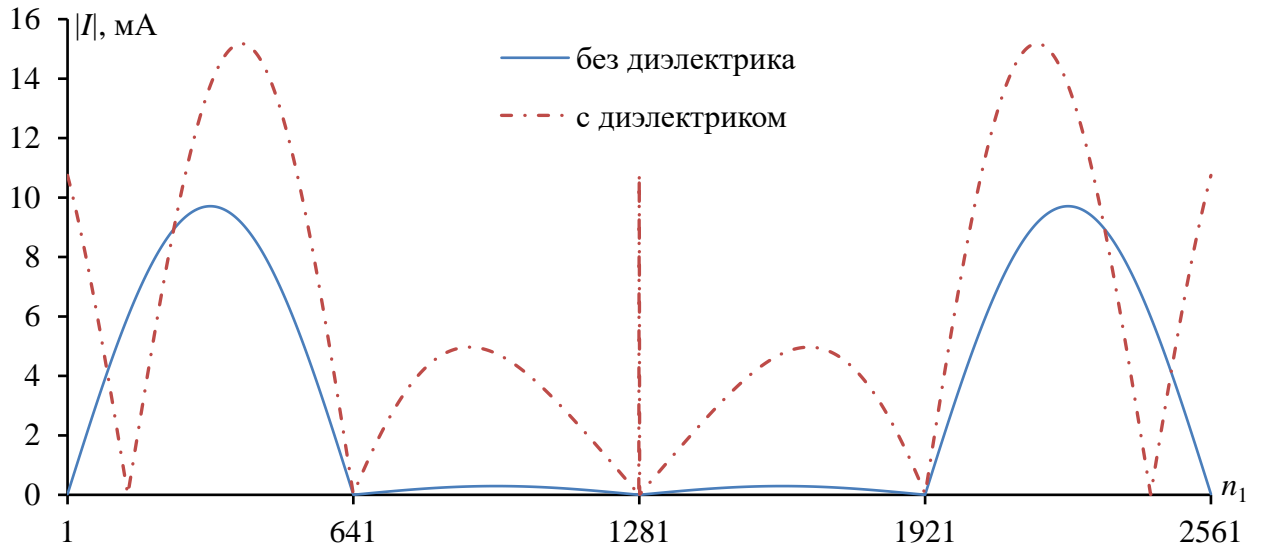


Рисунок 2.15 – Распределения тока для структуры с диэлектриком (при  $\epsilon_r=3$ ) и без него

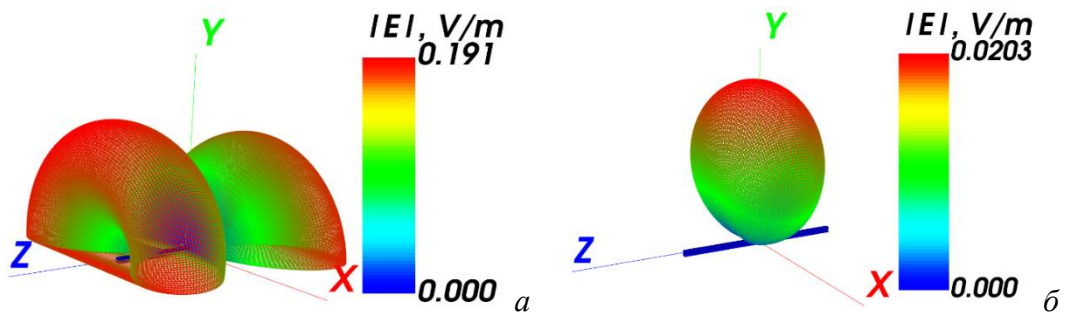


Рисунок 2.16 – ДН тестовой структуры с диэлектриком при  $\epsilon_r=3$  (а) и без него (б)

Как известно, результаты максимальных значений  $|E|$  отличаются в зависимости от направления. Поэтому в таблице 2.6 представлены примеры ДН и  $|E|$  при разных углах  $\varphi$  и  $\theta$ . Видно, что они различаются. Конкретный анализ здесь не выполняется. Чтобы исследовать, как влияет диэлектрик на распределение тока вдоль проводов и ДН, варьировались значения  $\varepsilon_r$  от 1,2 до 2. Результаты приведены в таблице 2.7. На рисунке 2.17 показаны распределения тока вдоль проводов при разных значениях  $\varepsilon_r$ .

Таблица 2.6 – Примеры ДН с максимальными значениями  $|E|$  при разных значениях  $\varphi$  и  $\theta$  для структур с диэлектриком и без него

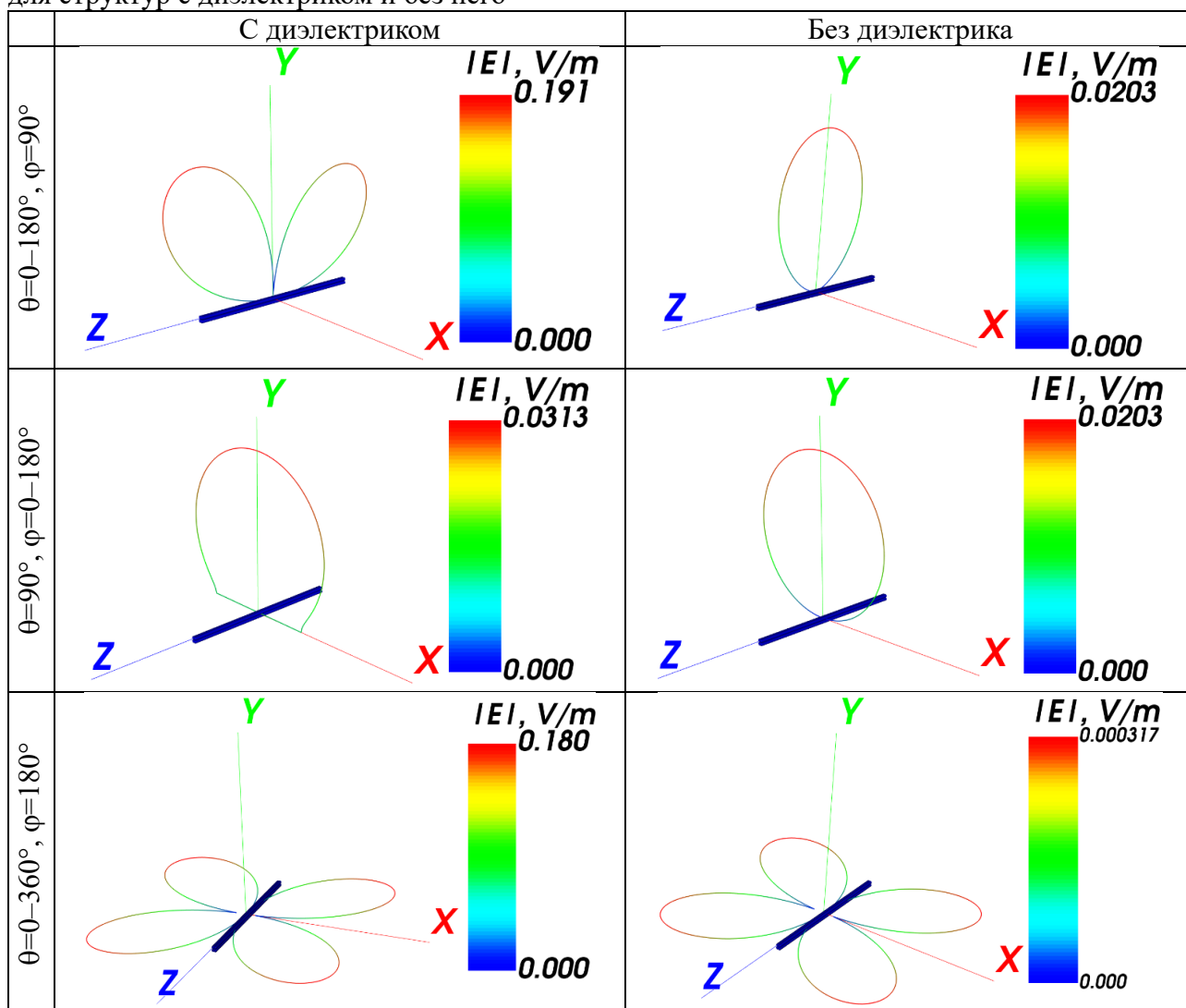
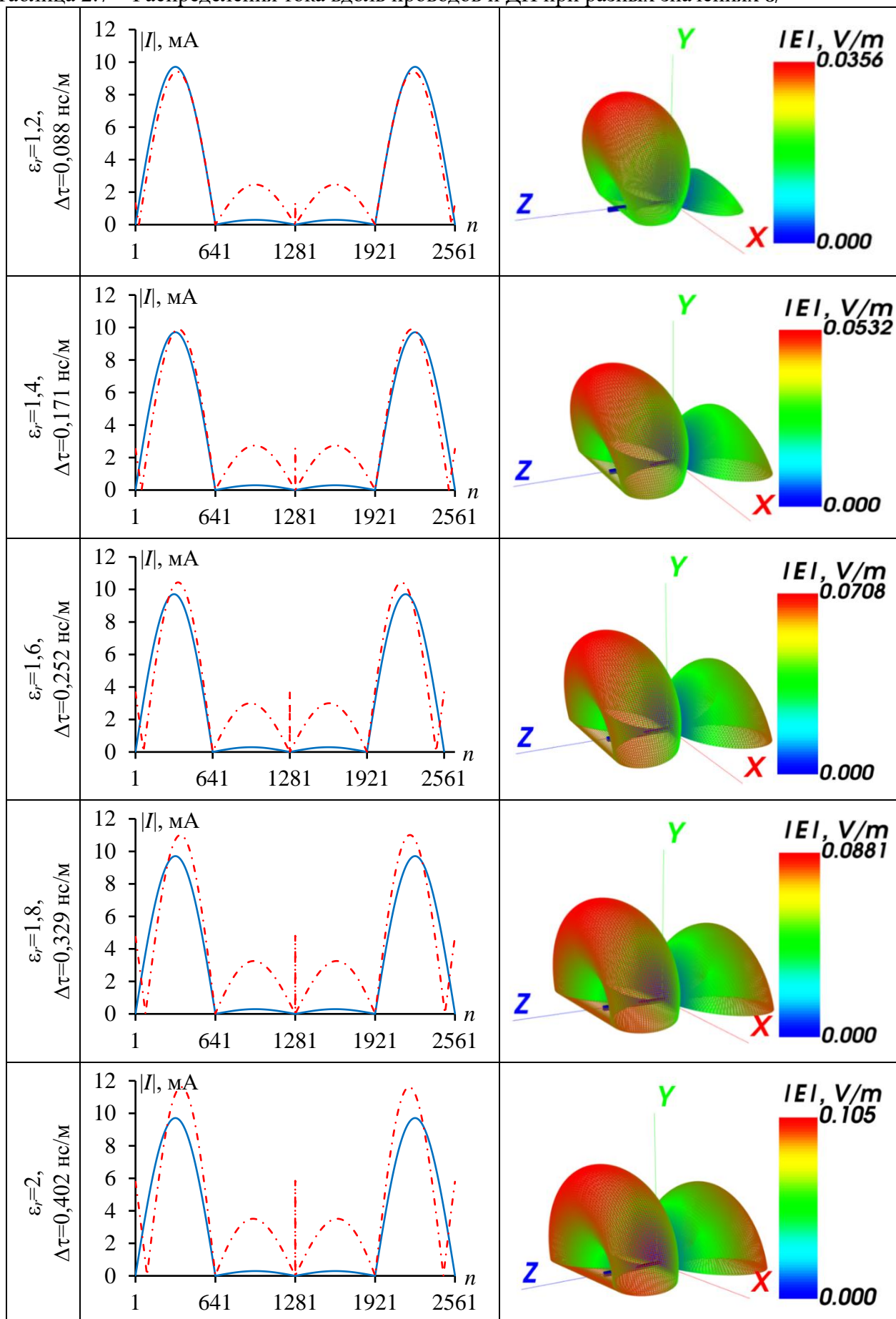


Таблица 2.7 – Распределения тока вдоль проводов и ДН при разных значениях  $\epsilon_r$ 

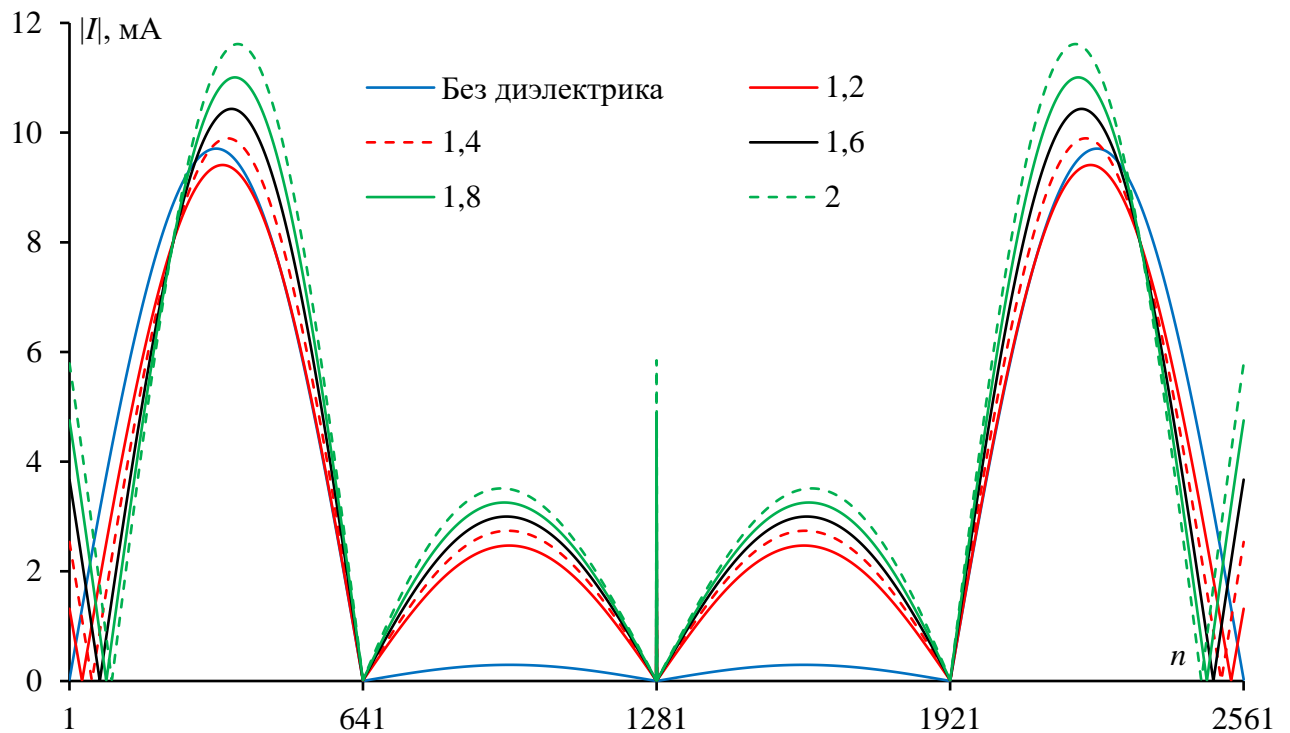


Рисунок 2.17 – Распределения тока вдоль проводов при разных значениях  $\epsilon_r$

Таким образом, выполнено тестирование предложенной модели на структуре с изоляцией в виде диэлектрической оболочки. Показано снижение волнового сопротивления одиночной линии и тем самым роста амплитуды тока в сравнении со структурой без изоляции. Отмечено, что при увеличении  $\epsilon_r$  изоляции увеличивается амплитуда тока. Рост амплитуды появился также в первых сегментах, что приводит к появлению асимметрии ДН. Изменяется и направление главного максимума в связи с изменением фазы тока вдоль провода. Подобное отмечено и в случае двух связанных проводов с изоляцией над плоскостью земли, но асимметрия ДН уменьшается с ростом  $\epsilon_r$  изоляции.

### 2.1.6 Основные результаты подраздела

Разработана математическая алгоритмическая модель для оценки ИЭ от связанных проводников помехозащитных структур. На его основе созданы программы для оценки ИЭ. Выполнено широкое тестирование работы математической модели и программ, показавшее приемлемые результаты. Сравнение квазистатической и электродинамической оценок ИЭ от одиночной проводной линии показало, что использование предложенной модели дает достаточно близкие к электродинамическому анализу результаты по характеру излучения и максимальному модулю суммарного поля. Выявлено, что изменение сегментации вдоль провода приводит к изменению распределения тока в нем и тем самым максимального модуля суммарной напряженности электрического поля. Подходящая сегментация выбирается экспериментально до сходимости, так как более частая сегментация дает более точные значения токов в проводнике.

Результаты моделирования тестовой структуры из двух связанных проводов над бесконечной землей в воздухе показали, что использование предложенного алгоритма дает достаточно близкие результаты по ДН и максимальным значениям суммарного поля, по сравнению с результатами электродинамического анализа. Распределения тока вдоль проводов близки по максимальным значениям для активного провода, но существенно различаются для пассивного провода, однако его вклад в уровень эмиссии мал.

Выполнено тестирование результатов квазистатического анализа, в части влияния разных факторов на распределение тока вдоль двух связанных проводов над плоскостью земли. Показано влияние размеров на распределение тока при изменении связи за счет изменения параметров структуры. Выявлено, что предложенная модель, в целом, дает достаточно близкие с электродинамическим анализом результаты, пока нет выхода за пределы допущений квазистатического анализа. Доказано, что модель дает приемлемые результаты в сравнении с результатами других методов, поскольку результаты квазистатического анализа оказались между результатами двух видов электродинамического. Выявлено, что необходимо выбрать число сегментов вдоль структуры как можно большим, чтобы распределение тока вдоль провода было как можно ближе к полученному электродинамическим анализом.

Выполнено тестирование предложенной модели в случае структуры с изоляцией в виде диэлектрической оболочки. Показано снижение волнового сопротивления одиночной линии и тем самым роста амплитуды тока в сравнении со структурой без изоляции. Отмечено, что с ростом  $\epsilon_r$  изоляции увеличивается амплитуда тока. Рост в амплитуде появился также в первом сегменте, что приводит к появлению асимметрии ДН. Изменяется и направление главного максимума в связи с изменением фазы тока вдоль провода. Подобное отмечено и в случае двух связанных проводов с изоляцией над плоскостью земли, но асимметрия ДН уменьшается с ростом  $\epsilon_r$  изоляции.

Таким образом, проведен широкий ряд вычислительных экспериментов по оценке напряженности электрического поля от связанных проводников помехозащитных структур, используя токи в проводниках цепи, полученные квазистатическим анализом.

## **2.2 Оценка излучаемой эмиссии от витка меандровой линии**

Здесь продолжается исследование модели для оценки ИЭ от МПЛП с использованием квазистатического анализа, и она апробируется на витке МЛ.

### **2.2.1 Моделирование витка меандровой линии**

В качестве исходной моделировалась простая структура витка МЛ на основе двух связанных проводов над плоскостью земли в воздушном диэлектрическом заполнении. Созданы геометрическая, схемная, алгоритмическая и имитационная модели данной

структуры. Геометрическая модель поперечного сечения МЛ построена в системе TALGAT и представлена на рисунке 2.18а, где расстояние между проводами  $s=14,71$  мкм, расстояние от слоя земли до сигнального провода  $H=5,05$  мм, радиус провода  $R=50$  мкм, а схемная модель представлена на рисунке 2.18б. МЛ состоит из двух параллельных проводов длиной  $l=30$  мм, соединенных между собой на дальнем конце. Один из проводов на ближнем конце соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме внутренним сопротивлением  $R1$  и идеальным источником ЭДС (сначала, для вычисления временного отклика, в форме трапеции 1 В и длительностями фронта и спада по 50 пс, а плоской вершины – 100 пс, а затем, для вычисления частотного отклика, токов и напряженности электрического поля в дальней зоне, в форме синусоиды с амплитудой ЭДС 1 В). Другой провод соединен с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением  $R2$ . Число сегментов на каждом проводе ( $n$ ) равнялось 640. Вычислена матрица погонных коэффициентов электростатической индукции

$$C = \begin{bmatrix} 54,791 & -49,007 \\ -49,007 & 54,791 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Она получена при длине подынтервалов на границах поперечного сечения проводов 0,5 мкм. Моделирование проводилось без учета потерь в проводах.

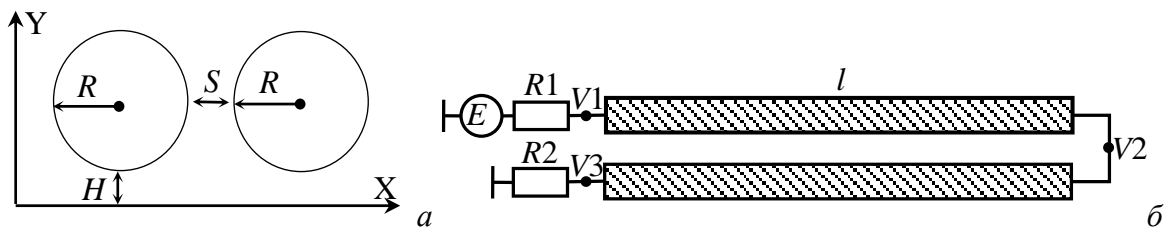


Рисунок 2.18 – Геометрическая модель поперечного сечения (а) и схемная модель (б) МЛ

Значения  $R1$  и  $R2$ , для минимизации отражений сигнала на концах МЛ, приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной ( $Z_e$ ) и нечетной ( $Z_o$ ) модели линии. Значения параметров МЛ взяты оптимальными по критерию равенства амплитуд первых двух импульсов на выходе МЛ.

Используя данные модели, вычислены временные отклики на воздействие трапециевидного импульса (рисунок 2.19). Видно равенство амплитуд двух первых импульсов на выходе. Пример ДН при частоте 0,5 ГГц и  $r=1$  м, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , представлен на рисунке 2.20. Распределения тока в МЛ на частотах 0,5, 5 и 10 ГГц представлены на рисунке 2.21. Максимальные значения  $|E|$ , при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от 0 до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты приведены на рисунке 2.22.

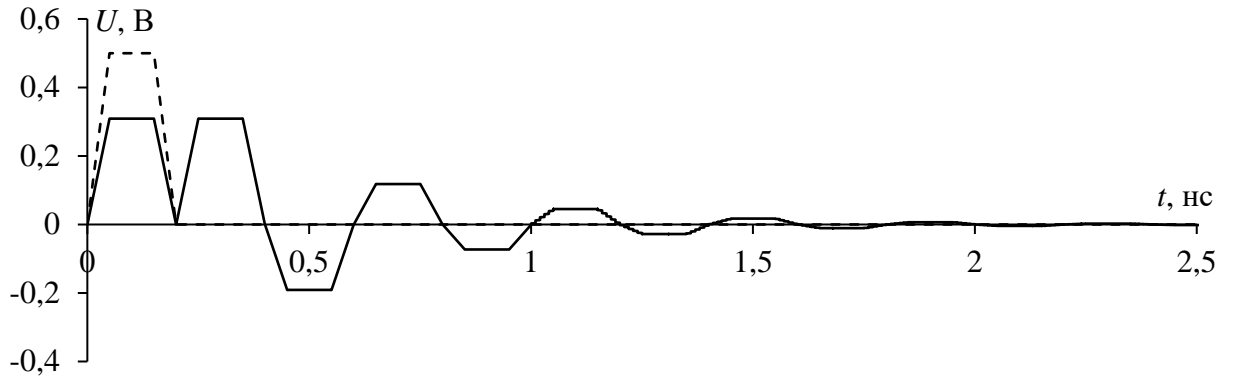


Рисунок 2.19 – Формы напряжения в начале (----) и конце согласованной МЛ (—)

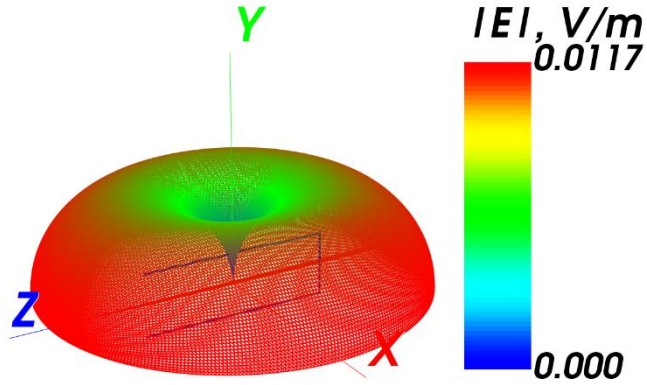


Рисунок 2.20 – Пример ДН для МЛ при частоте 0,5 ГГц и  $r=1$  м, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$

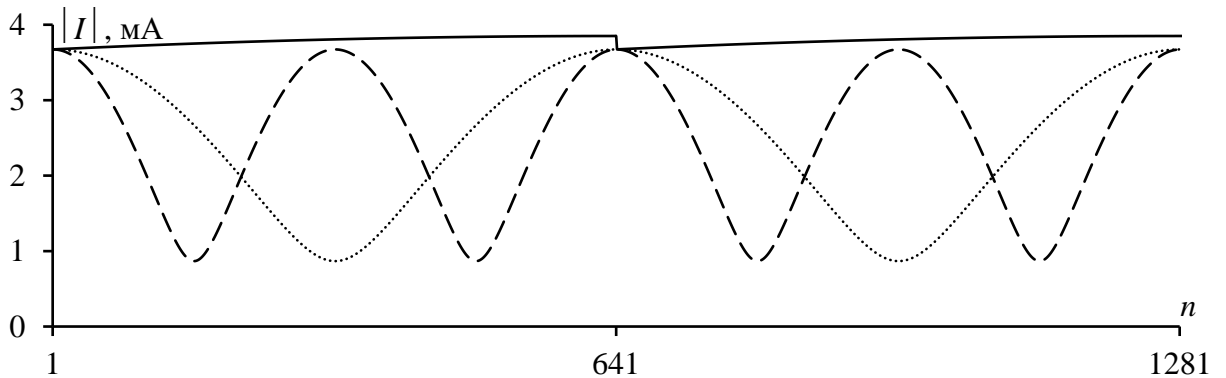


Рисунок 2.21 – Распределения тока в МЛ на частотах 0,5 (—), 5 (.....) и 10 (- - -) ГГц

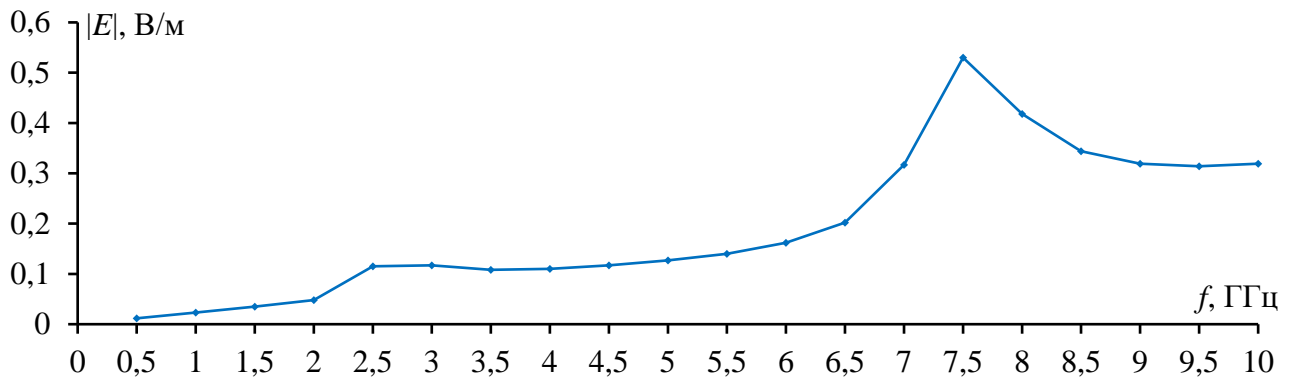


Рисунок 2.22 – Максимальные значения  $|E|$  для МЛ, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от 0 до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты

Та же структура, что на рисунке 2.18, моделировалась в системе EMPro, в которой были созданы геометрические и электродинамические модели (рисунок 2.23). При построении трехмерной модели исследуемой структуры каждый элемент разбивался на ячейки, минимальный размер которых составил 20 мкм. Моделирование проводилось без учета потерь в проводах.

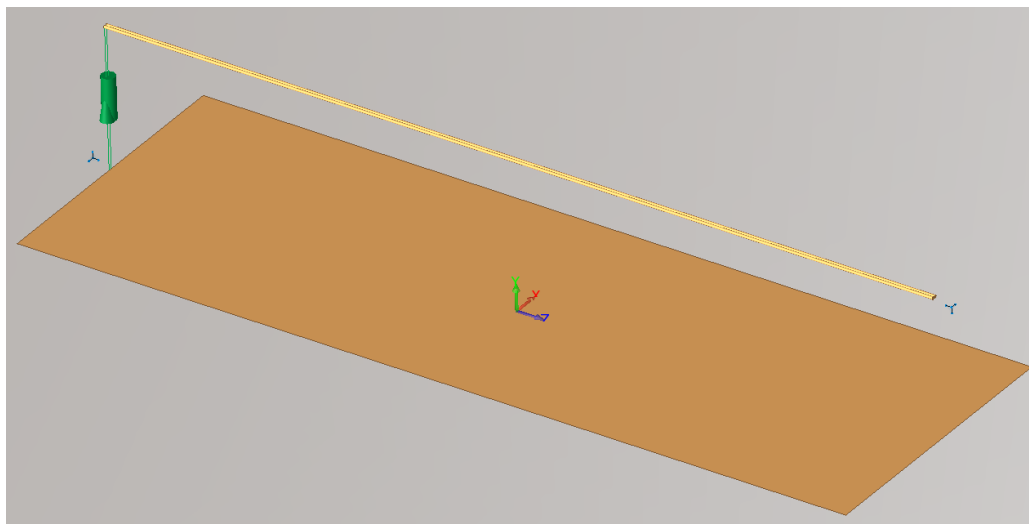


Рисунок 2.23 – Трёхмерная геометрическая модель для МЛ в EMPro

Пример ДН в EMPro на частоте 0,5 ГГц и  $r=1$  м, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , представлен на рисунке 2.24. Максимальные значения  $|E|$  в зависимости от частоты приведены на рисунке 2.25. Сравнение результатов моделирования в двух системах представлено на рисунке 2.26.

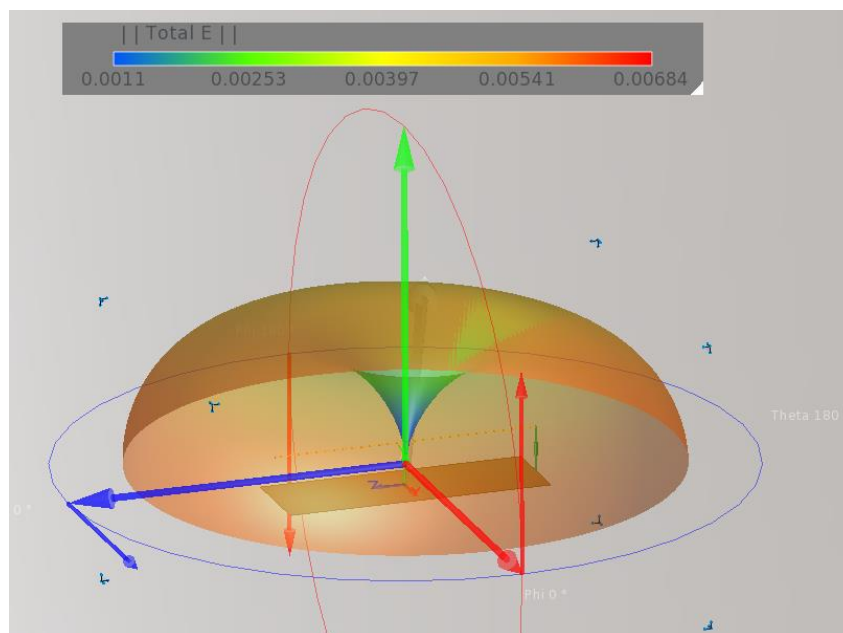


Рисунок 2.24 – Пример ДН для МЛ на частоте 0,5 ГГц и  $r=1$  м, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в EMPro



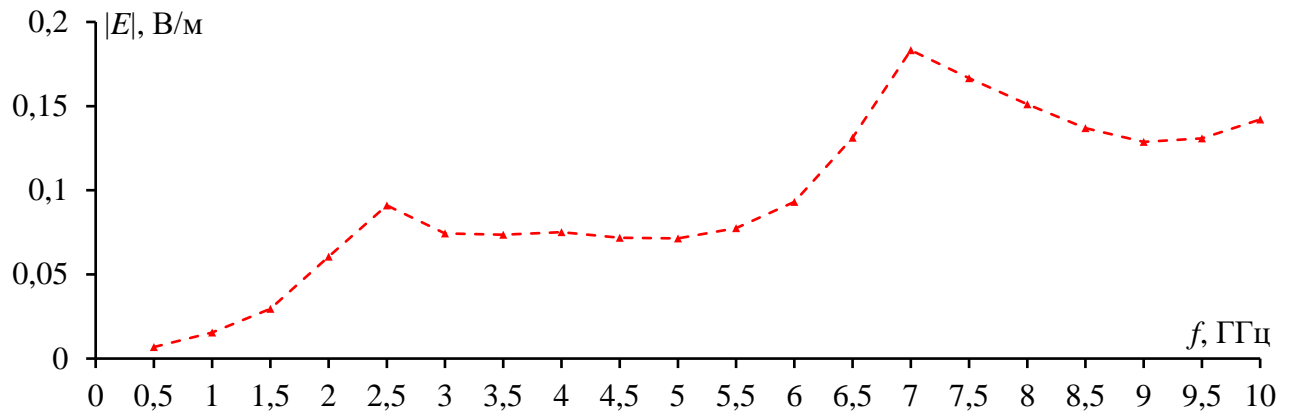


Рисунок 2.25 – Максимальное значение  $|E|$  для МЛ, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты в EMPro

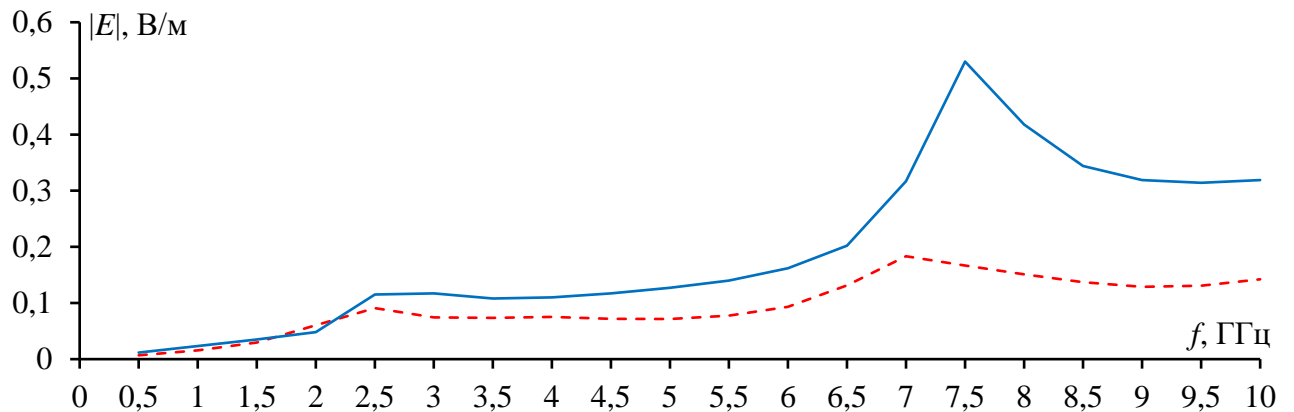


Рисунок 2.26 – Максимальные значения  $|E|$  для МЛ, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты в EMPro (---) и TALGAT (—) для согласованной МЛ

Далее моделировалась та же структура, что на рисунке 2.18, но при  $R_1=R_2=50$  Ом. Используя модель, созданную ранее в 2.1, вычислены временные отклики на воздействие трапецевидного импульса (рисунок 2.27). Видно, что амплитуды первых двух импульсов не равны. Пример ДН при частоте 0,5 ГГц и  $r=1$  м, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , представлен на рисунке 2.28. Распределения тока в МЛ на частотах 0,5, 5 и 10 ГГц представлены на рисунке 2.29. Максимальные значения  $|E|$  в зависимости от частоты приведены на рисунке 2.30.

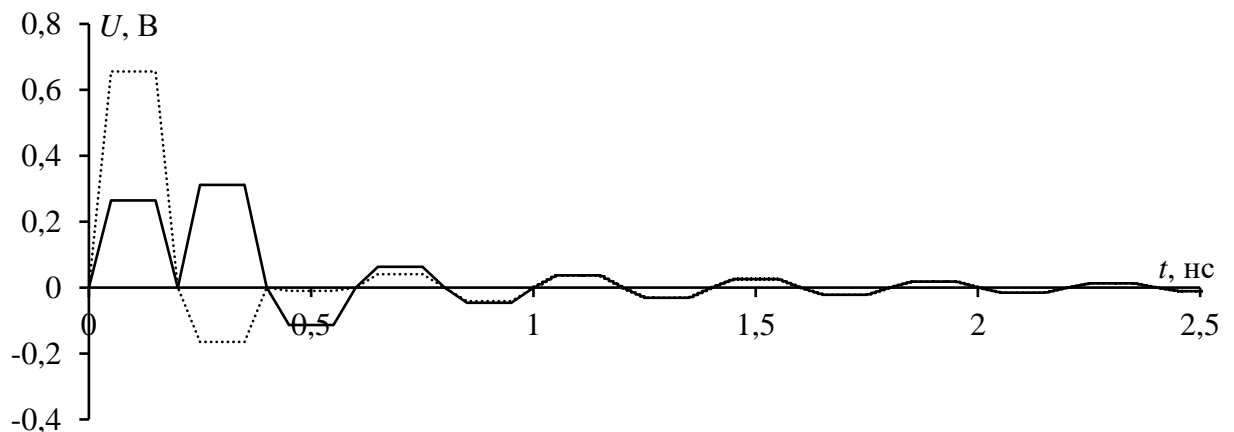


Рисунок 2.27 – Формы напряжения в начале (----) и конце (—) рассогласованной МЛ

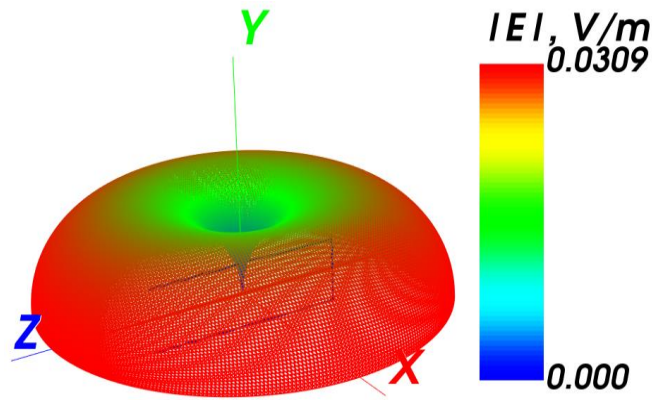


Рисунок 2.28 – Пример ДН для рассогласованной МЛ на частоте 0,5 ГГц и  $r=1$  м, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$

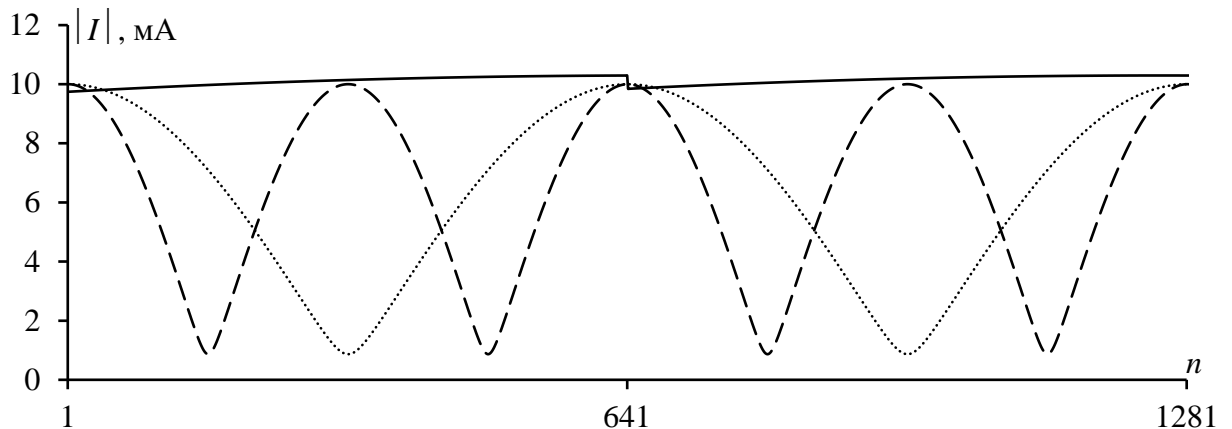


Рисунок 2.29 – Распределения тока в рассогласованной МЛ на частотах 0,5 (—), 5 (---) и 10 (···) ГГц

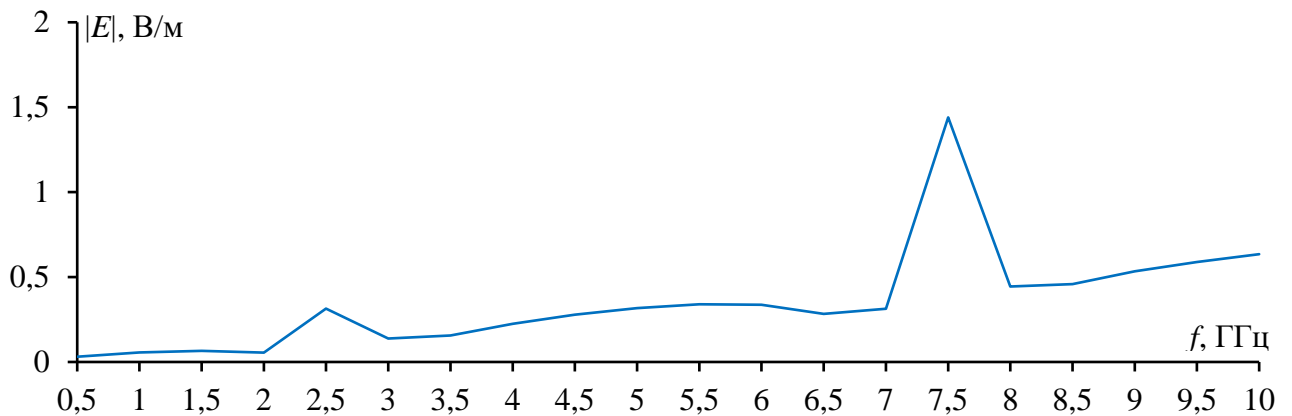


Рисунок 2.30 – Максимальные значения  $|E|$  для рассогласованной МЛ, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от 0 до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты

Создана электродинамическая модель для рассогласованной МЛ в системе EMPro. Моделирование проводилось без учета потерь в проводках. Максимальные значения  $|E|$ , при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от 0 до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты приведены на рисунке 2.31. Сравнение результатов моделирования в двух системах представлено на рисунке 2.32, а вместе с аналогичными результатами для согласованной МЛ – на рисунке 2.33.

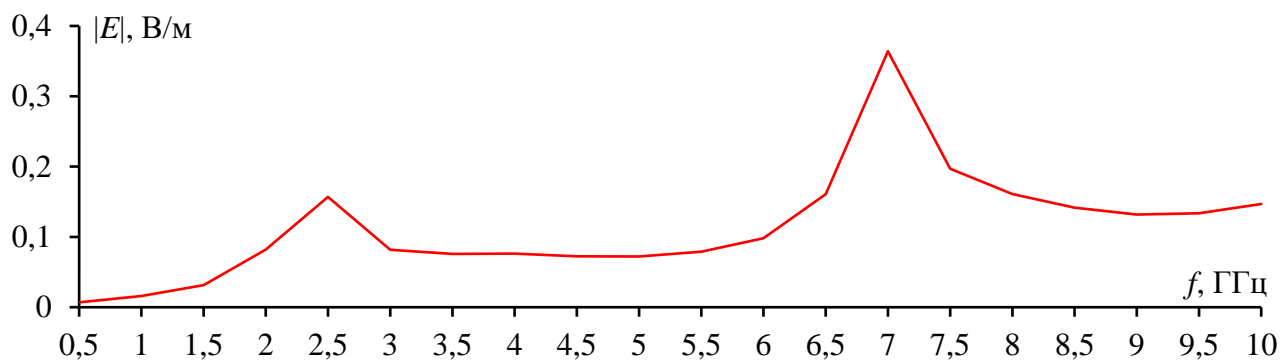


Рисунок 2.31 – Максимальные значения  $|E|$  для рассогласованной МЛ, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты в EMPro

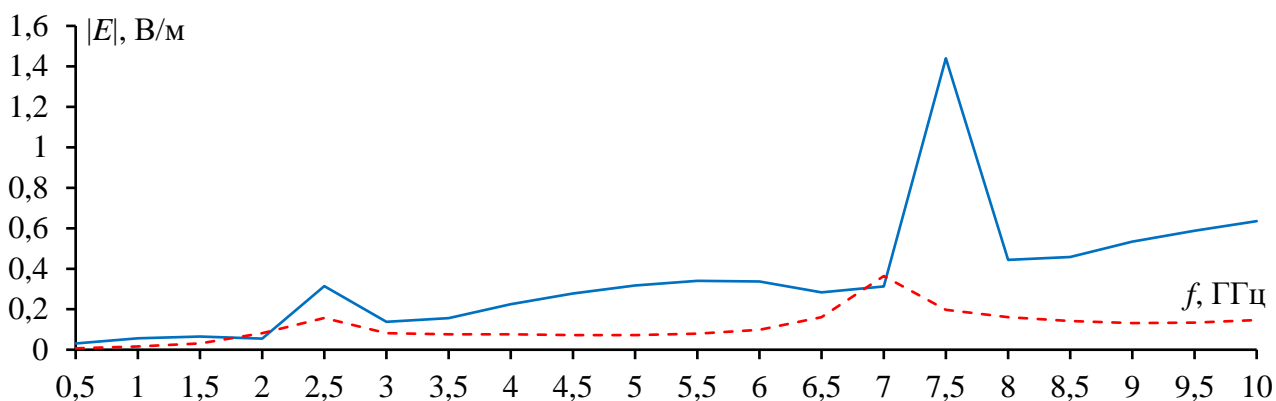


Рисунок 2.32 – Максимальные значения  $|E|$  для рассогласованной МЛ, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в зависимости от частоты в EMPro (---) и TALGAT (—)

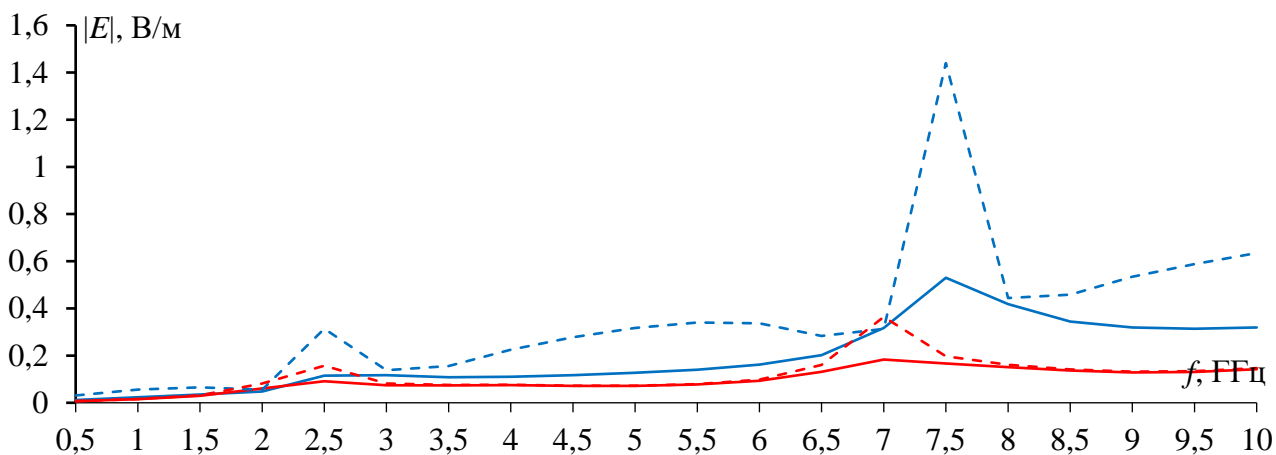


Рисунок 2.33 – Максимальные значения  $|E|$  для МЛ, в зависимости от частоты: в EMPro (—) и TALGAT (—) для согласованной МЛ; в EMPro (---) и TALGAT (---) для рассогласованной МЛ

Из результатов видно, что максимальные значения  $|E|$  на низких частотах близки, в отличие от высоких частот, где существенны различия результатов квазистатического и электродинамического анализов. Отличие на резонансной частоте  $7,5$  ГГц достигает 3 раз.

### 2.2.2 Моделирование линии передачи из развернутого витка меандровой линии

Сигнал в линии передачи (ЛП), даже согласованной, где отражения на концах линии минимальны, теряет часть своей энергии на ИЭ. Чтобы понять поведение МЛ, связанное с ИЭ, сравнивались прежние результаты и для одиночной ЛП, имитирующей развернутую МЛ. Для этого, используя модель из 2.1, моделировалась ЛП из одиночного провода над плоскостью земли в воздушном диэлектрическом заполнении. Моделирование проводилось без учета потерь в проводах. Геометрическая модель поперечного сечения ЛП, построенная в системе TALGAT, показана на рисунке 2.34. Она имеет те же параметры, что и МЛ, но длина провода равна  $2l$ . На ближнем конце она подключена к источнику с теми же параметрами, что и в случае МЛ, а на дальнем – к приемному устройству. На рисунке 2.34 показана схемная модель ЛП. Емкость на единицу длины принималась равной 10,48 пФ/м, рассчитанной при той же длине подынтервалов.

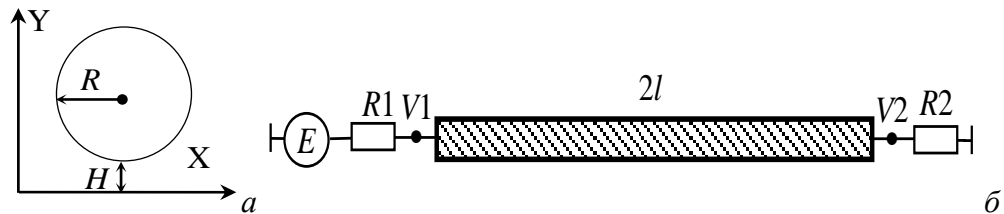


Рисунок 2.34 – Геометрическая модель поперечного сечения (а) и схемная модель (б) линии передачи из развернутого витка МЛ

Сначала рассмотрен случай согласованной ЛП, а затем – рассогласованной. Для согласованной значения  $R1$  и  $R2$  взяты равными 318 Ом, а рассогласованной – 50 Ом. Формы напряжения в начале и конце согласованной и рассогласованной ЛП показаны на рисунке 2.35. Амплитуда напряжения на выходе рассогласованной ЛП уменьшается, появляются отраженные импульсы с периодом 0,4 нс, соответствующим частоте 2,5 ГГц. Они являются периодическими из-за отражений на концах ЛП. Распределения токов вдоль рассогласованной ЛП на частотах 2,5 и 7,5 ГГц показаны на рисунке 2.36. Максимальная амплитуда тока в рассогласованной ЛП увеличивается и достигает 10 мА по сравнению с 1,6 мА для согласованной. Это приводит, практически во всем частотном диапазоне и особенно на частотах кратных 2,5 ГГц, к увеличению максимальных значений  $|E|$  рассогласованной ЛП, как видно на рисунке 2.37. Формы ДН, полученные двумя системами, немного отличаются для рассогласованной ЛП на некоторых частотах, но в целом согласованность есть. Примеры ДН на частоте 2,5 ГГц, построенных в TALGAT и EMPro, показаны на рисунке 2.38.

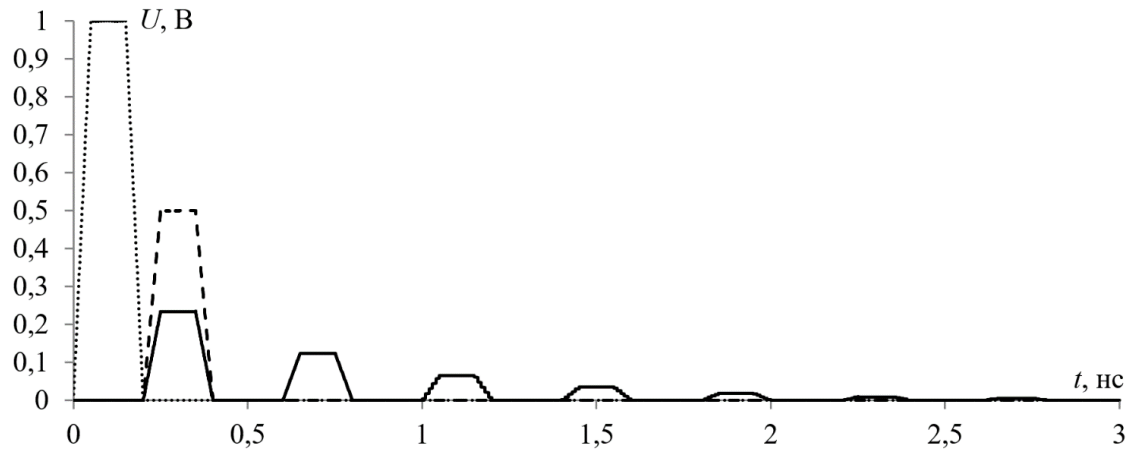


Рисунок 2.35 – Формы ЭДС источника (···) и напряжения на выходе согласованной (- -) и рассогласованной (-) ЛП

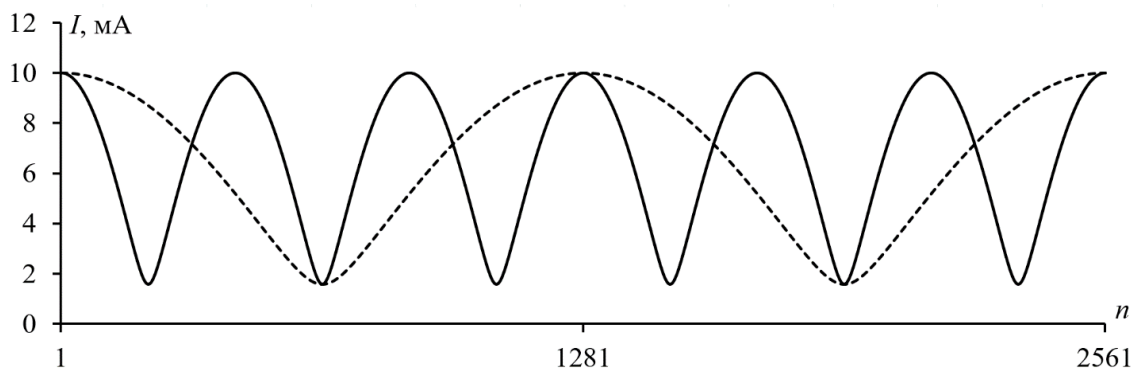


Рисунок 2.36 – Распределения тока в рассогласованной ЛП на частотах 2,5 (···) и 7,5 (-) ГГц

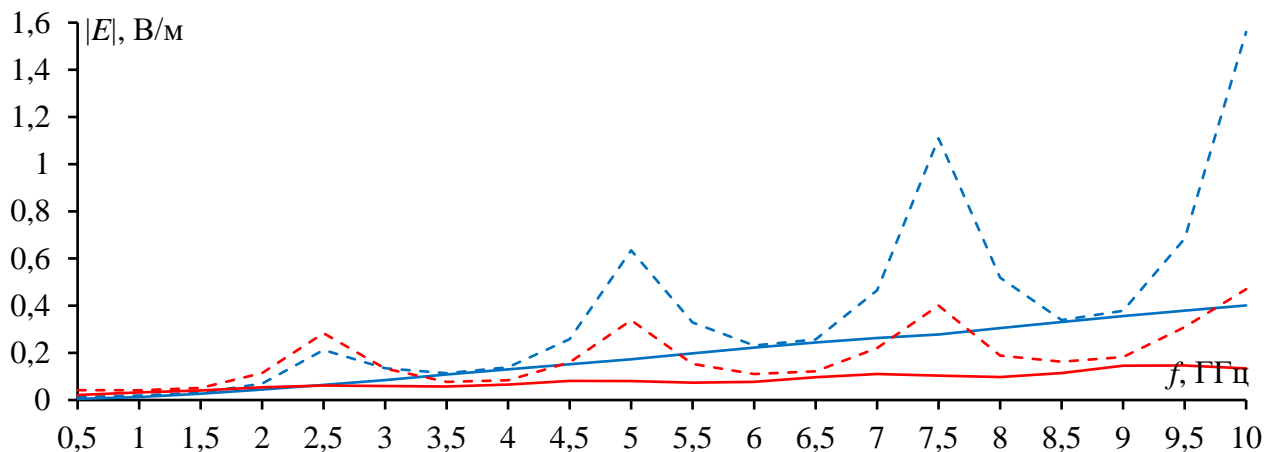


Рисунок 2.37 – Максимальные значения  $|E|$  для ЛП, в зависимости от частоты:  
в EMPro (—) и TALGAT (—) для согласованной ЛП;  
в EMPro (- -) и TALGAT (- -) для рассогласованной ЛП

Для согласованного и рассогласованного случаев, рисунки 2.39 и 2.40 соответственно, показывают сравнение частотных зависимостей максимальных значений  $|E|$  для МЛ и ЛП. С увеличением частоты, резонансные пики становятся более выраженными в согласованной МЛ по сравнению с ЛП, но они в 2 раза реже. Наконец, видно, что ИЭ в МЛ меньше во всем диапазоне частот, кроме резонансных.

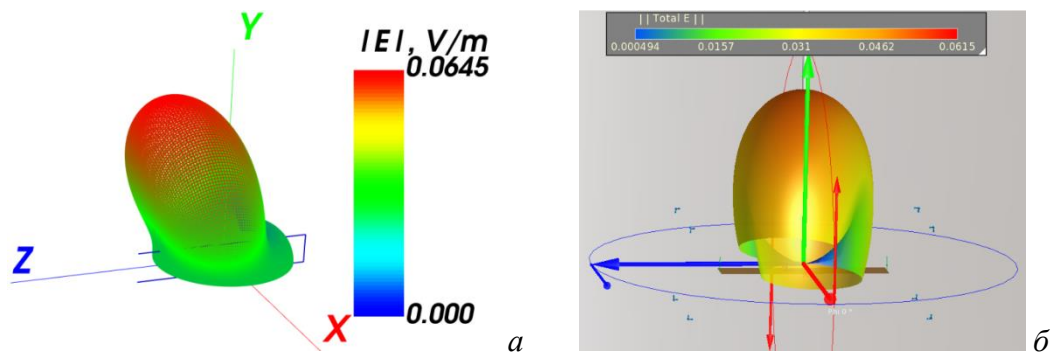


Рисунок 2.38 – Примеры ДН для согласованной ЛП на частоте 2,5 ГГц и  $r=1$  м, при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ , в TALGAT (а) и EMPro (б)

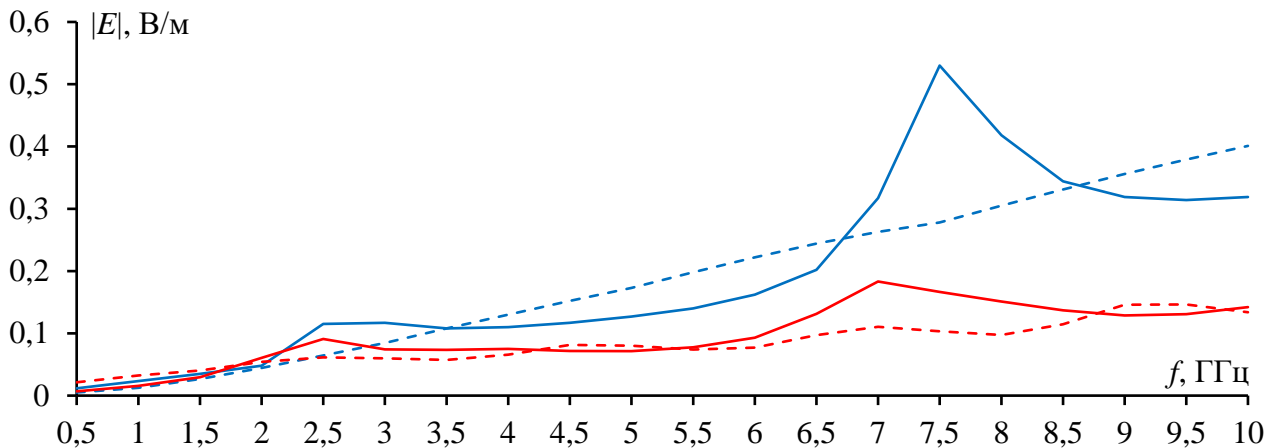


Рисунок 2.39 – Максимальные значения  $|E|$  в зависимости от частоты: в EMPro (—) и TALGAT (—) для согласованной МЛ; в EMPro (- -) и TALGAT (- -) для согласованной ЛП

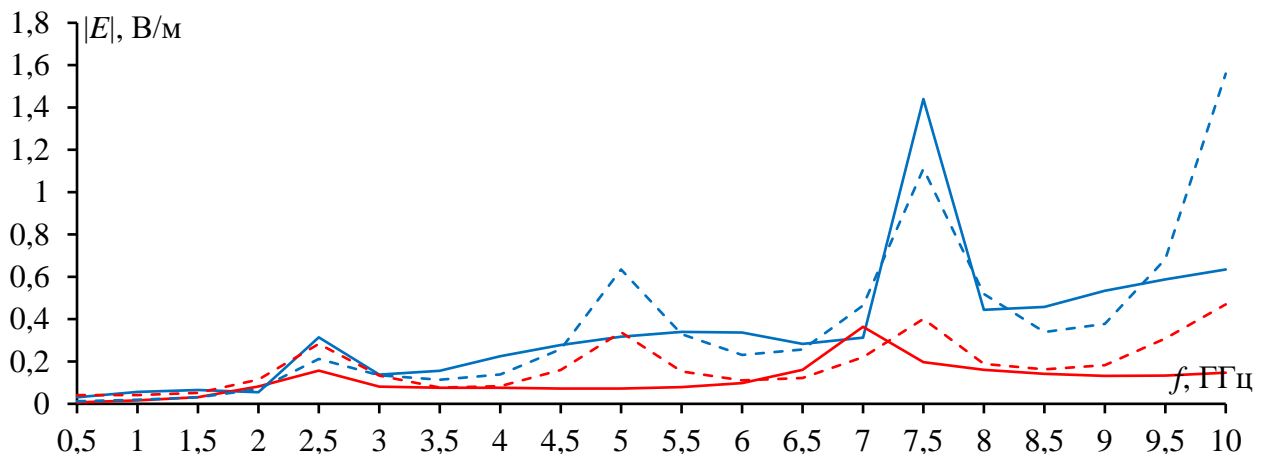


Рисунок 2.40 – Максимальные значения  $|E|$  в зависимости от частоты: в EMPro (—) и TALGAT (—) для рассогласованной МЛ; в EMPro (- -) и TALGAT (- -) для рассогласованной ЛП

### 2.2.3 Основные результаты подраздела

Модель оценки ИЭ МПЛП с использованием квазистатического анализа опробован на витке МЛ из двух связанных проводов над плоскостью земли в воздушном диэлектрическом заполнении. Выявлено, что в МЛ, в отличие от ЛП, максимальный уровень ИЭ меньше почти

во всем диапазоне частот, кроме резонансных частот. Оценки ИЭ МЛ получены с использованием двух подходов: квазистатического и электродинамического. На низких частотах результаты близки, в отличие от высоких частот, где различия существенны. Разница может быть обусловлена различием методов: электродинамический анализ основан на МКЭ, а квазистатический – на теории линий передачи. Получение более близких результатов также зависит от выбранной сегментации и получения достаточно частой сетки, что увеличивает вычислительные затраты. Примечательно также, что полученные результаты соответствуют широкому частотному диапазону, но с довольно большим шагом в 0,5 ГГц, что также влияет на согласованность результатов. Кроме того, различие максимальных значений  $|E|$ , может быть связано с изменением направлений максимумов излучения. Выявлено, что квазистатический анализ не только дает приемлемые результаты по сравнению с электродинамическим, но и значительно снижает вычислительные затраты. Например, моделирование рассогласованной ЛП в системе TALGAT заняло менее 2 мин, а в системе EMPro – 30 мин.

### 2.3 Вычислительная оценка излучаемой эмиссии от структуры с модальным резервированием

Здесь выполнена тестовая оценка ИЭ одиночной и связанной МПЛ, имитирующих структуры без и с МР. Поперечные сечения с параметрами и эквивалентные схемы представлены на рисунке 2.41. Длина линий ( $l$ ) равна 1 м, а  $R1=R2=R3=R4=R5=50$  Ом. Для обеих структур  $h=510$  мкм,  $t=65$  мкм,  $w=300$  мкм,  $d=600$  мкм. Для структуры с МР  $s=100$  мкм. В качестве материала диэлектрика выбрана керамика с  $\epsilon_r=10$ . Параметры выбраны с учетом стандартного технологического процесса изготовления ПП по 5 классу точности.

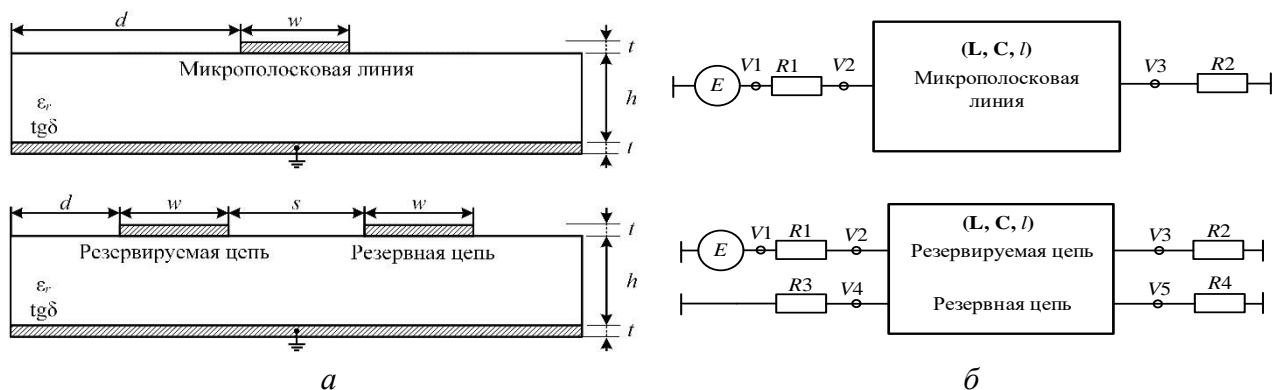


Рисунок 2.41 – Поперечные сечения (а) и эквивалентные схемы (б) моделируемых структур

#### 2.3.1 Оценка в системе TALGAT

Сначала использовалась система TALGAT. Источник гармонической ЭДС 1 В подключался между проводником линии и опорной плоскостью. Число сегментов на отрезке  $n_1=640$ . Напряженность электрического поля вычислялась на расстоянии 1 м. Потери в проводниках и диэлектрике не учитывались. На рисунке 2.42 представлен пример

распределения тока на частоте 500 МГц в проводниках (в активном и его зеркальном отображении) структур без МР ( $n_1$  для активного и  $n_1$  для зеркального) и с МР ( $n_1$  для активного,  $n_1$  для пассивного,  $n_1$  для зеркального отображения пассивного,  $n_1$  для зеркального отображения активного). ДН при разных значениях  $\varphi$  и  $\theta$  с шагом  $1^\circ$  для структур с МР и без него, на той же частоте, приведены в таблице 2.8. Как видно из максимума ДН, на данной частоте, МР уменьшило ИЭ примерно в 1,5 раза. На рисунке 2.43 приведены максимальные значения  $|E|$ , при изменении  $\varphi$  и  $\theta$  от 0 до  $180^\circ$  с шагом  $10^\circ$ , в зависимости от частоты, в диапазоне от 0,5 до 10 ГГц с шагом 0,5 ГГц. Из результатов видно, что значения  $|E|$  для структуры с МР меньше, чем для структуры без него, практически во всем частотном диапазоне. Однако на некоторых частотах наблюдается противоположный результат.

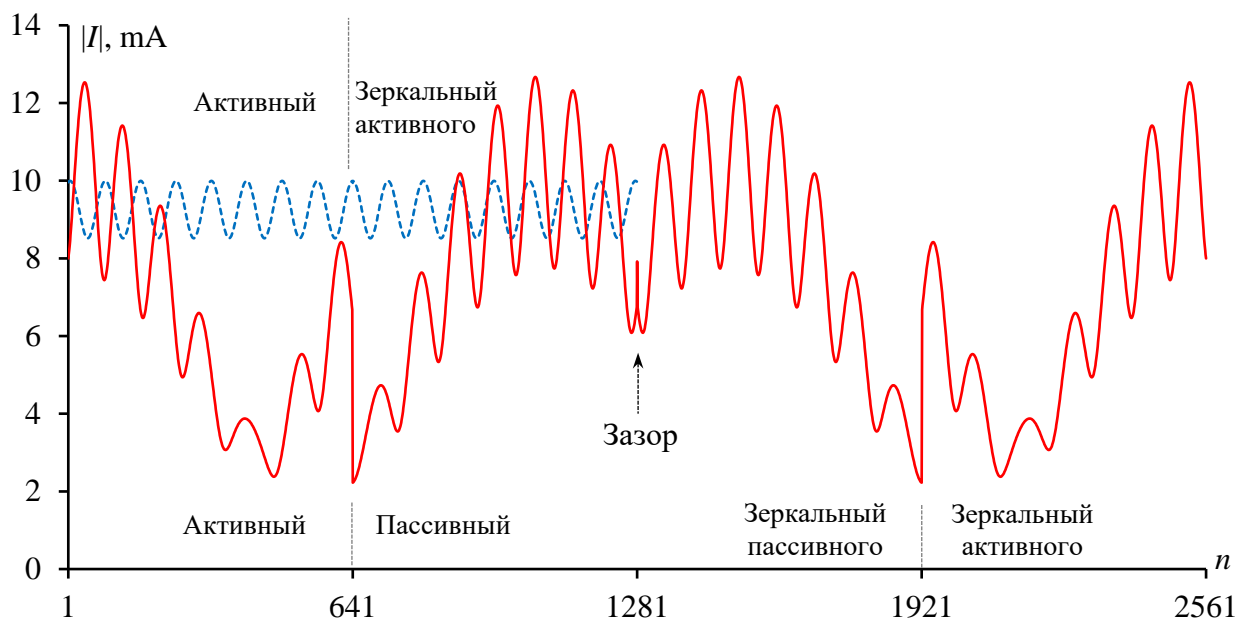


Рисунок 2.42 – Распределение тока для структур с МР (—) и без него (---) на частоте 500 МГц

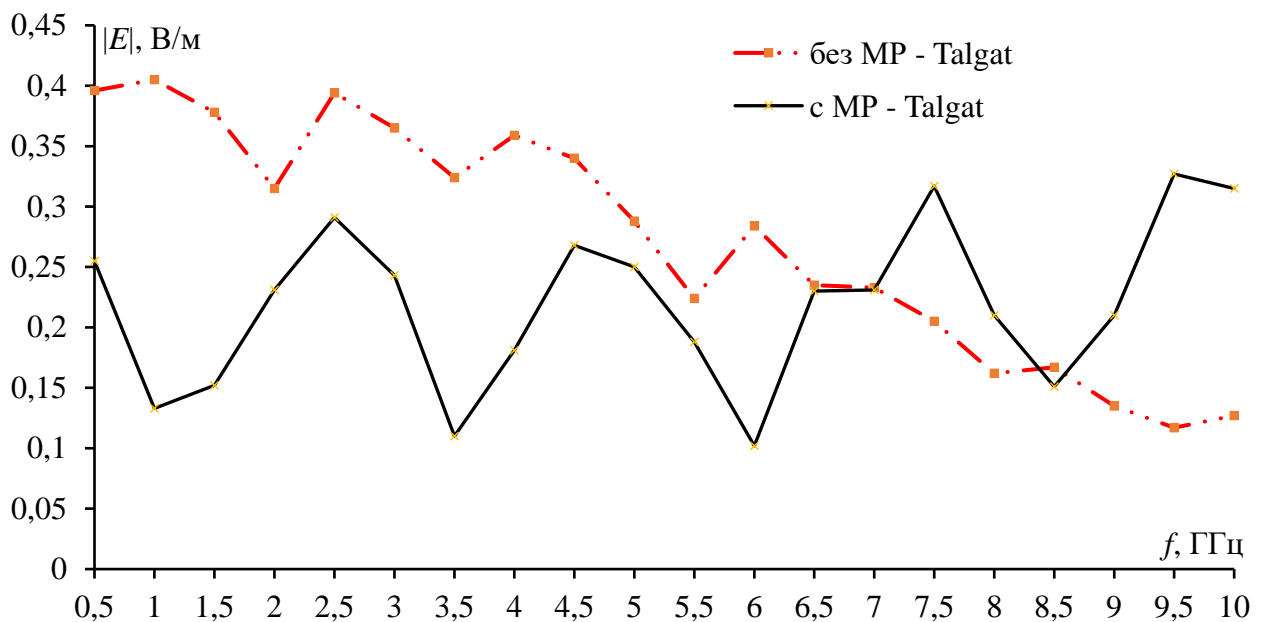
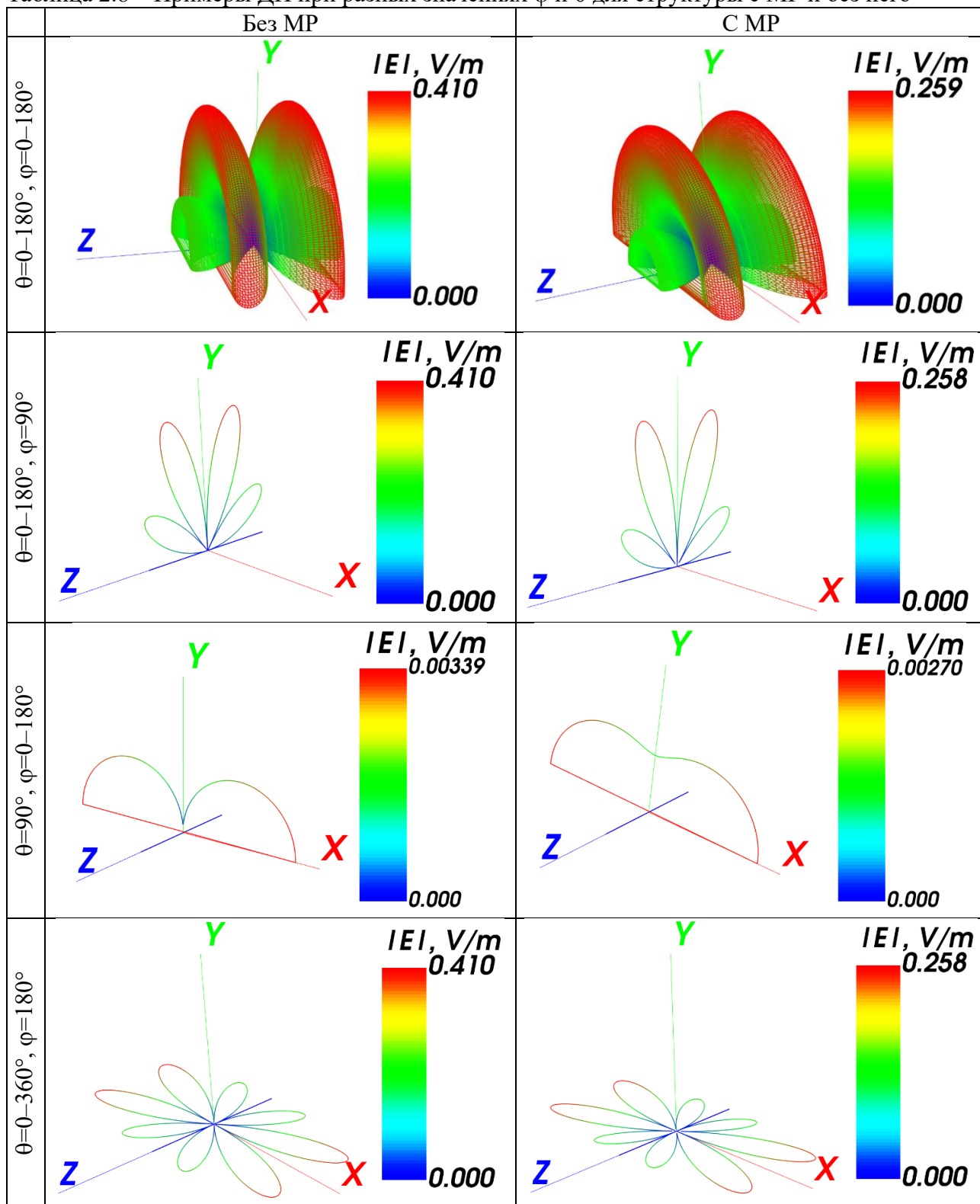


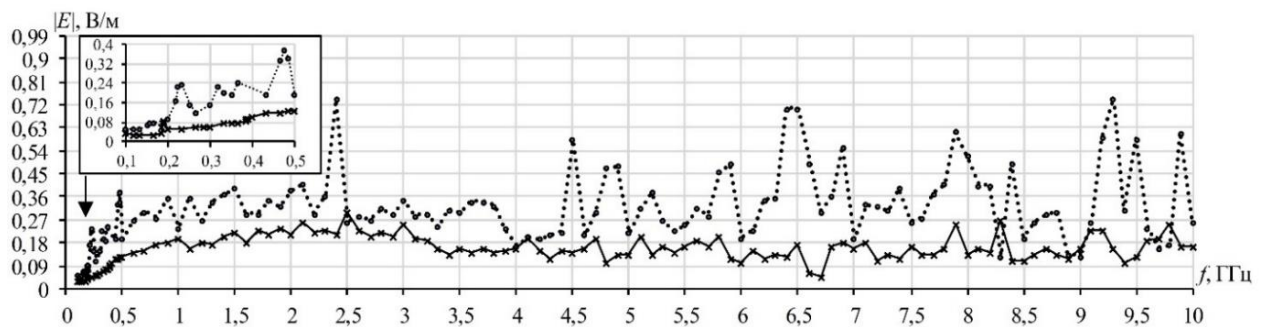
Рисунок 2.43 – Максимальные значения  $|E|$  для структуры с МР и без него



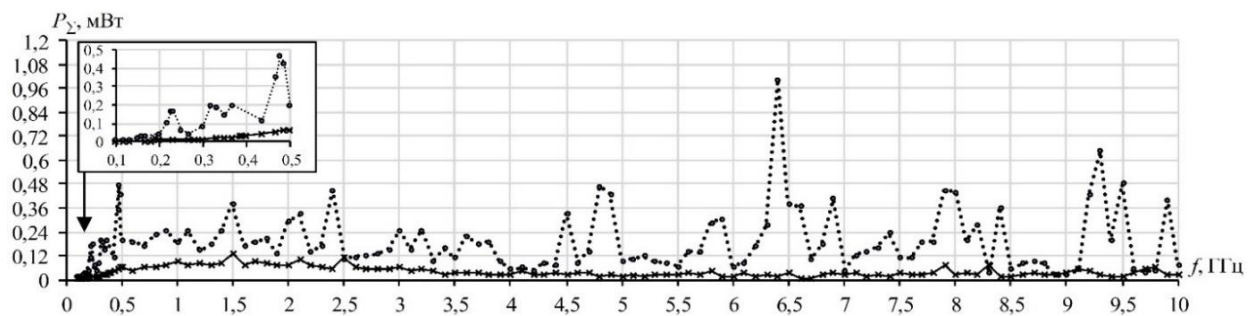
Таблица 2.8 – Примеры ДН при разных значениях  $\varphi$  и  $\theta$  для структуры с МР и без него

### 2.3.2 Оценка в системе EMPro

Далее моделировалась те же структуры, что на рисунке 2.41, но в системе EMPro, электродинамическим анализом на основе МКЭ. Это сделано для дальнейшей апробации предложенной модели. При моделировании частота менялась от 0,1 до 10 ГГц. Расстояние, на котором рассчитывалась напряженность электрического поля, выбрано равным 1 м. При построении трехмерной модели исследуемых структур каждый элемент разбивался на ячейки, минимальный размер которых составил 20 мкм. Моделирование проводилось без учета потерь в проводниках и диэлектрике. На рисунке 2.44 для обеих структур представлены максимальные (во всем диапазоне обоих углов) значения  $|E|$  и излучаемой мощности  $P_{\Sigma}$ . Из рисунка 2.44а видно, что при МР значение  $|E|$  уменьшилось практически во всем исследуемом частотном диапазоне. Так, наибольшее уменьшение (в 4,7 раза) наблюдается на частоте 9,3 ГГц. Из рисунка 2.44б также видно, что использование МР уменьшает излучаемую мощность. Наибольшее уменьшение (в 56 раз) наблюдается на частоте 6,4 ГГц.



а



б

Рисунок 2.44 – Частотные зависимости максимальных (во всем диапазоне обоих углов) значений  $|E|$  (а) и  $P_{\Sigma}$  (б) для структур с МР (—) и без него (⋯)

Получены ДН структур с МР и без него на частотах 0,5, 5 и 10 ГГц (рисунок 2.45). Видно, что использование МР уменьшает  $|E|$ . При этом уменьшение различно при разных значениях  $\theta$ . Поэтому на рисунке 2.46 приведены частотные зависимости  $|E|$  для обеих структур при  $\theta=0^\circ$ ,  $\theta=45^\circ$  и  $\theta=90^\circ$ . Для наглядности на рисунке 2.47 приведены ДН структур с МР и без него, полученные в EMPro на частоте 500 МГц. Здесь  $|E|$  с МР тоже уменьшается

(с 0,196 до 0,145 В/м). Видно, что максимальные значения  $|E|$  для структуры с МР меньше, чем без него, практически во всем частотном диапазоне. Однако на некоторых частотах наблюдается противоположный результат. Например, на 7,9 ГГц максимальное значение  $|E|$  при  $\theta=90^\circ$  для структуры с МР в 2 раза выше, чем без него.

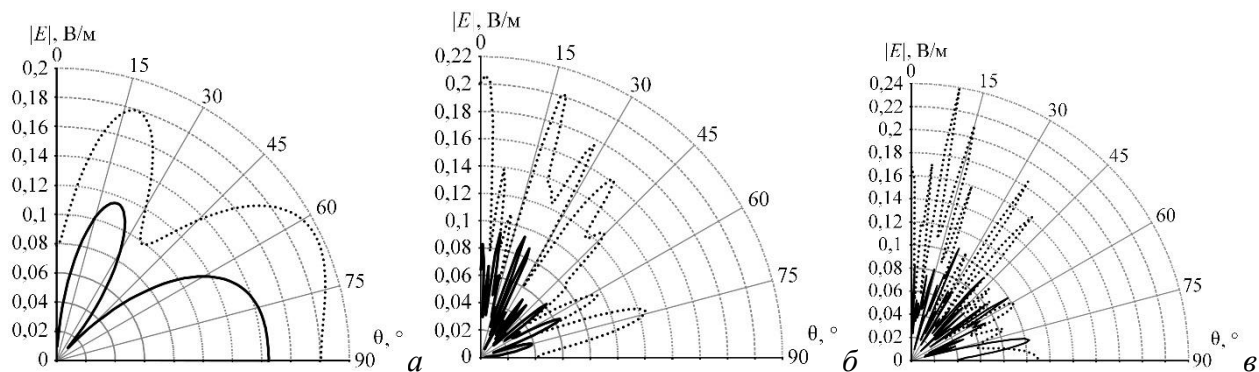
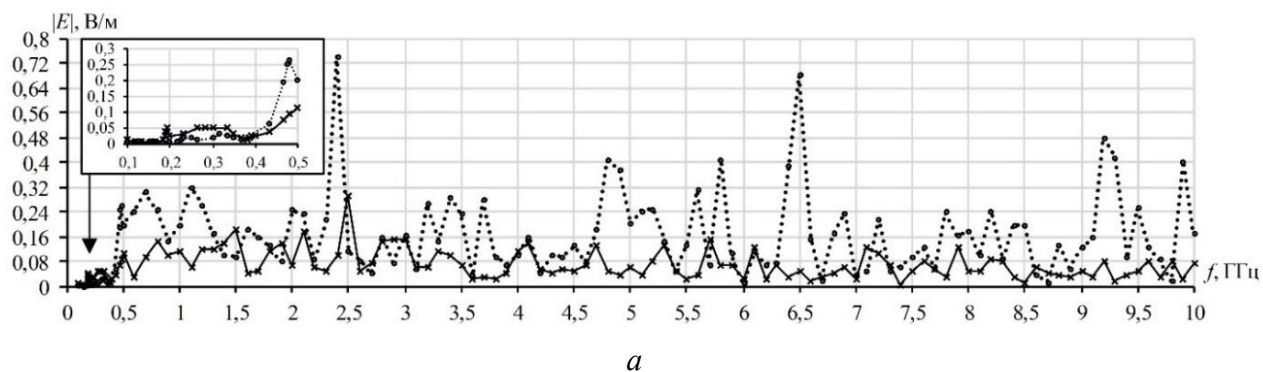
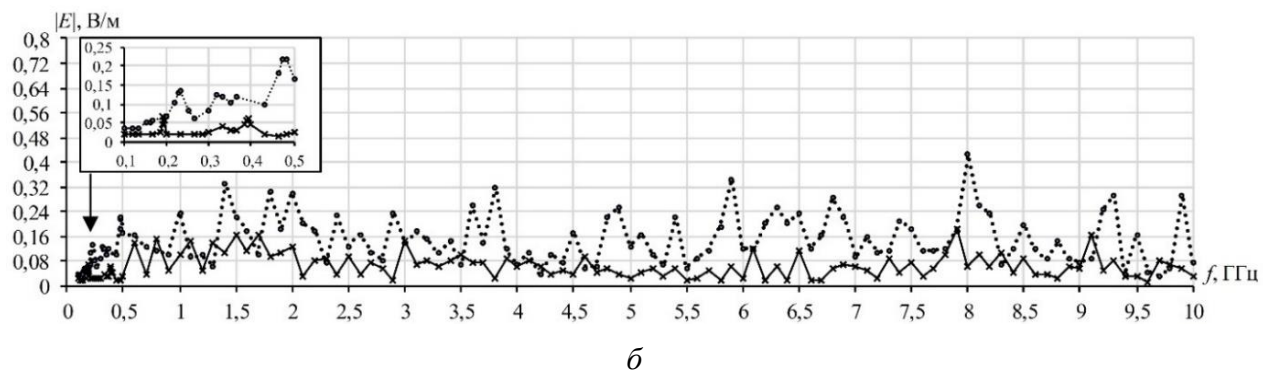


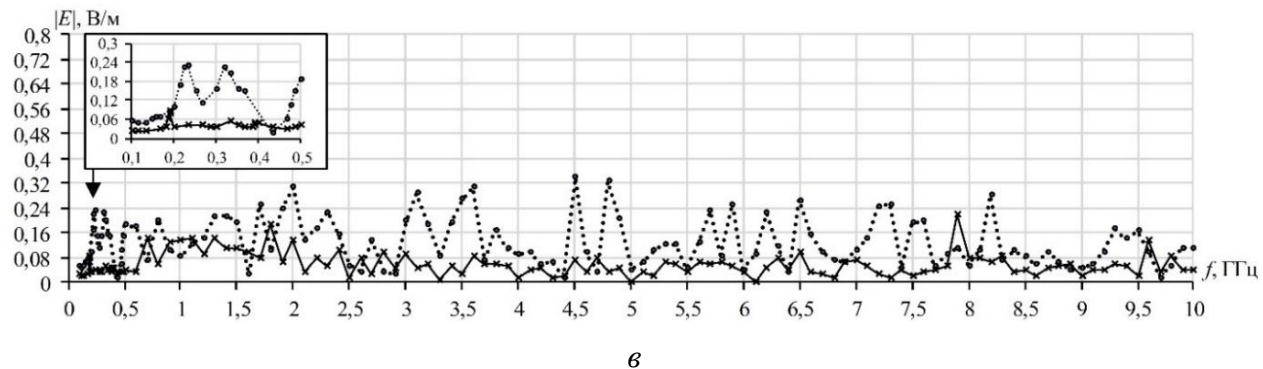
Рисунок 2.45 – ДН структур с МР (—) и без него (⋯) на частотах 0,5 (а), 5 (б) и 10 (в) ГГц



а



б



в

Рисунок 2.46 – Частотные зависимости максимальных (во всем диапазоне угла  $\varphi$ )  $|E|$  для структур с МР (—) и без него (⋯) при  $\theta=0^\circ$  (а),  $45^\circ$  (б),  $90^\circ$  (в)

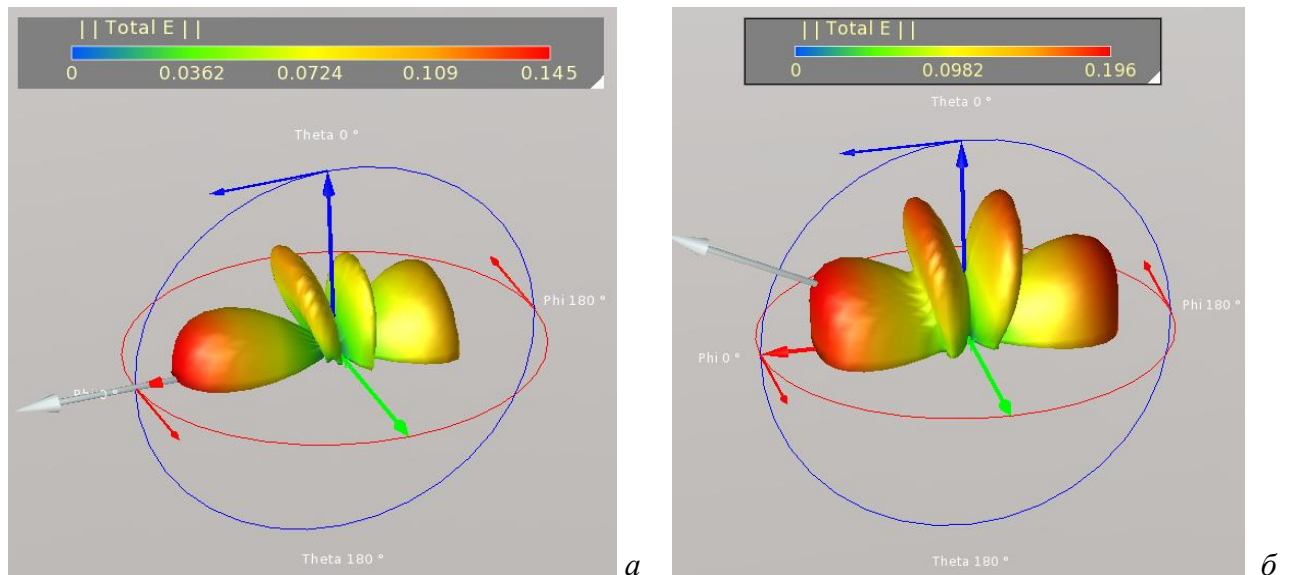


Рисунок 2.47 – ДН структур с МР (а) и без него (б), полученные в EMPro

В результате установлено, что МР уменьшает ИЭ резервируемой цепи в частотном диапазоне от 0,1 до 10 ГГц. Это происходит за счет электромагнитной связи между резервируемым и резервирующим проводниками в неоднородной диэлектрической среде. При гармонической помехе её амплитуда на определенных частотах может уменьшаться за счет того, что её четная и нечетная моды оказываются в противофазе. Поэтому токи, протекающие противофазно в этих проводниках, уменьшаются. Это приводит к уменьшению  $|E|$  в дальней зоне на определенных частотах. На этих частотах можно ожидать уменьшения ИЭ, а также восприимчивости к излучаемым электромагнитным воздействиям. Между тем есть частоты или направления, где  $|E|$  с МР выше, чем без него. Этот факт пока трудно объяснить однозначно, но он связан со сдвигом резонансов и перераспределением поля.

### 2.3.3 Сравнение оценок

Выполнены сравнения приведенных выше результатов. На рисунке 2.48 приведены максимальные  $|E|$  для структуры с МР и без него в зависимости от частоты в диапазоне от 0,5 до 10 с шагом 0,5 ГГц. Результаты показывают, что МР уменьшает ИЭ резервируемой цепи. Применение предложенной модели дает достаточно близкие  $|E|$ , по сравнению с электродинамическим анализом.

ДН структур с МР и без него на частотах 0,5, 5 и 10 ГГц при  $\theta=0-90^\circ$  приведены на рисунке 2.49. Согласованность результатов, с учетом различия методов и сегментации, можно считать приемлемой.

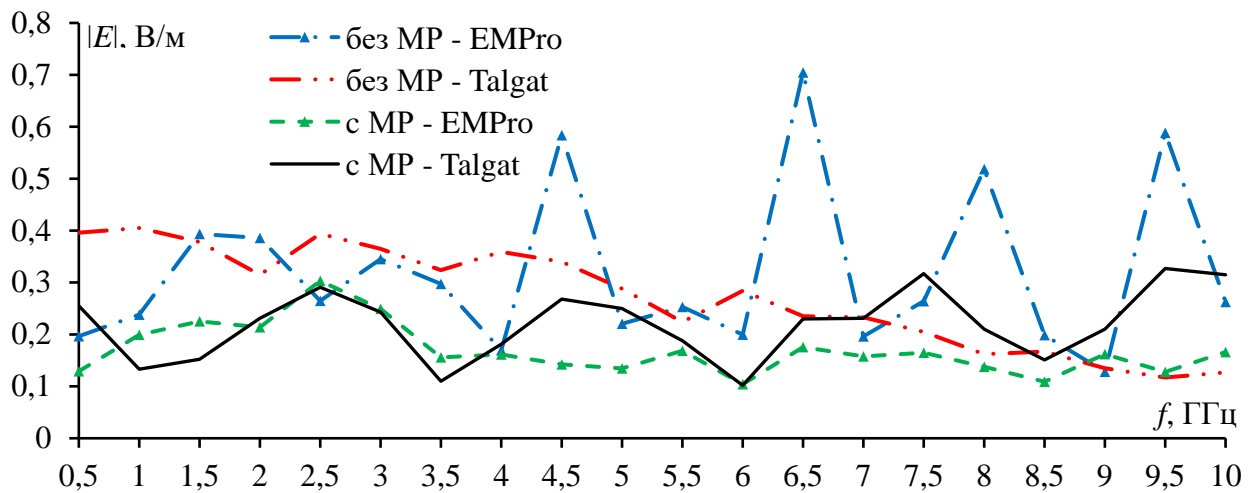


Рисунок 2.48 – Максимальные  $|E|$  для структур с МР и без него, в зависимости от частоты, полученные в TALGAT и EMPro

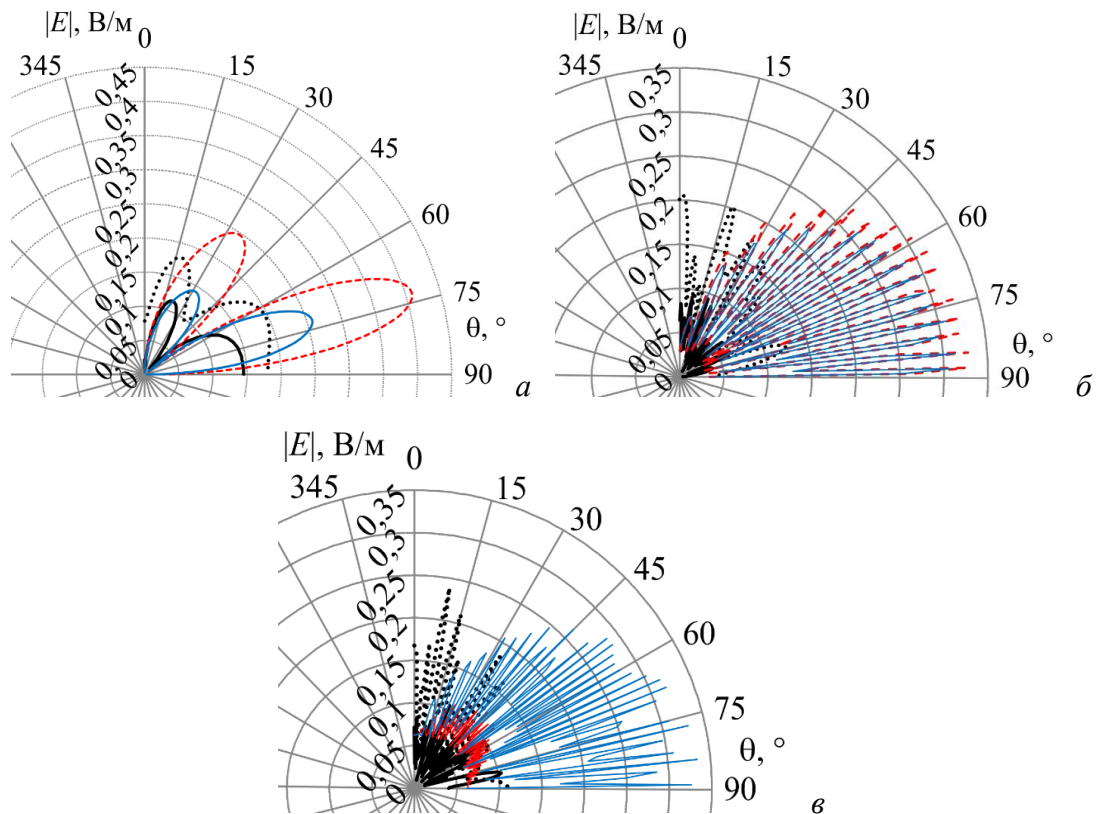


Рисунок 2.49 – ДН структур с МР (—) и без него (···) в EMPro, и с МР (—) и без него (···) в TALGAT, на частотах 0,5 (а), 5 (б) и 10 (в) ГГц

### 2.3.4 Основные результаты подраздела

Алгоритмическая математическая модель для оценки ИЭ от МПЛП с использованием квазистатического анализа опробована на одиночной и связанной МПЛ. Выполнено тестирование модели на оценке ИЭ от МПЛ с МР сравнением с результатами других методов. Применение модели дает достаточно близкие  $|E|$ , по сравнению с электродинамическим анализом. Выявлено, что МР уменьшает ИЭ от резервируемой цепи в широком диапазоне частот, но на некоторых частотах наблюдается противоположный результат. Уменьшение ИЭ

происходит за счет электромагнитной связи между резервируемым и резервирующим проводниками в неоднородной диэлектрической среде.

## 2.4 Основные результаты раздела

Разработана алгоритмическая математическая модель, полученная объединением квазистатической и электродинамической моделей. Она позволяет расчет отклика отрезка МПЛП на концах сегментов, на которые поделен этот отрезок, вычисление напряженности электрического поля от каждого сегмента как элементарного излучателя и в результате получение ДН через векторный потенциал в дальней зоне. На основе модели созданы программы для оценки ИЭ. Выполнено их широкое тестирование, показавшее приемлемую согласованность результатов.

Основные результаты заключаются в следующем:

1. Разработана алгоритмическая математическая модель для оценки ИЭ от связанных помехозащитных структур (в т.ч. от ПП с МР и витка МЛ), отличающаяся объединением квазистатической и электродинамической моделей и учётом тока в обратном проводнике.

1.1. Разработанная модель позволяет рассчитывать ИЭ от цепи с МР с использованием токов в проводниках цепи, полученных с помощью квазистатического анализа.

1.2. Результаты применения модели показали приемлемое совпадение распределения тока и ДН, полученных для простой тестовой структуры с помощью предложенной модели и электродинамического анализа.

1.3. Показано, что модель дает приемлемые результаты при сравнении с результатами других методов.

1.4. Доказано вычислительным экспериментом двумя подходами, что МР способно уменьшить не только кондуктивную эмиссию, но и излучаемую, во всем исследуемом диапазоне частот, за исключением резонансных частот.

1.5. Доказано вычислительным экспериментом двумя подходами, что виток МЛ способен уменьшить не только кондуктивную эмиссию, но и излучаемую, практически во всем исследуемом диапазоне частот, за исключением резонансных частот.

2. Показана возможность использования разработанной модели при решении задач ЭМС, в частности при моделировании ИЭ от ПП с МР или витка МЛ, поскольку она способна дать не только приемлемые результаты по сравнению с электродинамическим анализом, но и значительно снизить вычислительные затраты. Например, моделирование рассогласованной ЛП в системе TALGAT заняло менее 2 мин, а в системе EMPro – 30 мин.

### 3. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ ИЗЛУЧАЕМОЙ ЭМИССИИ ОТ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ

Здесь представлены оценки ИЭ от различных макетов с МР [198–210].

#### 3.1 Однократное модальное резервирование

##### 3.1.1 Макеты печатных плат с однократным модальным резервированием

Макеты измерительных ПП содержат одиночную МПЛ (рисунок 3.1*а*) и связанные МПЛ, имеющие различные граничные условия (согласованная с двух сторон на 50 Ом (рисунок 3.1*б*), с одной из сторон КЗ (рисунок 3.1*в*) и ХХ (рисунок 3.1*г*)) на концах пассивного проводника.

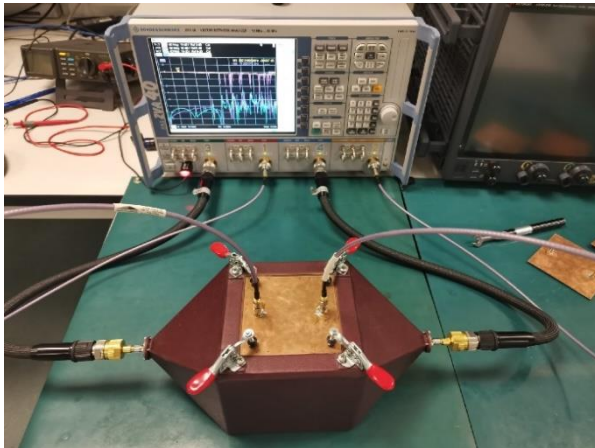


Рисунок 3.1 – Макеты измерительных ПП: одиночная МПЛ (*а*) и связанная МПЛ, имеющая различные граничные условия (согласованная на 50 Ом (*б*), с одной из сторон КЗ (*в*) и ХХ (*г*)) на концах пассивного проводника

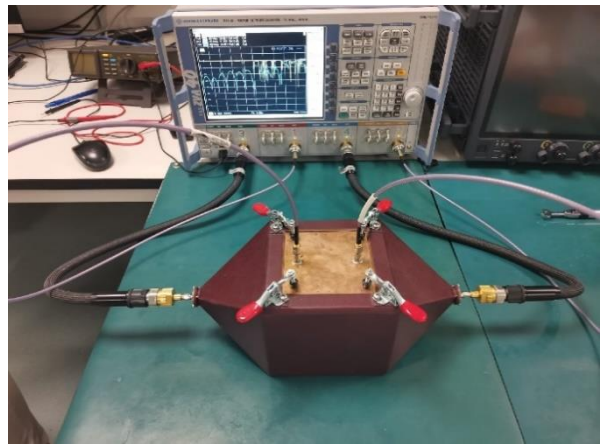
#### 3.1.2 Измерения излучаемой эмиссии от макетов при комнатной температуре в классической ТЕМ-камере

Сначала выполнены экспериментальные исследования в частотной области при комнатной температуре, на основе измерения  $S$ -параметров с помощью ВАЦ Rohde&Sc R&S ZVA 40 (4 порта). ВАЦ соединялся с SMA-соединителями измерительными кабелями Cascade microtech (124-084-B) и RF Cable Assemblies 40GHz 25"Lng VNA Conn Ends 2.92 mm (FD0BS0HR025.0). Порты ВАЦ 1 и 2 подключились к входу и выходу ПП, а 3 и 4 – к входу

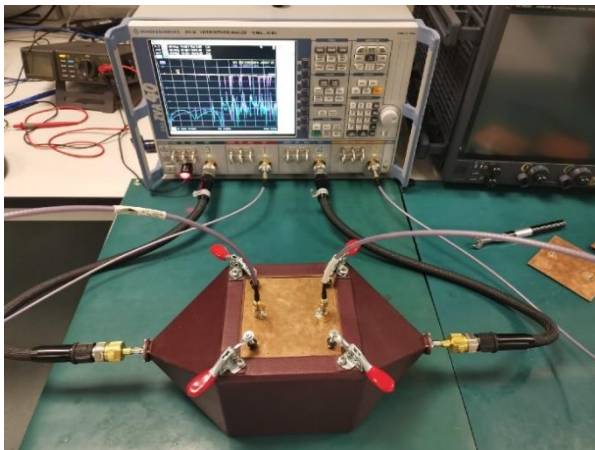
и выходе ЦП камеры (рисунок 3.2). При измерениях, ВАЦ использовался в качестве измерителя и генератора с выходной мощностью 0 дБм.



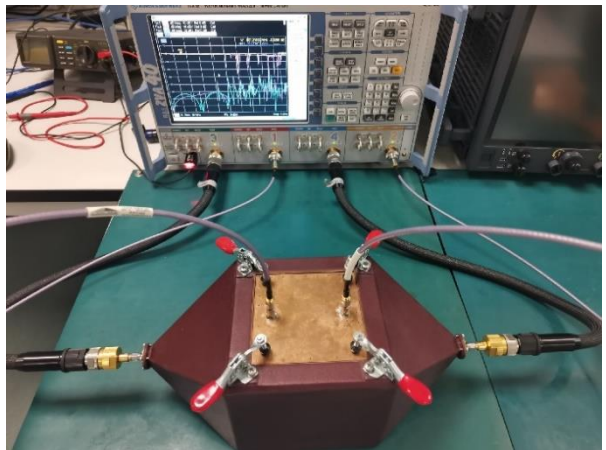
а



б



в



г

Рисунок 3.2 – ВАЦ R&S ZVA 40 (а), подсоединение его портов к входу и выходу ЦП классической ТЕМ-камеры (порты 3 и 4) и к ПП с МР (б), с МР с отказом КЗ (в), с МР с отказом ХХ (г) (порты 1 и 2)

Частотные зависимости напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП в классической ТЕМ-камере для ПП с МР и без него представлены вместе на рисунке 3.3. Аналогичные результаты для МР с отказами в виде КЗ и ХХ представлены вместе с результатами для всех макетов на рисунке 3.4. Из рисунка 3.3 видно, что, в общем, амплитуды напряжения на входе и выходе ЦП ТЕМ-камеры от ПП с МР меньше, чем без МР, почти во всем диапазоне частот. Уменьшение составляет 10–20% и даже выше на некоторых частотах. Однако на определенных частотах амплитуда с МР выше, но всего на 4%. Это объясняется сдвигом резонансов. Острые выбросы амплитуды появились из-за щели между ПП и ТЕМ-камерой, поэтому разумно не учитывать их влияние. На частотах до 0,4 ГГц амплитуды близки, но оценить их разницу сложно, так как они резко изменяются при малом шаге по частоте. Можно полагать, что МР способно уменьшить ИЭ в исследуемом диапазоне частот при комнатной температуре.



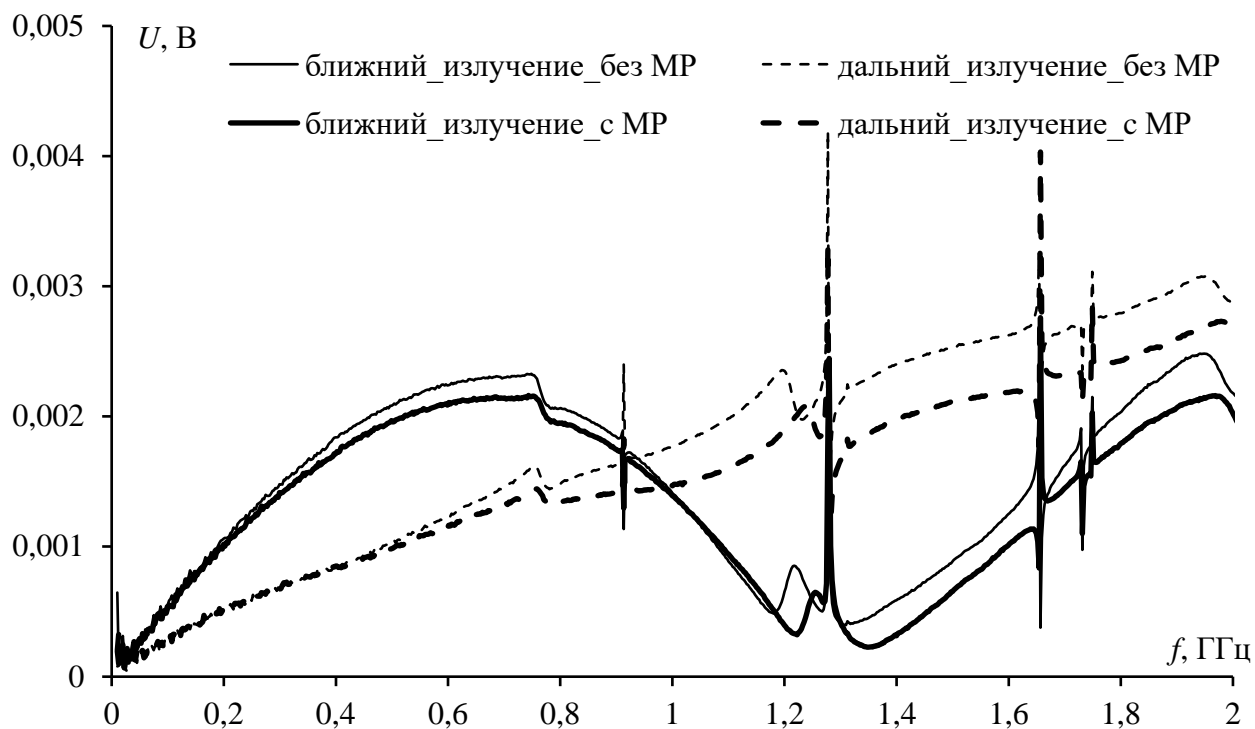


Рисунок 3.3 – Частотные зависимости напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП в классической TEM-камере для ПП с МР и без него

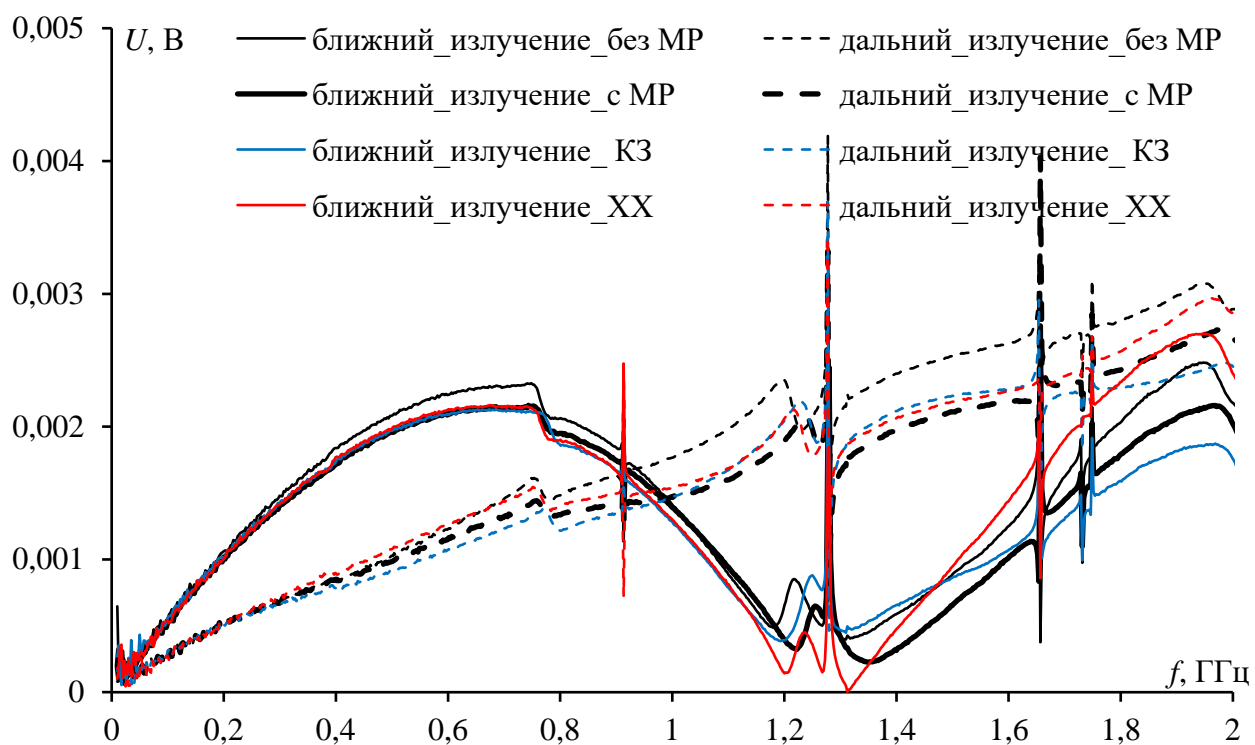


Рисунок 3.4 – Частотные зависимости напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП в классической TEM-камере для всех макетов

Примечательно поведение зависимостей при МР с отказами КЗ и ХХ на рисунке 3.4. Также сложно оценить их разницу на частотах до 0,4 ГГц. До первого резонанса примерно на частоте 1,2 ГГц, амплитуда напряжения на выходе ЦП при отказе ХХ больше, чем при КЗ. Обратное отмечается на частотах до 1,49 ГГц, после которых отражения на конце линии

увеличивают напряжения на входе и выходе ЦП камеры. В целом, отражения на концах линии при отказе ХХ больше, чем при КЗ, что приводит к увеличению уровня ИЭ, почти на всех частотах, кроме резонансных и очень низких. Это также видно из рисунка 3.4. Так, на входе ЦП результаты до первой резонансной частоты (1,2 ГГц) очень близки, а далее на резонансной частоте происходят резкие изменения из-за стремления уровня к нулю. В диапазоне 1,3–1,7 ГГц уровни на входе ЦП при КЗ выше на 80%, чем до отказа, а до 2 ГГц – меньше на 20%. При ХХ, уровни на входе ЦП камеры выше на 40%, чем до отказа в диапазоне 1,3–2 ГГц. На выходе ЦП, на частотах до 0,9 ГГц, уровни при КЗ и ХХ меньше, чем до отказа, но это уменьшение снижается от 100 до 0% с ростом частоты. На частотах выше 0,9 ГГц уровни при КЗ и ХХ становятся выше, чем до отказа и даже чем на входе ЦП при этих отказах. Разница при ХХ больше, чем при КЗ, при котором отражение с обратным знаком и уровни меньше. Таким образом, можно заключить, что на низких частотах отказы почти не влияют на уровень ИЭ, на высоких частотах он становится выше при ХХ, даже чем без МР, и ниже при КЗ, даже чем до отказа.

### 3.1.3 Измерения излучаемой эмиссии от макетов при комнатной температуре в мини-ТЕМ-камере

Порты ВАЦ 1 и 2 подключились к входу и выходу ПП, а 3 и 4 – к входу и выходу ЦП мини-ТЕМ-камеры (рисунок 3.5). Частотные зависимости напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП в мини-ТЕМ-камере для ПП с МР и без него представлены на рисунке 3.6. Аналогичные результаты для МР с отказами в виде КЗ и ХХ представлены вместе с результатами для всех макетов на рисунке 3.7.

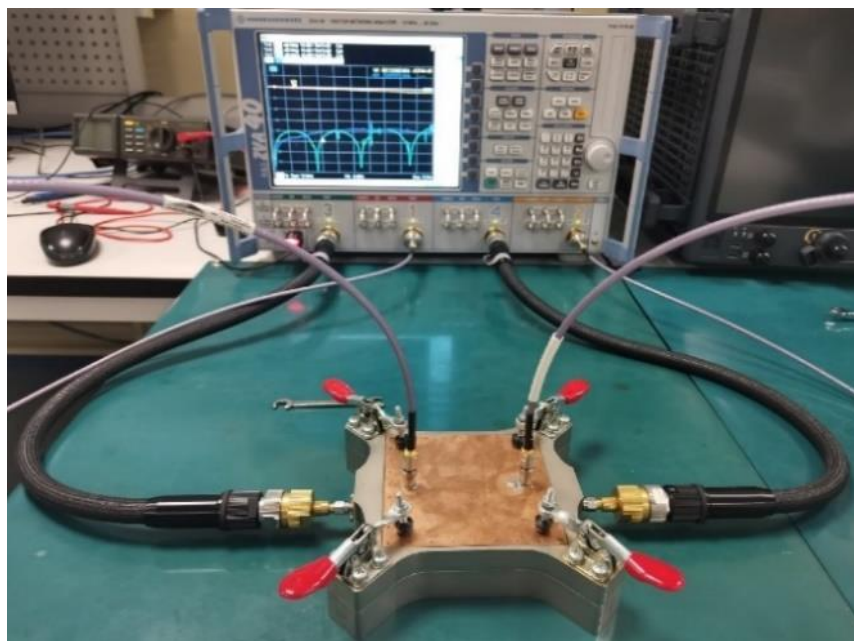


Рисунок 3.5 – Подсоединение портов ВАЦ к входу и выходу ЦП мини-ТЕМ-камеры (порты 3 и 4) и к ПП (порты 1 и 2)

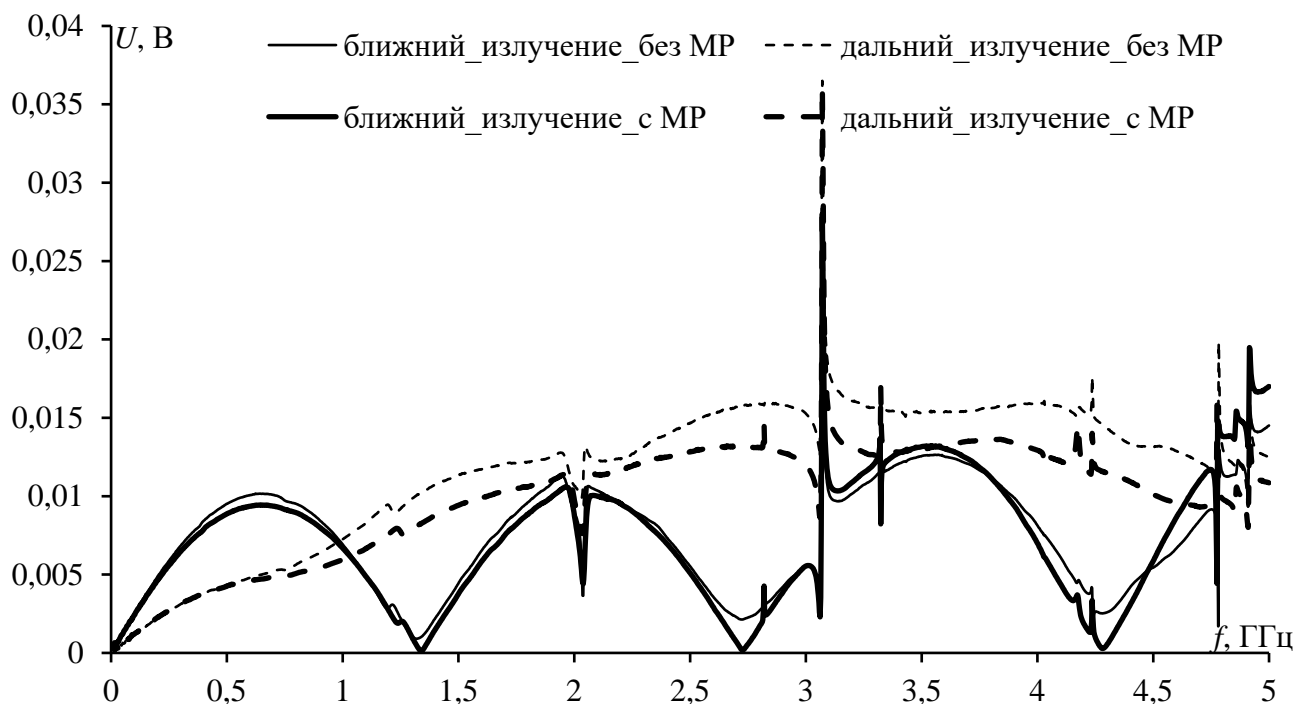


Рисунок 3.6 – Частотные зависимости напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП в мини-ТЕМ-камере для ПП с МР и без него

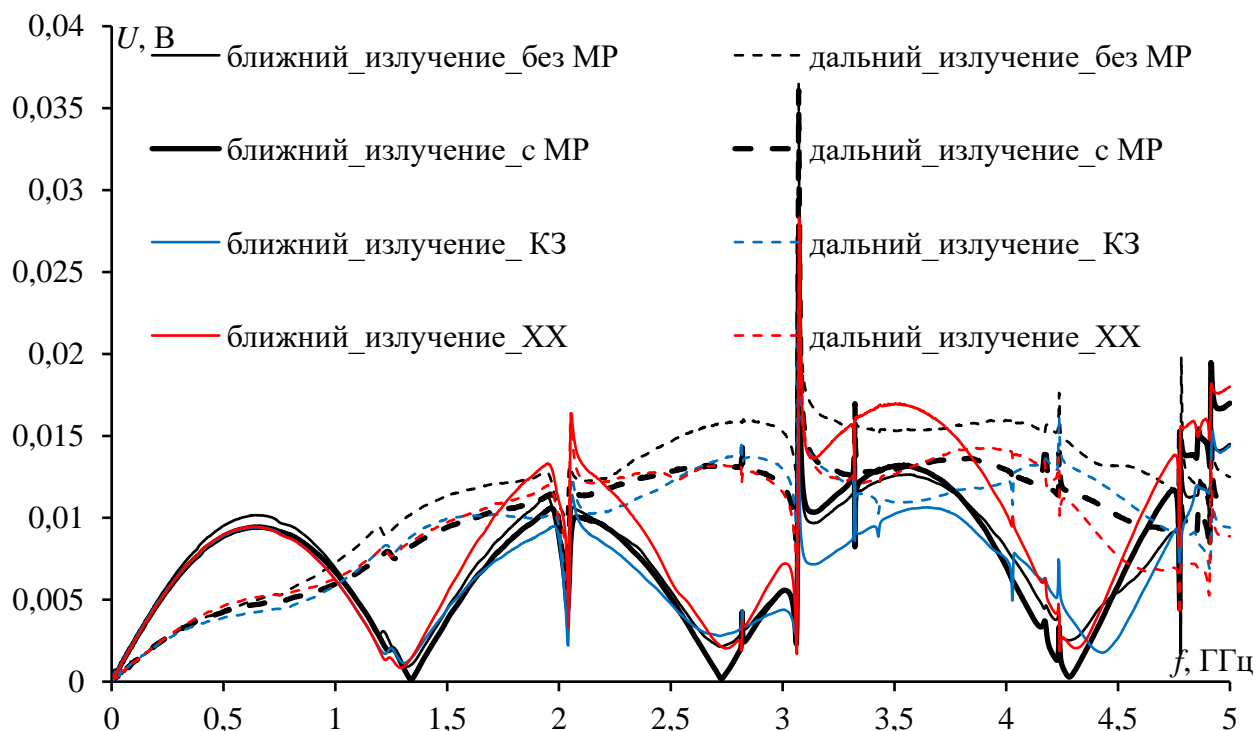


Рисунок 3.7 – Частотные зависимости напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП в мини-ТЕМ-камере для всех макетов

Полученные в данном разделе результаты согласуются с полученными в подразделе 3.1.2. Это заметно на рисунке 3.6, из которого также видно, что амплитуды напряжения на входе и выходе ЦП ТЕМ-камеры от ПП с МР, меньше в общем, чем без МР, почти во всем исследуемом диапазоне частот. Уменьшение составляет 20% и даже выше на некоторых частотах. Однако на входе ЦП камеры в диапазоне 3–3,8 ГГц и выше 4,5 ГГц

амплитуда с МР выше. Это объясняется сдвигом в резонансах. Аналогично, целесообразно не учитывать скачки из-за щели между ПП и ТЕМ-камерой. На низких частотах (до 0,4 ГГц) также заметно, что амплитуды очень близки и резко изменяются при малом шаге по частоте. В целом, можно полагать, что МР способно уменьшить ИЭ при комнатной температуре в расширенном диапазоне частот до 5 ГГц.

Из полученных результатов (ранее в подразделе 3.1.2 и в данном разделе на рисунке 3.7) можно, в целом, сделать вывод что, с ростом частоты значения напряжения на входе и выходе ЦП камеры для ПП с МР с отказом КЗ уменьшаются в среднем на 20%, а ХХ – увеличиваются в среднем на 25%. В результате уровень ИЭ от ПП с МР с отказом КЗ уменьшается и становится даже меньше, чем от ПП с МР (рисунок 3.7), со сдвигом в резонансах более выраженным, чем при отказе ХХ.

### 3.1.4 Измерение частотных зависимостей $S$ -параметров макетов при изменении температуры

Экспериментальные исследования в частотной области выполнены при изменении температуры от минус 50 до 150°C, на основе измерения  $S$ -параметров с помощью ВАЦ R&S ZVA 40 (2 порта), при размещении макетов ПП с МР и без него и ПП с МР и с отказами КЗ и ХХ в климатической (испытательной) камере тепла-холода ESPEC SU-262. ВАЦ соединялся с SMA соединителями измерительными кабелями Rohde Schwarz ZVZ195 и Semflex 60637 (рисунок 3.8).

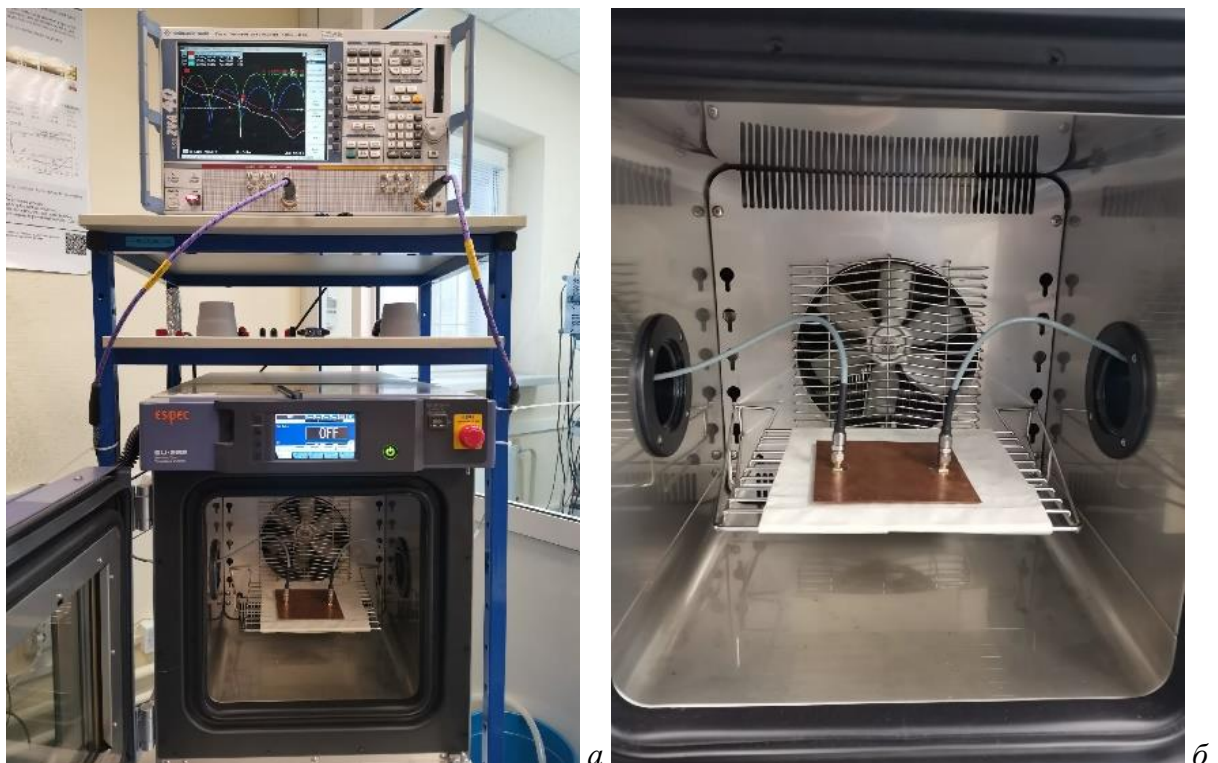


Рисунок 3.8 – ВАЦ R&S ZVA 40 (2 порта) и климатическая камера (а), подключение портов ВАЦ к входу и выходу трассы ПП (б)

Частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  для ПП без МР при температуре  $23^{\circ}\text{C}$ , минус  $50^{\circ}\text{C}$  и  $150^{\circ}\text{C}$  в климатической камере представлены на рисунках 3.9 и 3.10. Из них видно, что коэффициенты отражения ПП уменьшаются с увеличением температуры и увеличиваются с ее уменьшением по сравнению с результатами, полученными при комнатной температуре. Например, максимальное отклонение  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  от комнатной температуры составило 1,75 дБ (разница растет с ростом частоты), а от минус 50 до  $150^{\circ}\text{C}$  – 3 дБ, тогда как для  $|S_{22}|$  и  $|S_{11}|$  – 10 дБ и выше 15 дБ. На низкой температуре заметен сдвиг в резонансах в сторону высоких частот с уменьшением значений  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  и увеличением  $|S_{22}|$  и  $|S_{11}|$ . При высокой температуре, сдвиг в резонансах наблюдается в сторону низких частот с уменьшением значений  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  и увеличением  $|S_{22}|$  и  $|S_{11}|$ . Это объясняется изменением характеристик ЛП с изменением температуры, за счет изменения  $\epsilon_r$  и геометрических параметров линии.

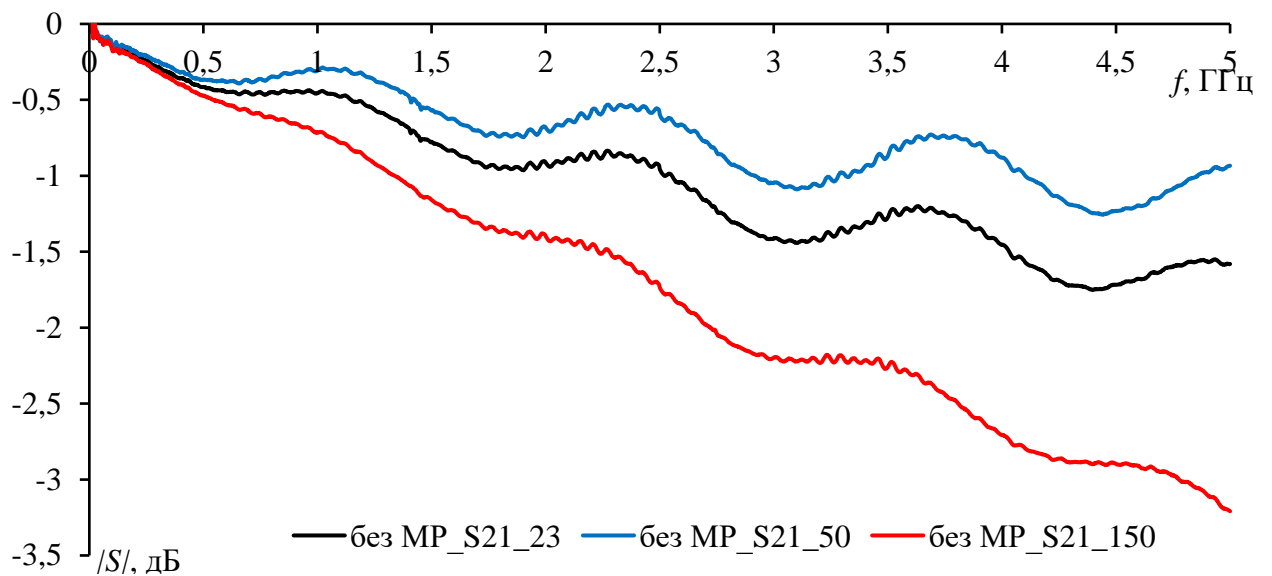


Рисунок 3.9 – Частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП без МР при разных температурах

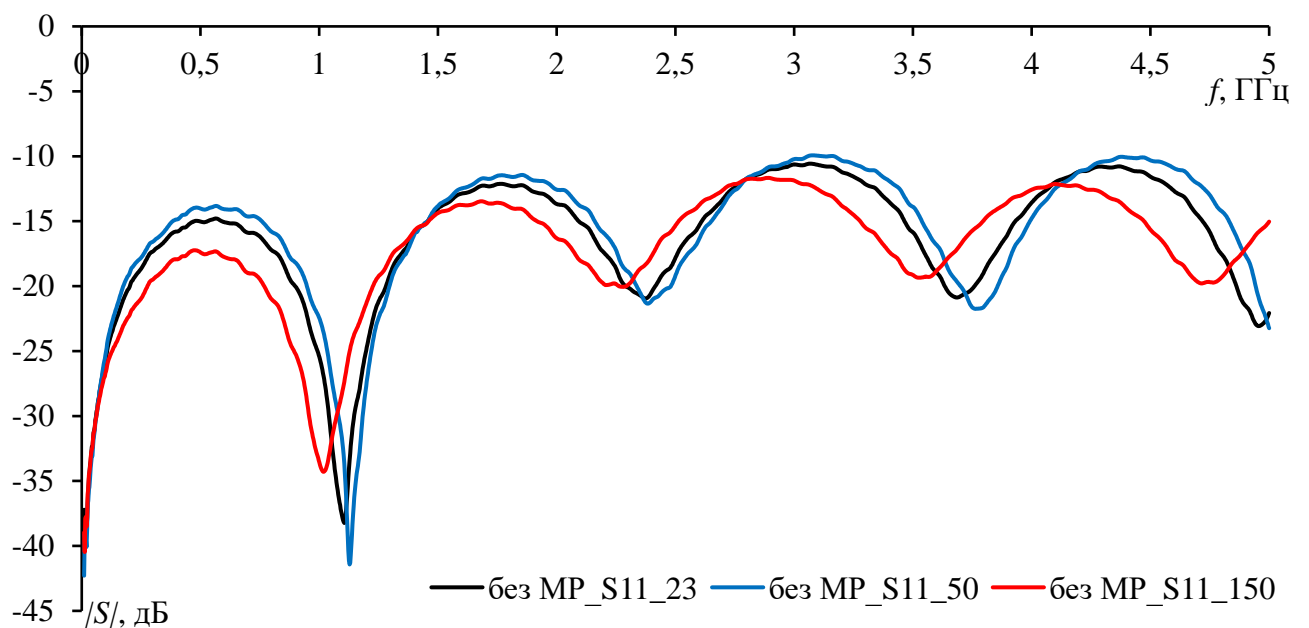


Рисунок 3.10 – Частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП без МР при разных температурах

Частотные зависимости  $S$ -параметров для ПП с МР в климатической камере при разных температурах представлены на рисунках 3.11 и 3.12. Из рисунков видно, что для ПП с МР можно сделать такие же выводы, что и для ПП без МР. Разница в значениях  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  увеличивается с ростом частоты до 0,2 дБ при низких температурах от комнатной температуры, и до 0,5 дБ – при высоких. Разница в значениях  $|S_{11}|$  значительно увеличивается на резонансных частотах, достигая 20 дБ на низких частотах и 15 дБ – на высоких. Разница в значениях  $|S_{22}|$  больше на 5 дБ, чем для  $|S_{11}|$ . Однако эти большие различия отрицательных значений в децибелах являются различиями малых чисел.

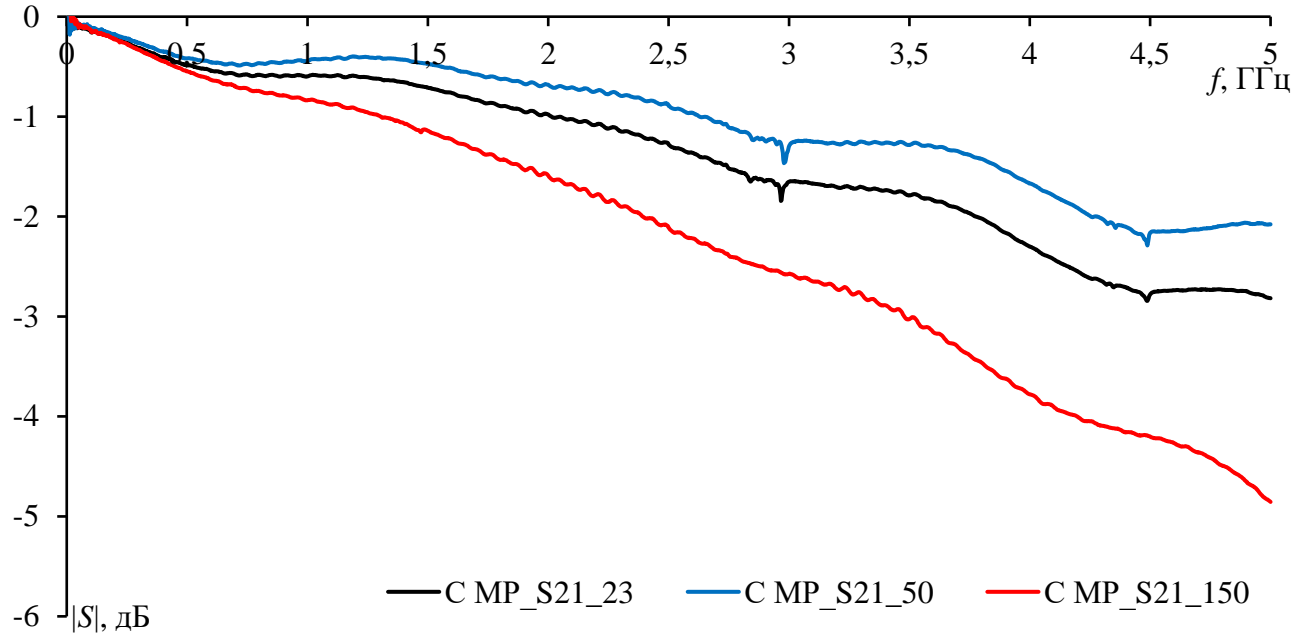


Рисунок 3.11 – Частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП с МР при разных температурах

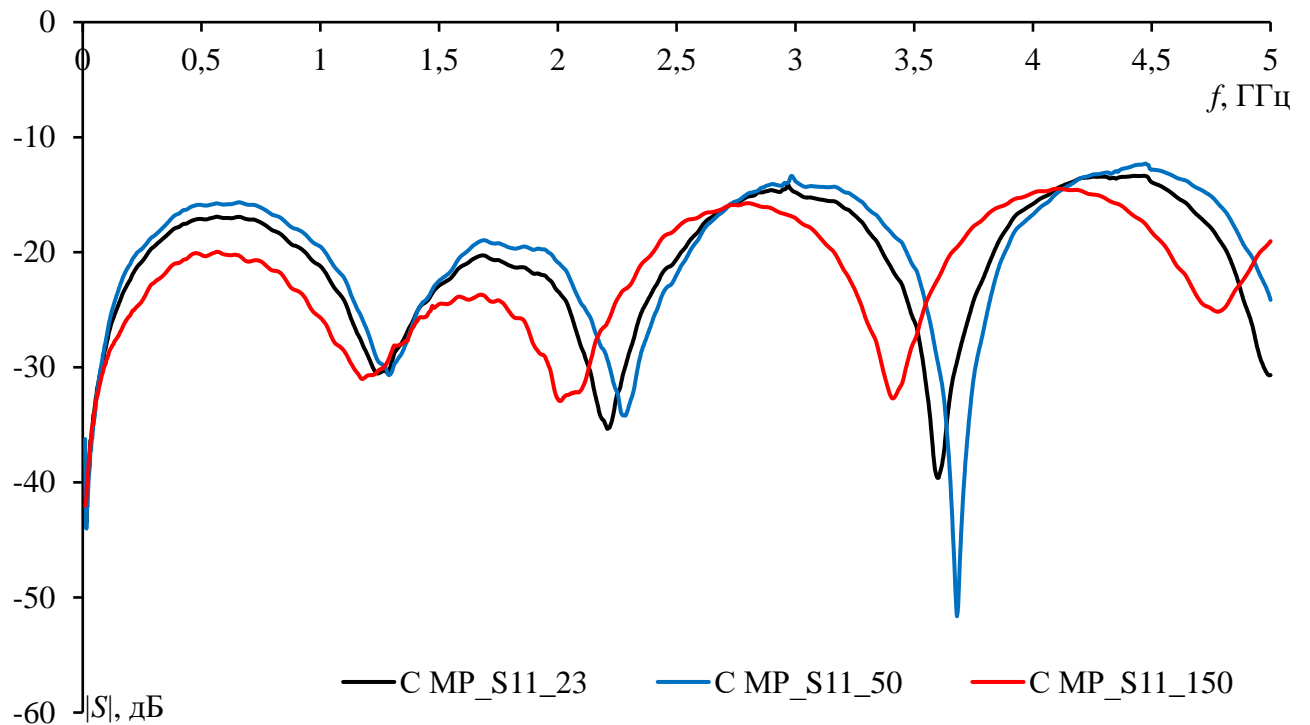


Рисунок 3.12 – Частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР при разных температурах

Частотные зависимости  $S$ -параметров для ПП с МР с отказом в виде КЗ при разных температурах в климатической камере сравнены с результатами для ПП с МР до отказа на рисунках 3.13 и 3.14.

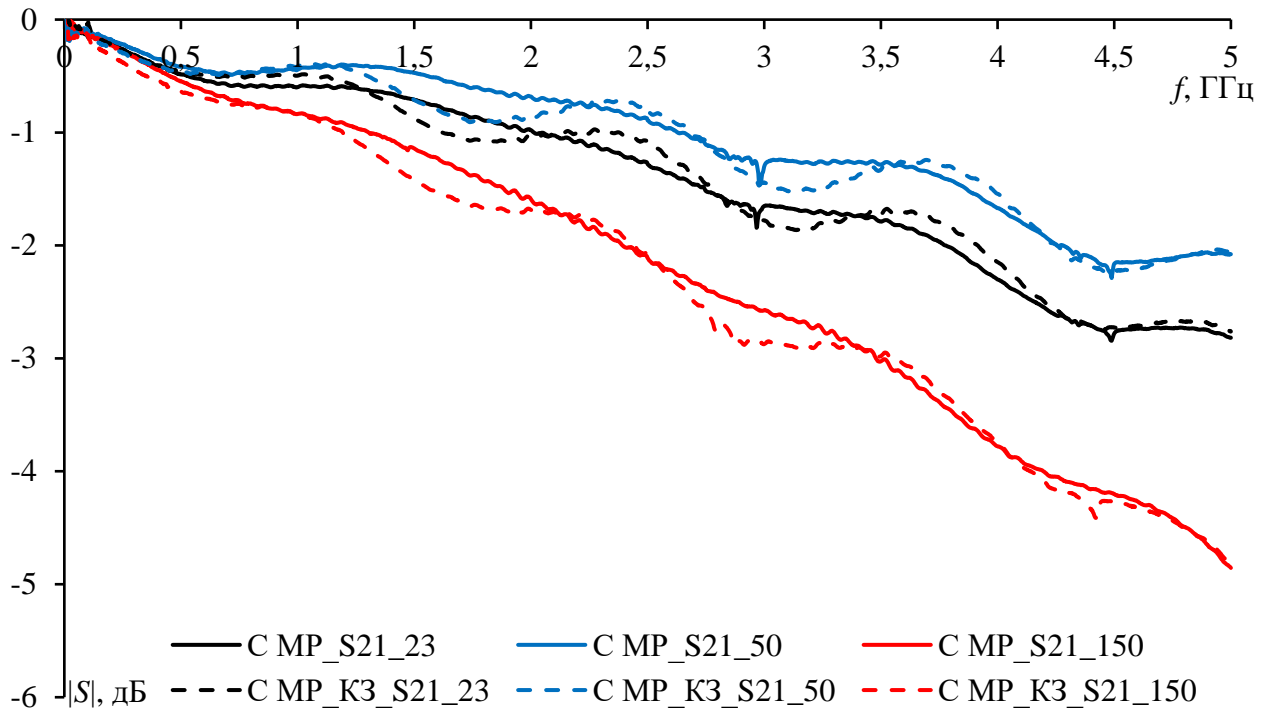


Рисунок 3.13 – Частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом КЗ при разных температурах

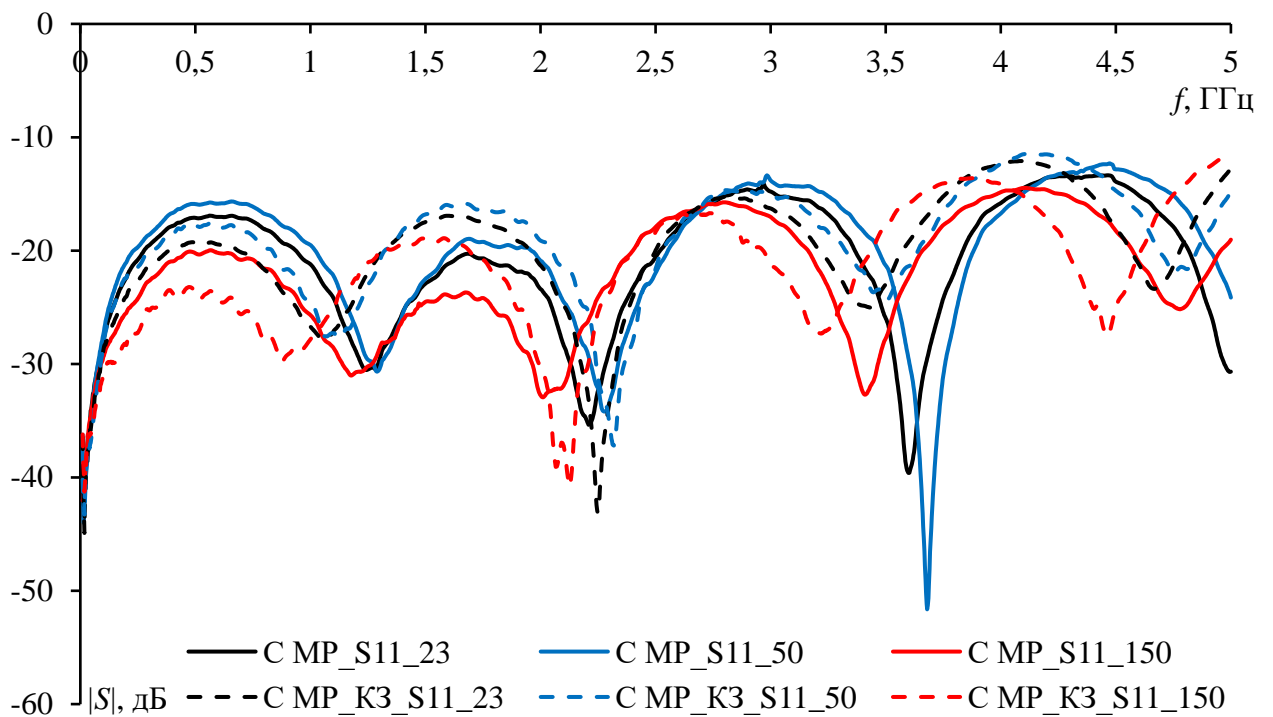


Рисунок 3.14 – Частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом КЗ при разных температурах

Из рисунков следует, что полученные значения  $S$ -параметров для ПП с МР с отказом КЗ, отличаются максимум на 0,5 дБ от значений для ПП с МР и наблюдается сдвиг в резонансах

до 0,4 ГГц в сторону низких частот из-за отражения на концах линии, что увеличивает расхождения между ними вблизи резонансных частот. Более того, различия в значениях  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом КЗ от комнатной температуры, уменьшаются при низких температурах максимум на 0,2 дБ и на 0,4 – на высоких. Различия в значениях  $|S_{11}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом КЗ от комнатной температуры, различаются на 20 дБ при низких температурах, и на 10 дБ – при высоких. Разница в значениях  $|S_{22}|$  меньше на 5 дБ, чем для  $|S_{11}|$ .

Частотные зависимости  $S$ -параметров для ПП с МР с отказом в виде ХХ при разных температурах в климатической камере сравнены с результатами для ПП с МР до отказа на рисунках 3.15 и 3.16.

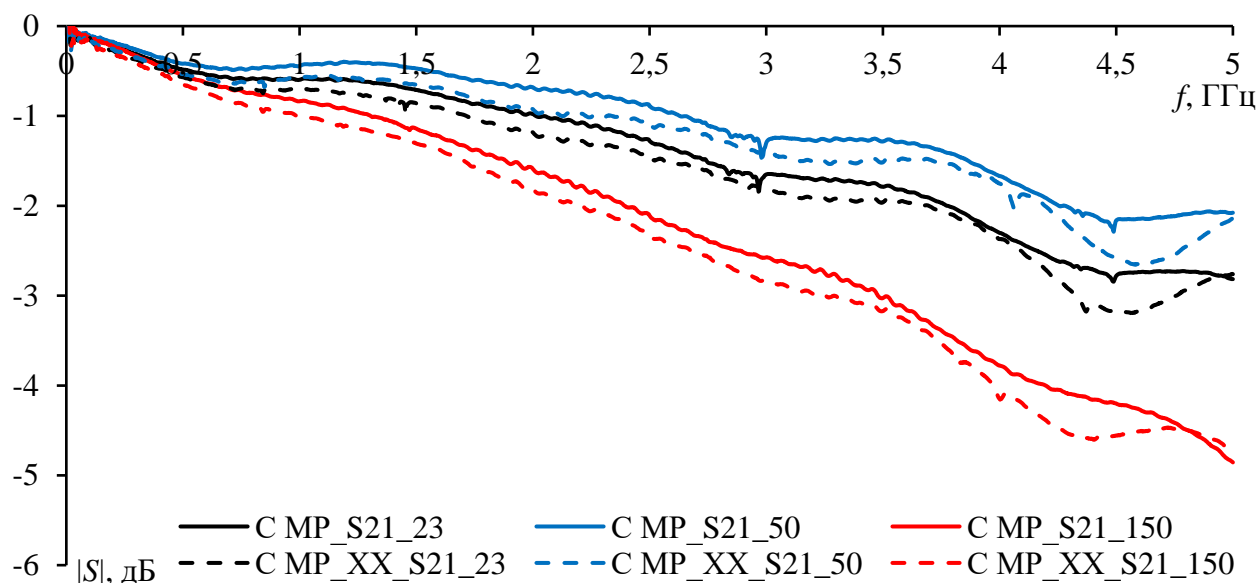


Рисунок 3.15 – Частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом ХХ при разных температурах

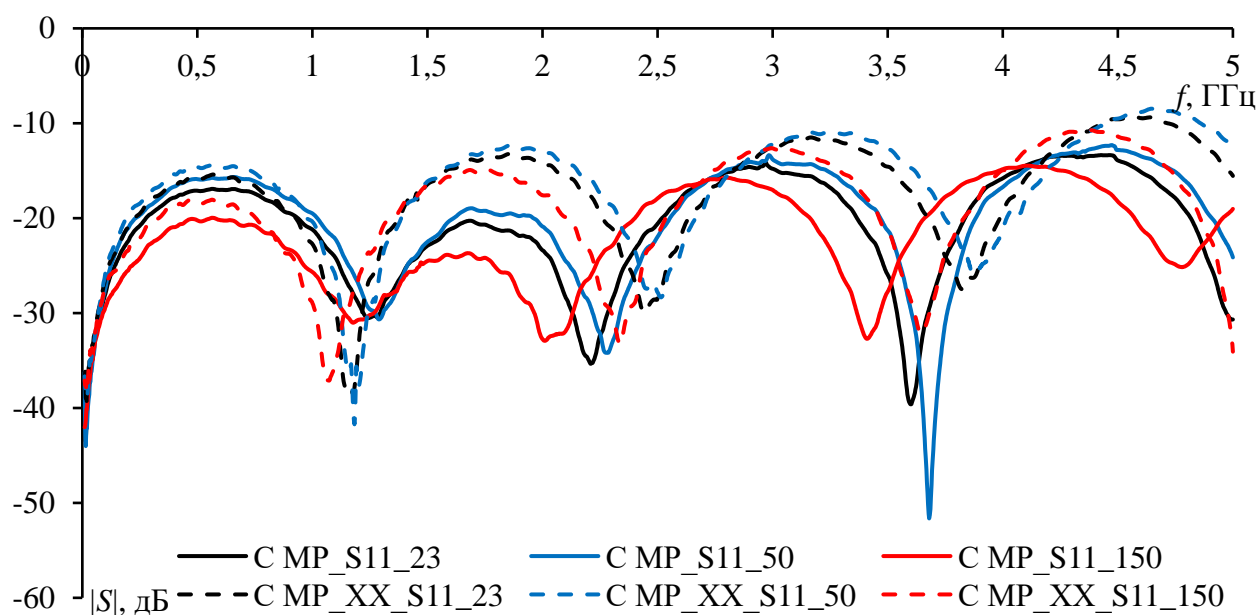


Рисунок 3.16 – Частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом ХХ при разных температурах



Из рисунков следует, что полученные значения  $S$ -параметров для ПП с МР с отказом ХХ отличаются максимум на 0,5 дБ от значений для ПП с МР и наблюдается сдвиг в резонансах до 0,4 ГГц в сторону высоких частот из-за отражения на концах линии, что увеличивает расхождения между ними вблизи резонансных частот. Более того, разницы в значениях  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом ХХ от комнатной температуры, уменьшаются (кроме частот выше 4,5 ГГц) при низких температурах максимум на 0,2 дБ и на 0,4 – на высоких. Разницы в значениях  $|S_{11}|$  для ПП с МР и ПП с МР с отказом ХХ от комнатной температуры, различаются на 20 дБ при низких температурах, и на 10 дБ – при высоких. Разница в значениях  $|S_{22}|$  меньше на 5 дБ, чем для  $|S_{11}|$ .

В целом, все  $S$ -параметры макетов уменьшаются с увеличением температуры и увеличиваются с её уменьшением по сравнению с результатами, полученными при комнатной температуре, во всем диапазоне частот, кроме резонансных.

### 3.1.5 Измерения излучаемой эмиссии от макетов при изменении температуры

Экспериментальные исследования в частотной области выполнены при изменении температуры от минус 50 до 150°C, на основе измерения  $S$ -параметров с помощью ВАЦ R&S ZVA 40 (2 порта), при размещении макетов ПП с МР и без него и ПП с МР и с отказами КЗ и ХХ, вместе с мини-ТЕМ-камерой, в климатической (испытательной) камере тепла-холода ESPEC SU-262. ВАЦ также соединялся с SMA соединителями измерительными кабелями Rohde Schwarz ZVZ195 и Semflex 60637 (рисунок 3.17).

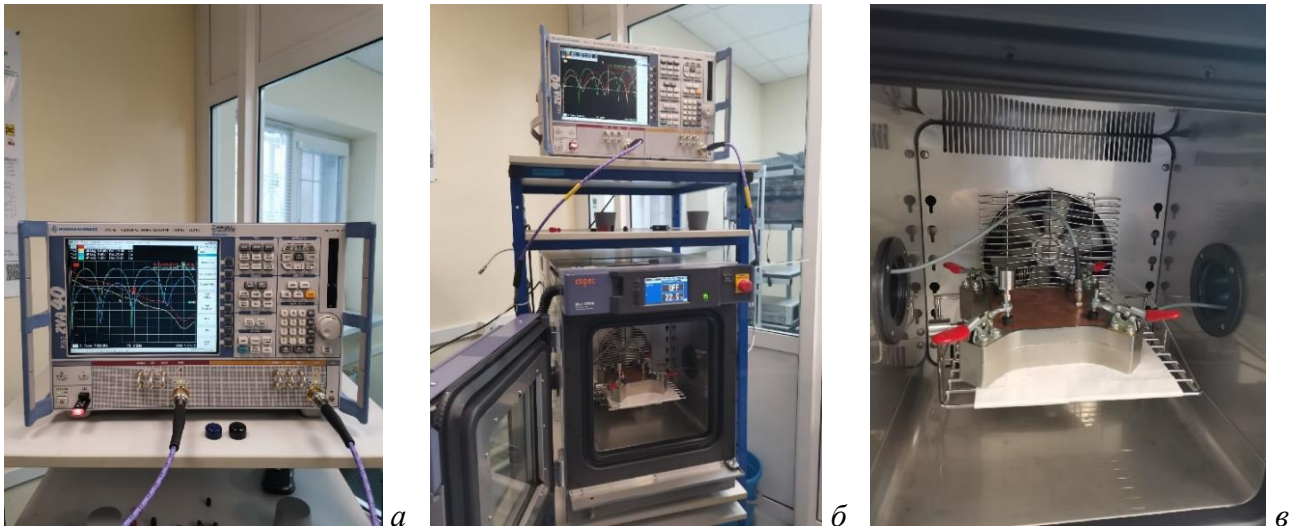


Рисунок 3.17 – ВАЦ R&S ZVA 40 (2 порта) (а), мини-ТЕМ-камера внутри климатической камеры (б), подключение порта 1 ВАЦ к входу линии ПП и порта 2 к входу ЦП мини ТЕМ-камеры (в)

Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП без МР на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры в климатической камере при разных температурах представлены на рисунке 3.18. Из них следует, что с ростом частоты уровень ИЭ от ПП без МР,

в общем, уменьшается с увеличением температуры в среднем на 25% и увеличивается с её уменьшением во всём диапазоне частот в среднем на 15%, кроме резонансных. Заметен также сдвиг в резонансах на 50 МГц в сторону высоких частот с уменьшением температуры, и на 50 МГц в сторону низких частот с её увеличением, за счет изменения  $\epsilon_r$  и геометрических параметров ЛП.

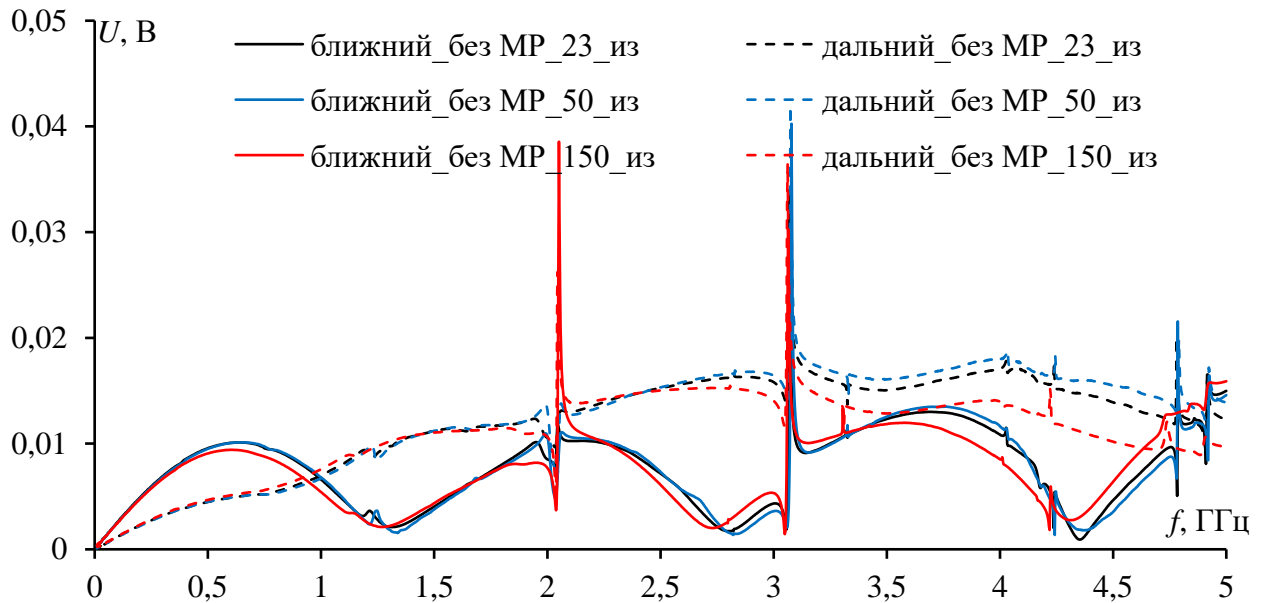


Рисунок 3.18 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП без МР на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры в климатической камере при разных температурах представлены на рисунке 3.19.

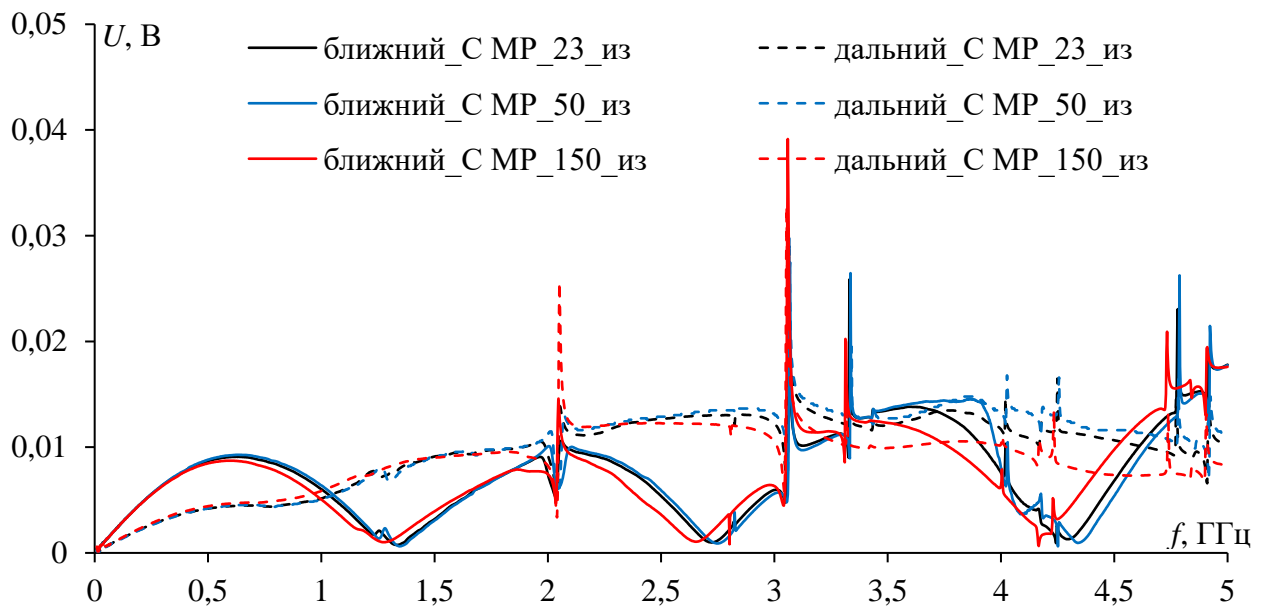


Рисунок 3.19 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

Из рисунка следует, что для ПП с МР и без него при температуре 150°C, амплитуды напряжения уменьшаются в диапазонах 0,5–1,25, 1,75–2, 2–2,75, 3,25–4,25 ГГц, а увеличиваются в других диапазонах на ближнем конце ЦП ТЕМ-камеры. При температуре минус 50°C, амплитуды напряжения, в основном, увеличиваются, кроме некоторых диапазонов частот, а именно, после резонансных частот они уменьшаются, например, в диапазонах 1,2–1,6, 2,7–3, 4,4–4,7 ГГц. На дальнем конце ЦП ТЕМ-камеры наблюдается увеличение амплитуды напряжения на низких частотах до 1,5 ГГц и уменьшение до 5 ГГц, кроме резонансных частот при температуре 150°C. При температуре минус 50°C наблюдается обратное.

Из полученных результатов, следует, что выводы, полученные для ПП без МР, схожи с выводами для ПП с МР, но уровень уменьшения и увеличения, в среднем, на 5% выше, чем для ПП без МР. Сдвиг в резонансах на 50 МГц с изменением температуры также остаётся, со сдвигом на 50 МГц в сторону низких частот от результатов, полученных для ПП без МР.

Сравнены значения измеренных частотных зависимостей напряжения для ПП с МР и без него на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры в климатической камере при разных температурах на рисунках 3.20 и 3.21. Из них видно изменение чувствительности ПП к изменению температуры, где разница в значениях измеренных частотных зависимостей напряжения при минус 50°C для ПП с МР выше, чем для ПП без МР, и меньше – при 150°C. Однако амплитуды напряжения, в среднем, на 20% меньше, чем для ПП без МР, и особенно на дальнем конце.

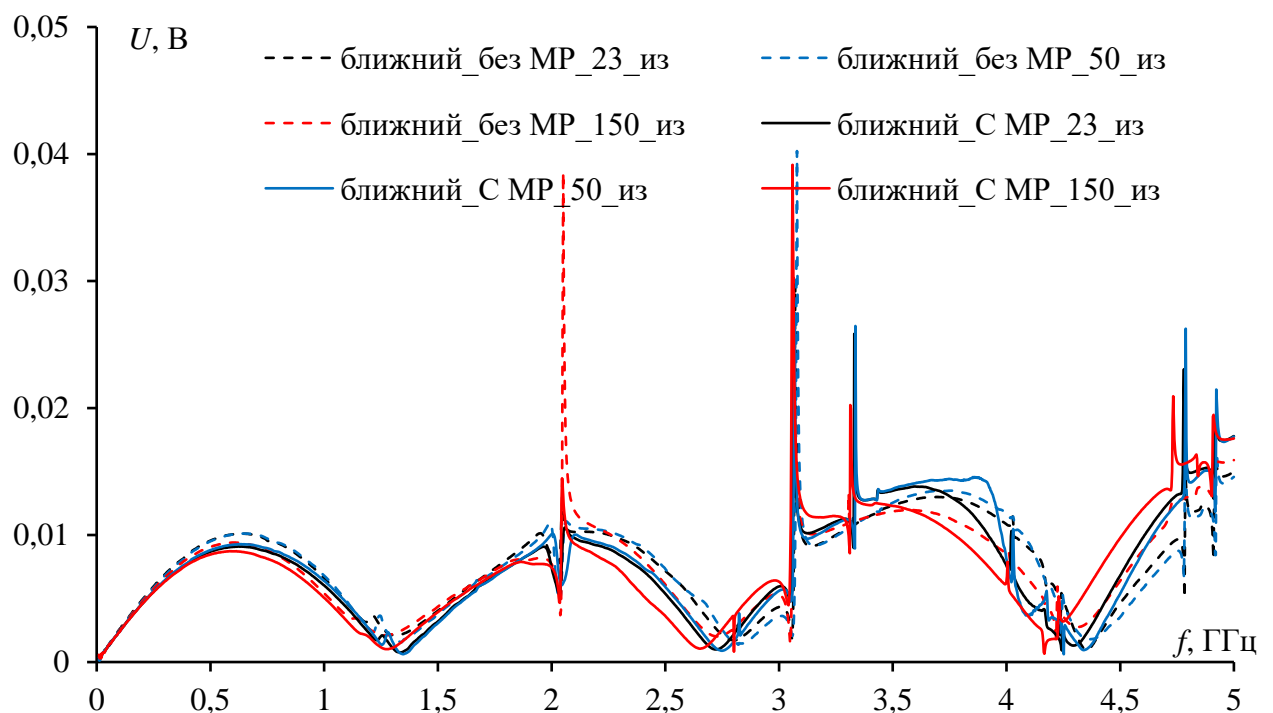


Рисунок 3.20 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР и без него на ближнем конце ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

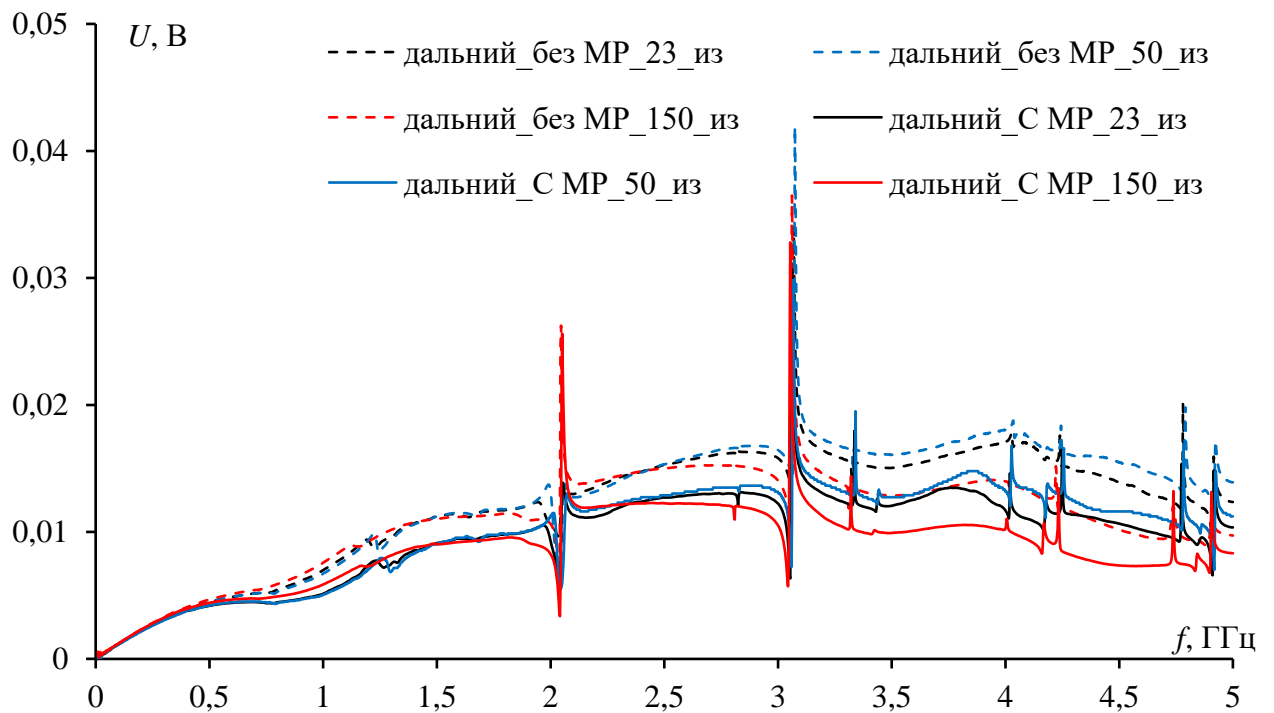


Рисунок 3.21 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР и без него на дальнем конце ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР с отказом КЗ на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах представлены на рисунке 3.22. Из рисунка следует, что сдвиг в резонансах такой же, что для ПП с МР. Также сохраняется поведение частотных зависимостей напряжения при минус 50 и 150°С.

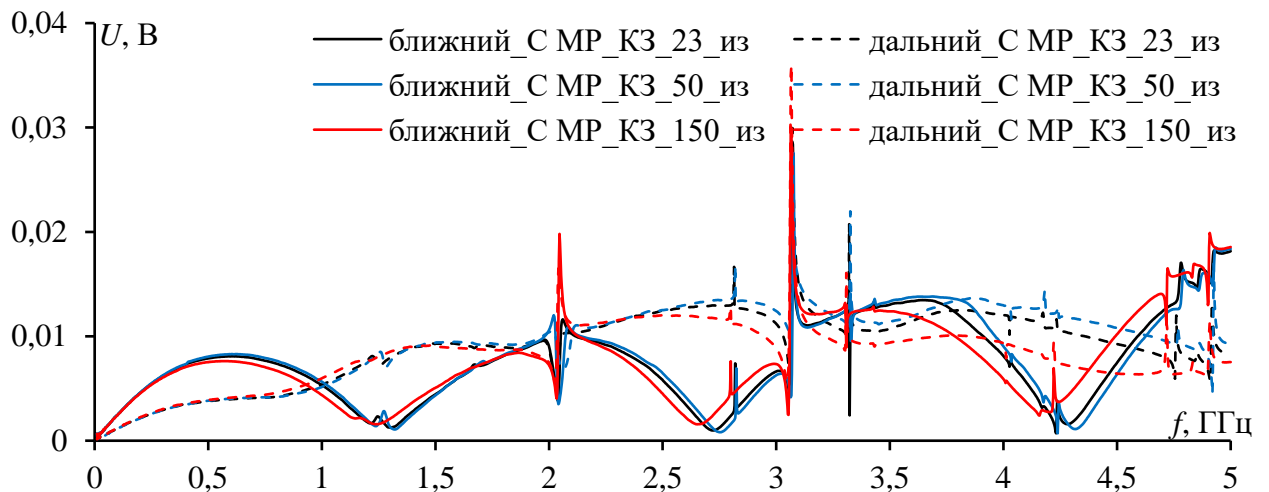


Рисунок 3.22 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР с отказом КЗ на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

Сравнены измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР до и после отказа КЗ на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах на рисунках 3.23 и 3.24. Чувствительность ПП после отказа КЗ к изменению температуры повышается примерно на 10%. Амплитуды напряжения, в среднем, на 10% меньше, чем для ПП с МР, и особенно на дальнем конце во всем диапазоне частот, кроме резонансных.

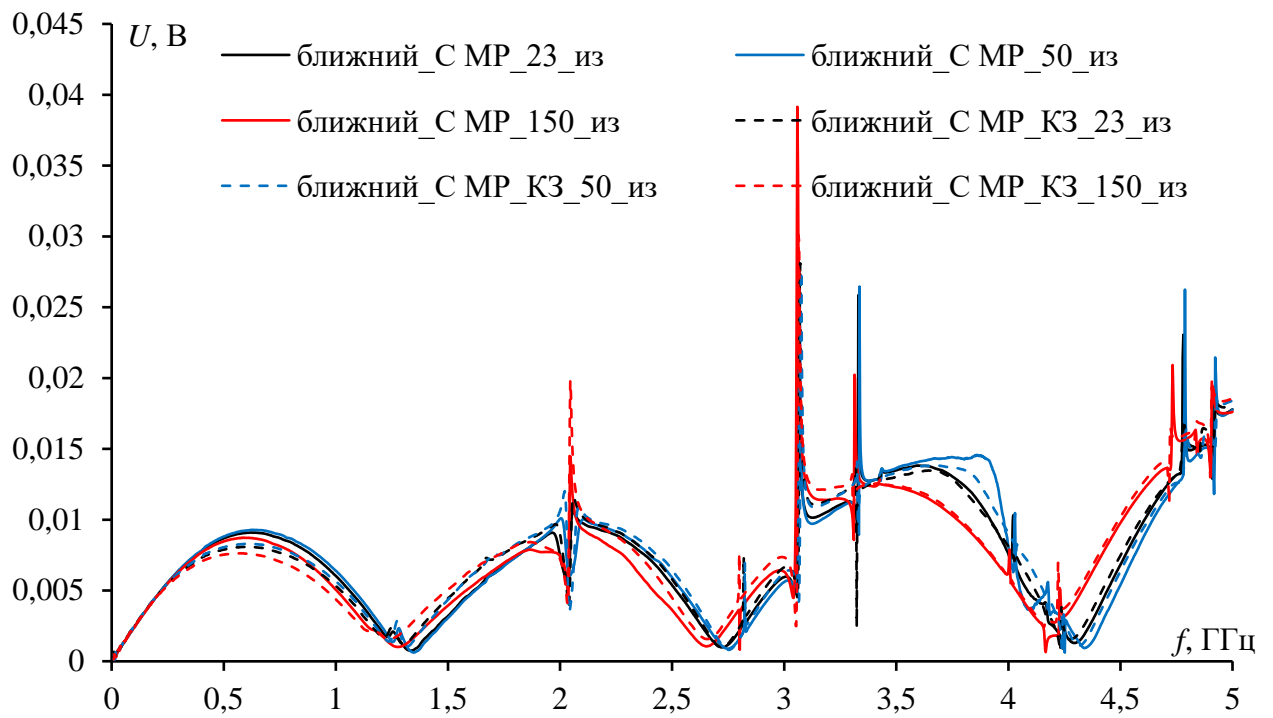


Рисунок 3.23 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР до и после отказа КЗ на ближнем конце ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

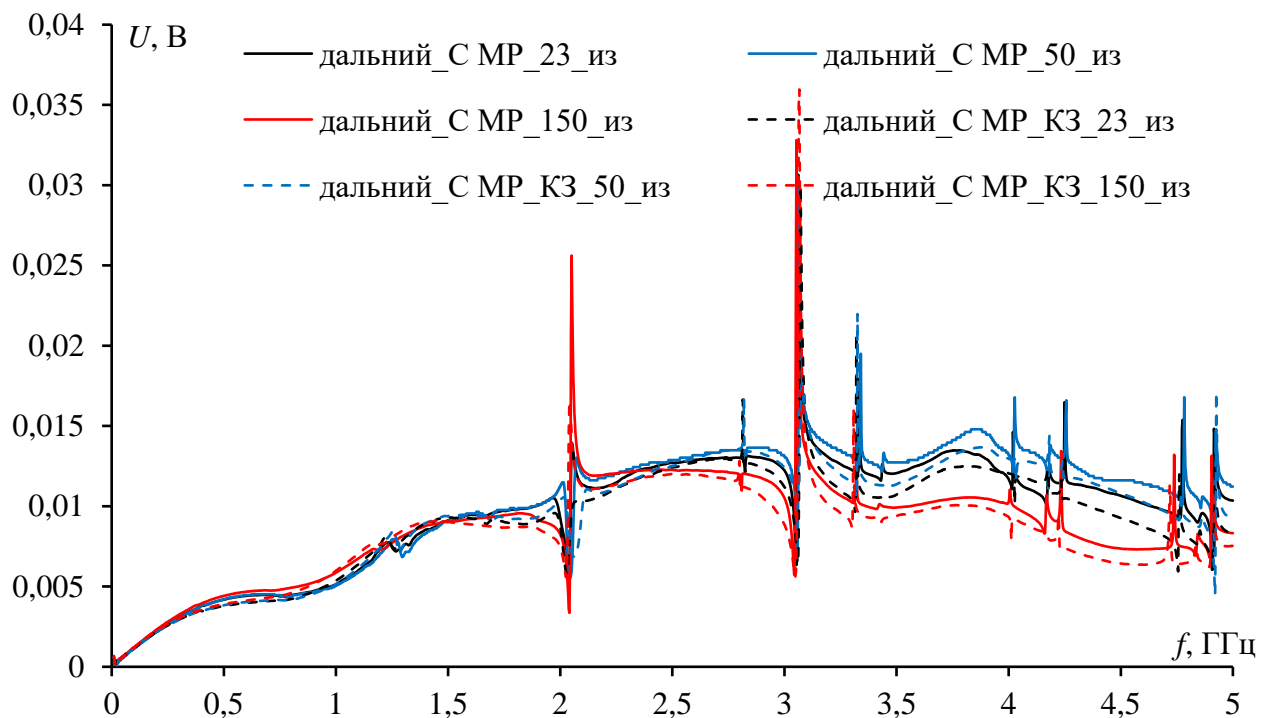


Рисунок 3.24 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР до и после отказа КЗ на дальнем конце ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР с отказом ХХ на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах представлены на рисунке 3.25. Из него следует, что сдвиг в резонансах для ПП с МР после отказа не меняется. Также сохраняется поведение частотных зависимостей напряжения при минус 50 и 150°C.

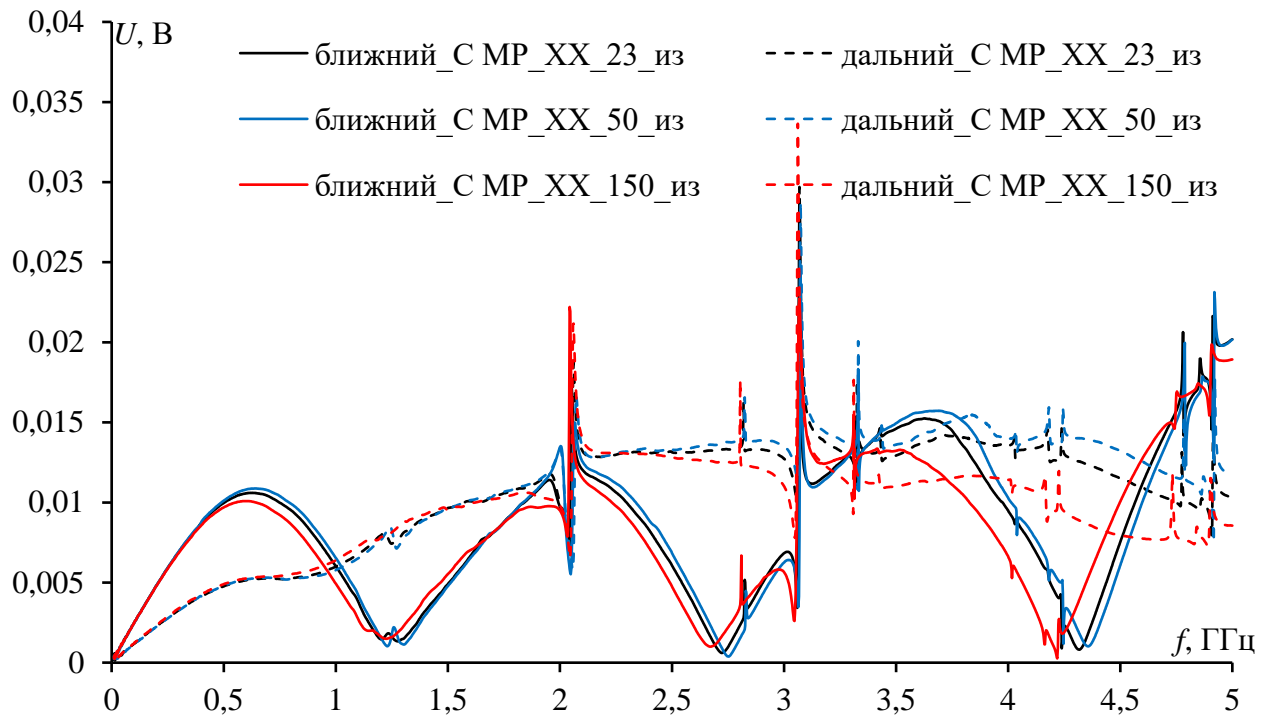


Рисунок 3.25 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР с отказом ХХ на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

Сравнены измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР до и после отказа ХХ на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах на рисунках 3.26 и 3.27. Чувствительность ПП после отказа ХХ к изменению температуры примерно на 10% меньше. Амплитуды напряжения, в среднем, на 10% выше, чем для ПП с МР, и особенно на дальнем конце во всем диапазоне частот, кроме резонансных.

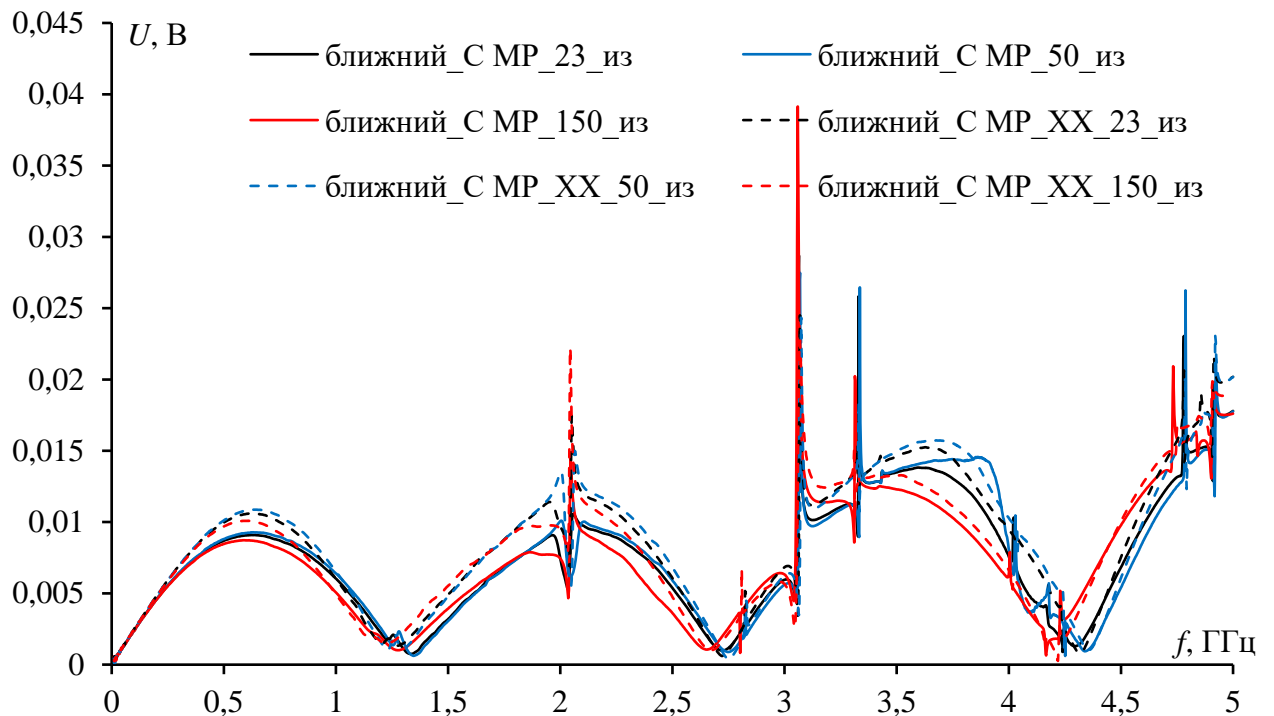


Рисунок 3.26 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР до и после отказа ХХ на ближнем конце ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

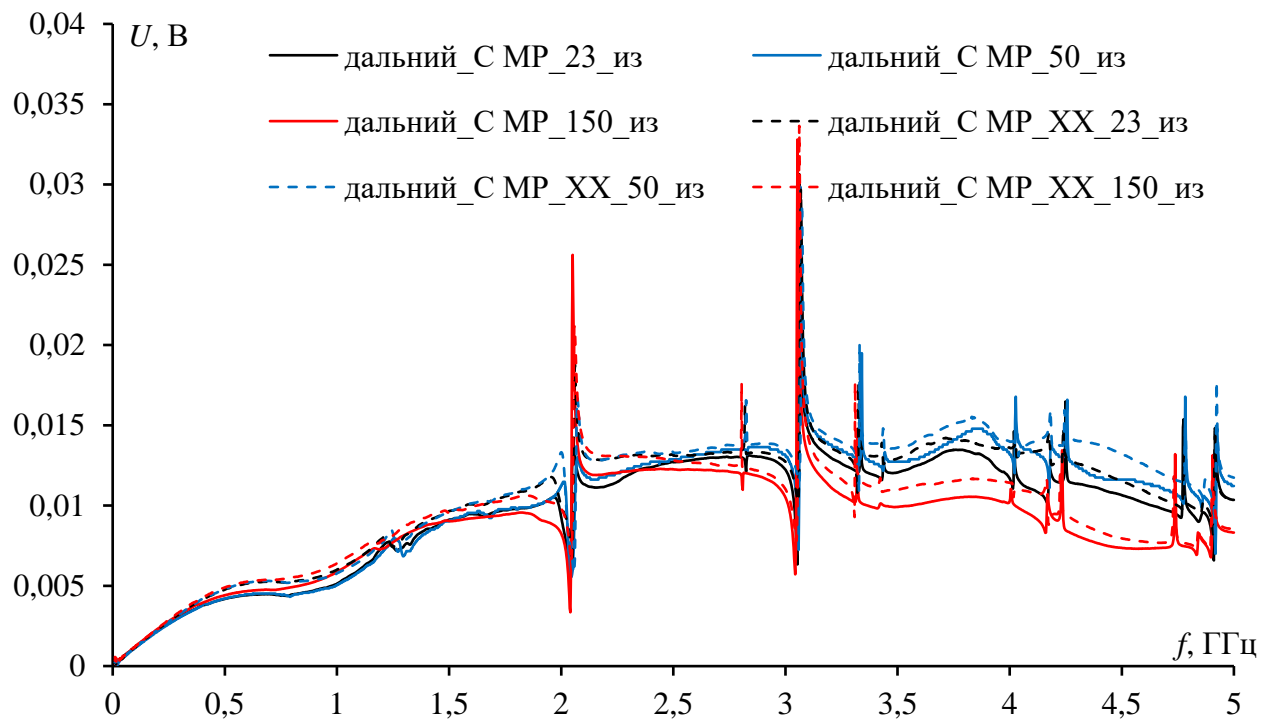


Рисунок 3.27 – Измеренные частотные зависимости напряжения для ПП с МР до и после отказа ХХ на дальнем конце ЦП мини-ТЕМ-камеры при разных температурах

С ростом частоты, уровень ИЭ от ПП без МР, в общем, уменьшается с увеличением температуры в среднем на 25% и увеличивается с её уменьшением во всём диапазоне частот в среднем на 15%, кроме резонансных. Заметен также сдвиг в резонансах на 50 МГц в сторону высоких частот с уменьшением температуры, а также на 50 МГц в сторону низких частот с её увеличением. При изменении температуры меняется  $\epsilon_r$  ПП. Из-за этого сдвигаются резонансные частоты. По этой причине происходит изменение знака отклонения.

Для ПП с МР после отказов, сдвиг в резонансах не меняется. Также сохраняется поведение частотных зависимостей напряжения при минус 50 и 150°C, но чувствительность ПП после отказов к изменению температуры повышается примерно на 10% при КЗ, а при ХХ – снижается. Амплитуды напряжения, в среднем, на 10% меньше, при КЗ, чем для ПП с МР, а выше – при ХХ, особенно на дальнем конце во всем диапазоне частот, кроме резонансных.

### 3.1.6 Сравнение результатов моделирования и измерения

Рассмотрим структуру связанной МПЛ длиной  $l=0,06$  м, которая имитирует макет ПП с МР с бесконечной плоскостью земли. Параметры поперечного сечения: ширина проводников  $w=255$  мкм, толщина проводников  $t=105$  мкм, толщина диэлектрической подложки  $h=290$  мкм, расстояние между проводниками  $s=450$  мкм, расстояние от края диэлектрика до активного проводника  $d=38,7725$  мм, а пассивного – 38,1025 мм (рисунок 3.28 а). На рисунке 3.28 б приведена эквивалентная схема, в которой  $R_1=R_2=R_3=R_4=50$  Ом. Между активным

проводником линии и опорной плоскостью земли подключен источник гармонического воздействия с амплитудой ЭДС 0,22 В.

Моделирование проводилось сначала без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Вычислялись и сравнивались с измеренными частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  при  $\epsilon_r=4,7$ , 5,2, 5,6. Выявлено, что результаты моделирования при  $\epsilon_r=5,6$  ближе к результатам измерения. При этом с увеличением  $\epsilon_r$  увеличиваются значения  $S$ -параметров, со сдвигом частоты 50 МГц. Далее выполнено моделирование при  $\epsilon_r=5,6$  и с учетом потерь в проводниках и диэлектриках. Тангенс угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta$  принят равным 0,030. Сравнивались результаты с учетом потерь. Согласие результатов улучшилось. Поскольку  $\text{tg}\delta$  материала меняется с изменением температуры, с уменьшением  $\text{tg}\delta$  в два раза при низкой температуре и его увеличением в два раза при высокой. Получены и сравнены вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$ . Результаты представлены на рисунках 3.29 и 3.30. Видно, что результаты моделирования с учетом потерь и изменения  $\text{tg}\delta$  с изменением температуры лучше согласуются с результатами измерения.

На результаты также влияют те факторы, которые сложно учитывать в моделировании, такие как длина отводов к соединителям, их посадочные места и сами соединители. Поэтому, в качестве примера, получены частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  без учета потерь с разными длинами линии  $l$  (65 и 70 мм). Результаты при  $l=70$  мм представлены на рисунках 3.31 и 3.32. Видно, что результаты моделирования ближе к измерениям.

Далее выполнено моделирование макетов ПП с МР с отказами в виде КЗ и ХХ при  $\epsilon_r=5,6$  и с учетом потерь в проводниках и диэлектриках. С уменьшением  $\text{tg}\delta$  в два раза при низкой температуре и его увеличением в два раза при высокой. Получены и сравнены вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$ . Результаты представлены на рисунках 3.33–3.36. Видно, что результаты моделирования с учетом потерь и изменения  $\text{tg}\delta$  с изменением температуры лучше согласуются с результатами измерения.

Таким образом, результаты моделирования и измерений можно считать согласующимися, поскольку при изменении температуры, вычисленные и измеренные частотные зависимости сдвигаются в ту же сторону, а различия малы.



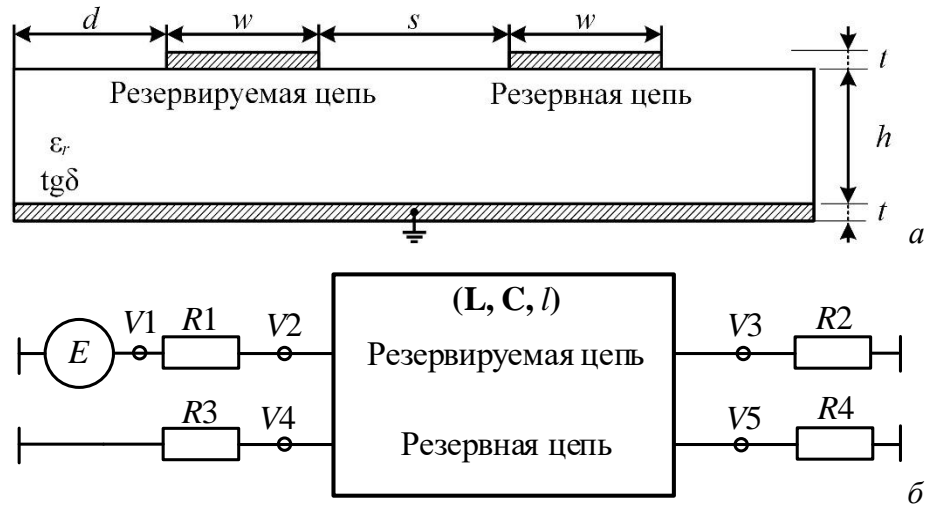


Рисунок 3.28 – Поперечное сечение (а) и эквивалентная схема (б) структуры с МР

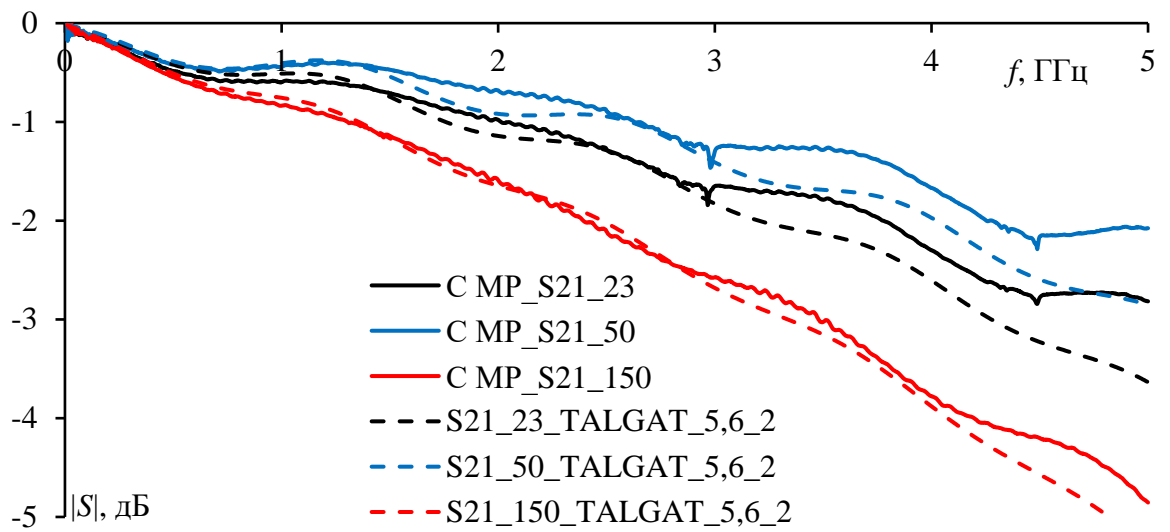


Рисунок 3.29 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП с МР при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  с учетом потерь и изменением  $\text{tg}\delta$  в 2 раза

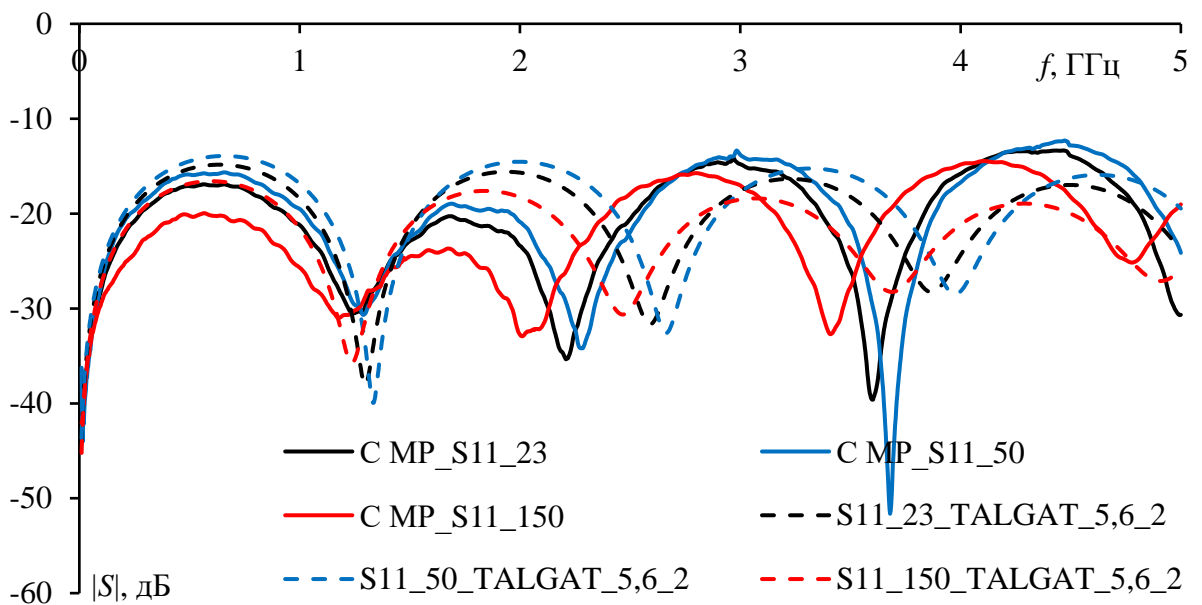


Рисунок 3.30 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  с учетом потерь и изменением  $\text{tg}\delta$  в 2 раза

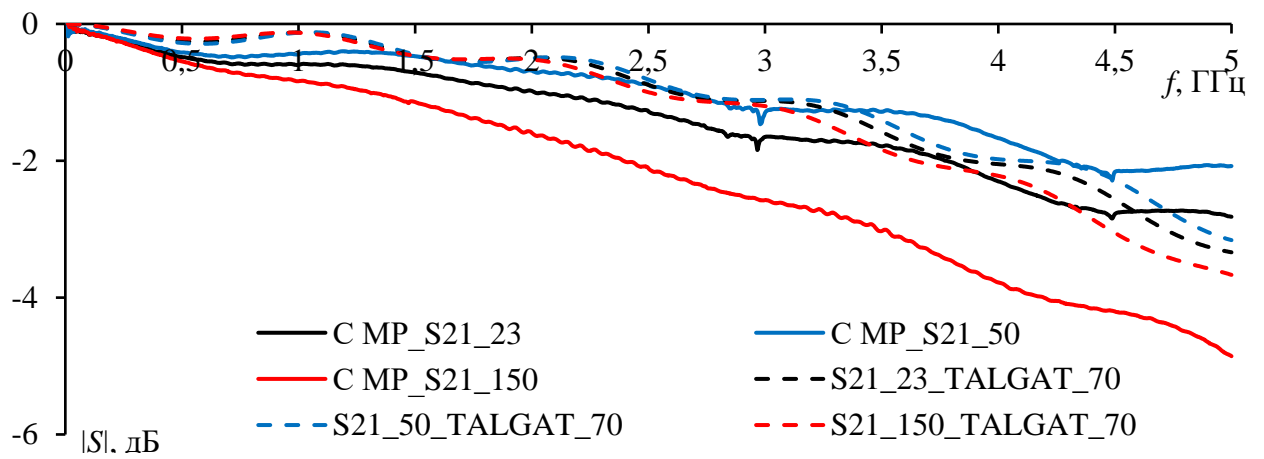


Рисунок 3.31 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП с МР при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  и  $l=70$  мм

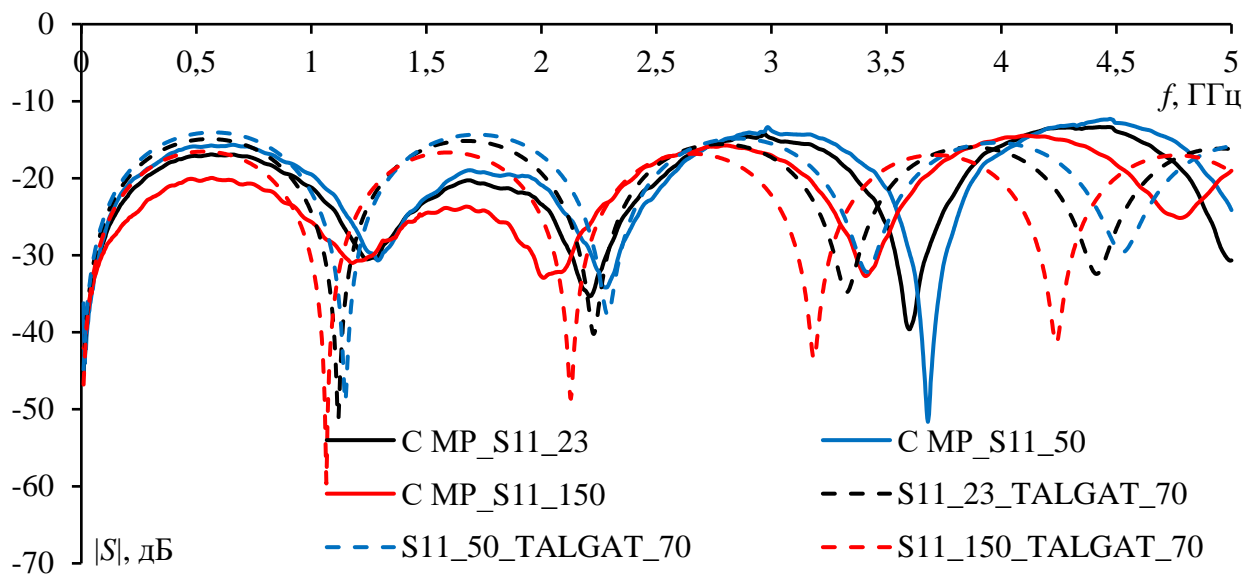


Рисунок 3.32 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  и  $l=70$  мм

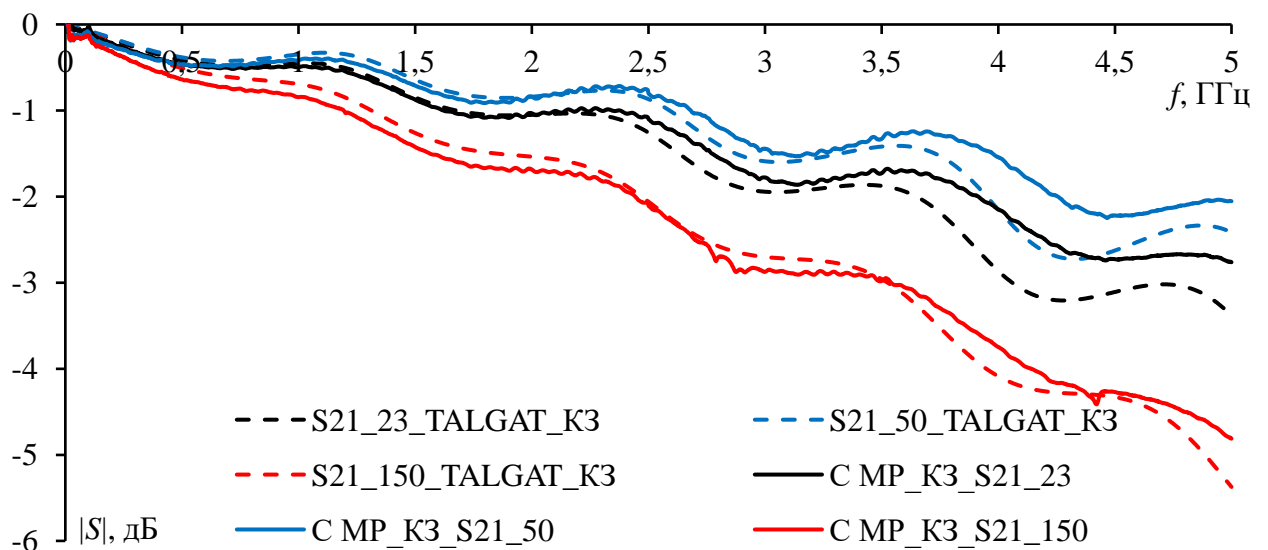


Рисунок 3.33 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП с МР с отказом К3 при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  с учетом потерь и изменением  $\text{tg}\delta$  в 2 раза

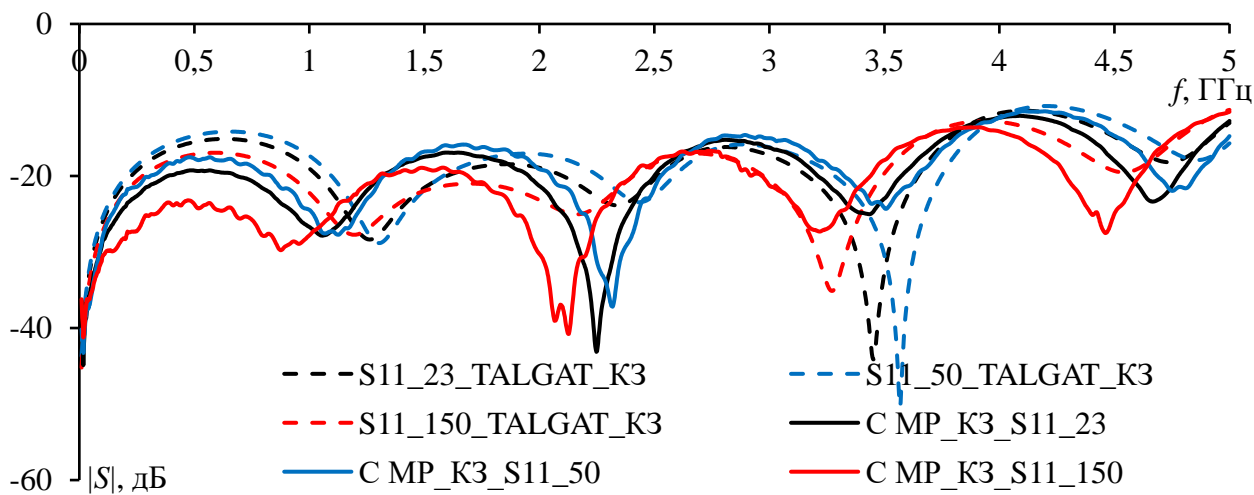


Рисунок 3.34 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР с отказом КЗ при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  с учетом потерь и изменением  $\text{tg}\delta$  в 2 раза

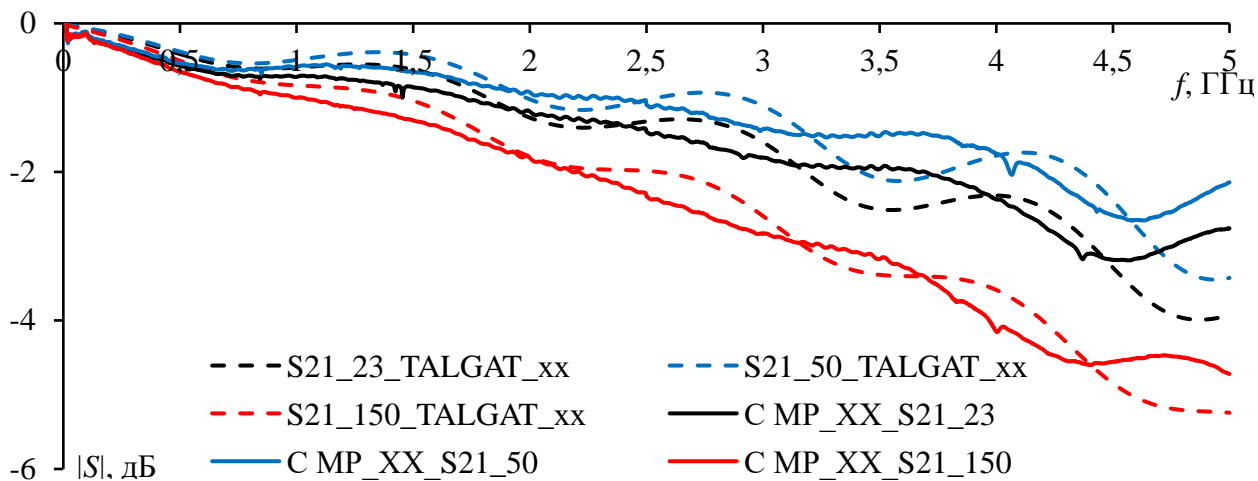


Рисунок 3.35 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$  для ПП с МР с отказом ХХ при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  с учетом потерь и изменением  $\text{tg}\delta$  в 2 раза

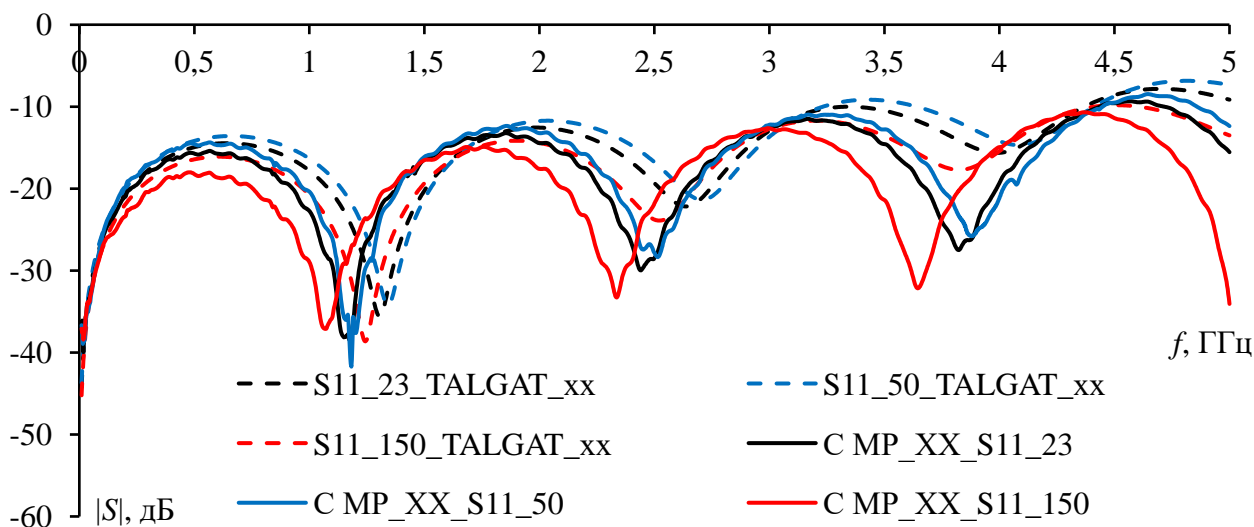


Рисунок 3.36 – Вычисленные и измеренные частотные зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР с отказом ХХ при разных температурах при  $\epsilon_r=5,6$  с учетом потерь и изменением  $\text{tg}\delta$  в 2 раза

### 3.1.7 Основные результаты подраздела

Используя классическую и миниатюрную ТЕМ-камеры, измерены ИЭ от макетов ПП без МР, с МР до и после отказов КЗ и ХХ. Все результаты сравнивались между собой.

Измерения проводились сначала при комнатной температуре и с помощью 4-портового ВАЦ ZVA 40, на основе измерения  $S$ -параметров. Получены частотные зависимости напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП в ТЕМ-камере для ПП с МР с отказами. Они сравнивались с результатами, полученными для ПП с МР и без него. Полученные значения напряжения использовались для оценки ИЭ от ПП, поскольку их уровень определяется амплитудой напряжения на ЦП ТЕМ-камеры. Результаты сравнены между собой и рассчитана разница между ними в процентах.

В общем, МР способно уменьшить ИЭ в исследуемом диапазоне частот до 5 ГГц при комнатной температуре на 10–20%, так как амплитуды напряжения от ПП с МР меньше, чем без него. Из-за сдвига в резонансах на определенных частотах амплитуда с МР выше, но лишь на 4 %. На низких частотах до 0,4 ГГц амплитуды очень близки, но точно оценить их разницу сложно. Это остаётся и после отказов, поэтому что на низких частотах отказы почти не влияют на уровень ИЭ. На высоких частотах он становится выше при ХХ, даже чем без МР, и ниже при КЗ, даже чем до отказа.

Далее, при совместном климатическом и электромагнитном воздействии, используя климатическую и миниатюрную ТЕМ-камеры и двухпортовый ВАЦ ZVA 40, измерены коэффициенты отражения макетов при изменении температуры в климатической камере от минус 50°C до 150°C. Получены и сравнены частотные зависимости  $S$ -параметров макетов при температуре +23°C, минус 50°C и 150°C. Отмечено, что коэффициенты отражения уменьшаются с увеличением температуры и увеличиваются с её уменьшением по сравнению с результатами, полученными при комнатной температуре.

На низкой температуре заметен сдвиг в резонансах в сторону высоких частот с уменьшением  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  и увеличением  $|S_{22}|$  и  $|S_{11}|$ . На высокой температуре, сдвиг в резонансах наблюдается в сторону низких частот с уменьшением  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  и увеличением  $|S_{22}|$  и  $|S_{11}|$ . Это объясняется изменением характеристик линии передачи с изменением температуры, за счет изменения  $\epsilon_r$  и геометрических параметров линии передачи.

Из сравнения полученных результатов для ПП с МР и без него, выявлено, что изменения  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  увеличиваются с ростом частоты до 0,2 дБ при низких температурах относительно комнатной температуры, и до 0,5 дБ – при высоких. Разница в  $|S_{11}|$  значительно увеличивается на резонансных частотах, достигая 20 дБ на низких частотах и 15 дБ – на высоких. Разница в  $|S_{22}|$  больше на 5 дБ, чем для  $|S_{11}|$ . Однако, эти большие различия отрицательных значений в децибелах являются различиями малых чисел.

Определено также, что полученные значения  $S$ -параметров для ПП с МР с отказами КЗ и ХХ отличаются максимум на 0,5 дБ от значений до отказов. Наблюдается сдвиг в резонансах до 0,4 ГГц в сторону низких частот из-за отражения на концах линии, что увеличивает расхождения вблизи резонансных частот. Изменения  $|S_{12}|$  и  $|S_{21}|$  для ПП с МР до и после отказов относительно комнатной температуры, уменьшаются максимум на 0,2 дБ при низких температурах и на 0,4 дБ – на высоких. Зависимости  $|S_{11}|$  для ПП с МР до и после отказов относительно комнатной температуры, различаются на 20 дБ при низких температурах и 10 дБ – при высоких. Разница в  $|S_{22}|$  меньше на 5 дБ, чем для  $|S_{11}|$ . В целом, все  $S$ -параметры макетов уменьшаются с увеличением температуры и увеличиваются с её уменьшением по сравнению с результатами, полученными при комнатной температуре, во всем диапазоне частот, кроме резонансных.

Оценен уровень ИЭ от всех макетов при изменении температуры в климатической камере путем сравнения измеренных частотных зависимостей напряжения на обоих концах ЦП мини-ТЕМ-камеры. Выявлено, что с ростом частоты уровень ИЭ от ПП без МР, в общем, уменьшается с увеличением температуры в среднем на 25% и увеличивается с её уменьшением во всем диапазоне частот в среднем на 15%, кроме резонансных. Заметен также сдвиг в резонансах на 50 МГц в сторону высоких частот с уменьшением температуры и также на 50 МГц в сторону низких частот с её увеличением, за счет изменения  $\epsilon_r$  и геометрических параметров линии передачи. Выводы, полученные для ПП без МР, схожи с полученными для ПП с МР, но уровень уменьшения и увеличения в среднем на 5% выше, чем для ПП без МР. Сдвиг в резонансах на 50 МГц с изменением температуры также остаётся. Также имеет место сдвиг на 50 МГц в сторону низких частот по сравнению с результатами для ПП без МР. Меняется чувствительность ПП к изменению температуры, так как разница в значениях измеренных частотных зависимостей напряжения при минус 50°C для ПП с МР выше, чем для ПП без МР, и меньше – при 150°C. Амплитуды напряжения, в среднем, на 20% меньше, чем для ПП без МР, и особенно на дальнем конце.

Сдвиг в резонансах не меняется после отказов. Поведение частотных зависимостей напряжения при минус 50°C и 150°C сохраняется после отказов, но чувствительность после отказов к изменению температуры растет примерно на 10% при КЗ, и снижается – при ХХ. Амплитуды напряжения, в среднем, на 10% меньше, чем для ПП с МР, при КЗ, а выше – при ХХ, особенно на дальнем конце во всем диапазоне частот, кроме резонансных.

Выполнено сравнение результатов моделирования и измерения  $S$ -параметров линии ПП с МР до и после отказов КЗ и ХХ. Показана согласованность результатов, поскольку при изменении температуры, вычисленные и измеренные частотные зависимости сдвигаются в ту же сторону, а различия малы.

Результаты измерений на изготовленных макетах выявили их значительный недостаток, состоящий в выборе тонкого материала для изготовления ПП. Это привело к неконтролируемому появлению щелей между платой и корпусом ТЕМ-камеры из-за изгибов платы массивными соединительными кабелями. В результате на всех измеренных зависимостях появились резонансы, значительно искажившие важную оценку разностей близких зависимостей. Выбор тонкого диэлектрика определил выбор очень узкой трассы для обеспечения волнового сопротивления тракта 50 Ом. Это привело к максимальному разбросу по ширине трассы. Кроме того, что более важно, это минимизировало связь между трассами и разность погонных задержек мод. В результате получилось, что уровни ИЭ при МР измерялись, возможно, при их минимальном подавлении. Дополнительно, выявлена целесообразность точного измерения частотных зависимостей  $\epsilon_r$  и  $\text{tg}\delta$  при изменении температуры. Это позволит более точное моделирование характеристик линий передачи с изменением температуры.

### 3.2 Многократное модальное резервирование

Здесь представлены результаты оценки ИЭ от цепей с многократным МР на основе 3- и 4-проводных МПЛ на специальных измерительных платах с использованием двух видов специально разработанных и созданных ТЕМ-камер, а именно классической (диапазон рабочих частот до 2 ГГц,  $\text{КСВ} < 1,22$ ,  $E < 2$  кВ/м) и миниатюрной (диапазон рабочих частот до 5 ГГц,  $\text{КСВ} < 1,25$ ,  $E < 6$  кВ/м).

#### 3.2.1 Макеты печатных плат с многократным модальным резервированием

Для оценки ИЭ от цепей с многократным МР разработаны макеты 3- и 4-проводных МПЛ на специальных измерительных платах [211], позволяющие провести измерения в ТЕМ-камере (рисунок 3.37).

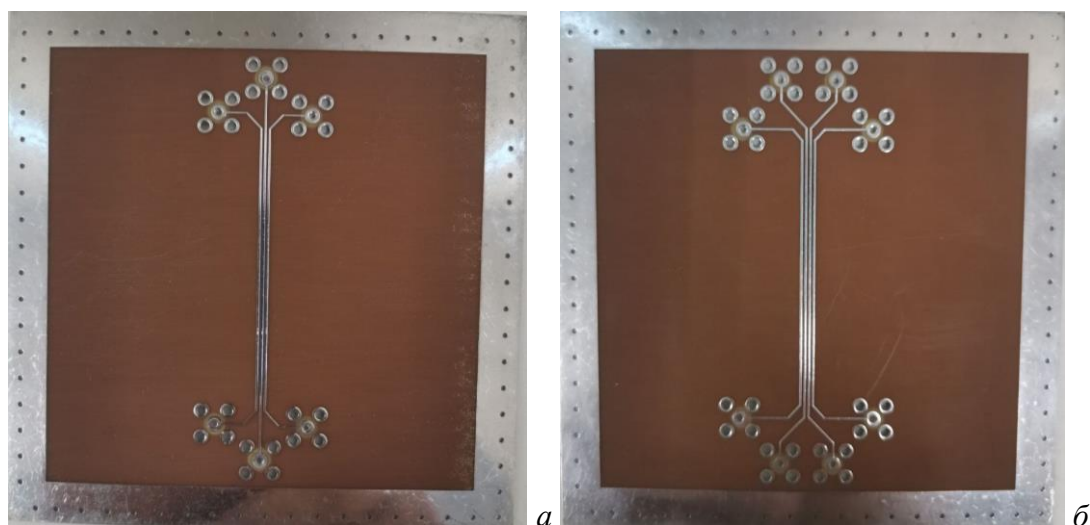


Рисунок 3.37 – Трехпроводная (а) и четырехпроводная (б) МПЛ на специальных измерительных платах

Изготовлены макеты 3- и 4-проводных МПЛ с двух- и трехкратным МР соответственно, для дальнейшего измерения их уровней помехоэмиссии в ТЕМ-камере. Макеты включают посадочные места для SMA соединителей на концах резервируемых и резервных электрических соединений для реализации необходимых граничных условий на их концах.

### 3.2.2 Трехпроводная микрополосковая линия передачи

В таблице 3.1 приведены варианты граничных условий (оконечных нагрузок) макета 3-проводной МПЛ с двукратным МР, при которых проводились измерения.

Таблица 3.1 – Граничные условия в начале и конце 3-проводной МПЛ

| Вариант  | № | Граничные условия |             |             |
|----------|---|-------------------|-------------|-------------|
|          |   | Проводник 1       | Проводник 2 | Проводник 3 |
| <i>a</i> | 1 | Активный          | 50–50       | 50–50       |
|          | 2 | Активный          | 50–50       | 50–КЗ       |
|          | 3 | Активный          | 50–XX       | 50–50       |
|          | 4 | Активный          | 50–XX       | 50–КЗ       |
| <i>б</i> | 1 | 50–50             | Активный    | 50–50       |
|          | 2 | 50–XX             | Активный    | 50–50       |
|          | 3 | 50–XX             | Активный    | 50–КЗ       |
|          | 4 | 50–КЗ             | Активный    | 50–50       |

Измерены  $S$ -параметры с помощью ВАЦ Agilent Technologies E5071C (4 порта). ВАЦ подключался посредством измерительных кабелей Cascade microtech (124-084-B) и RF Cable Assemblies 40GHz 25"Lng VNA Conn Ends 2.92 mm (FD0BS0HR025.0) (рисунок 3.38*a*) к SMA-соединителям макета ПП. Порты ВАЦ 2 и 3 подключились ко входу и выходу ПП, а 1 и 4 – ко входу и выходу ЦП ТЕМ-камеры (рисунок 3.38*б*). ВАЦ E5071C использовался в качестве измерительного устройства и генератора с выходной мощностью 0 дБм.

Для варианта *a* граничных условий из таблицы 3.1 получены частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем и дальнем концах ЦП в классической ТЕМ-камере, представленные на рисунке 3.39 и 3.40 соответственно. Аналогичные результаты для варианта *б* представлены на рисунках 3.41 и 3.42. Значения напряженности электрического поля, полученные на ЦП ТЕМ-камеры, используются для оценки уровня ИЭ от макета ПП.

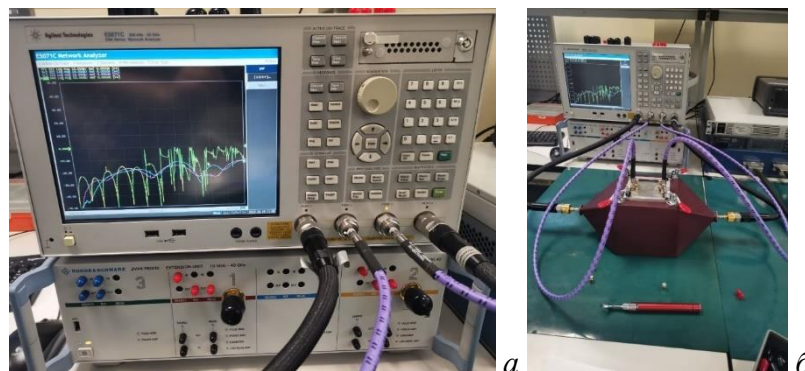


Рисунок 3.38 – ВАЦ (*a*) и подключение его портов 2 и 3 ко входу и выходу макета ПП, и портов 1 и 4 ко входу и выходу ЦП ТЕМ-камеры (*б*)

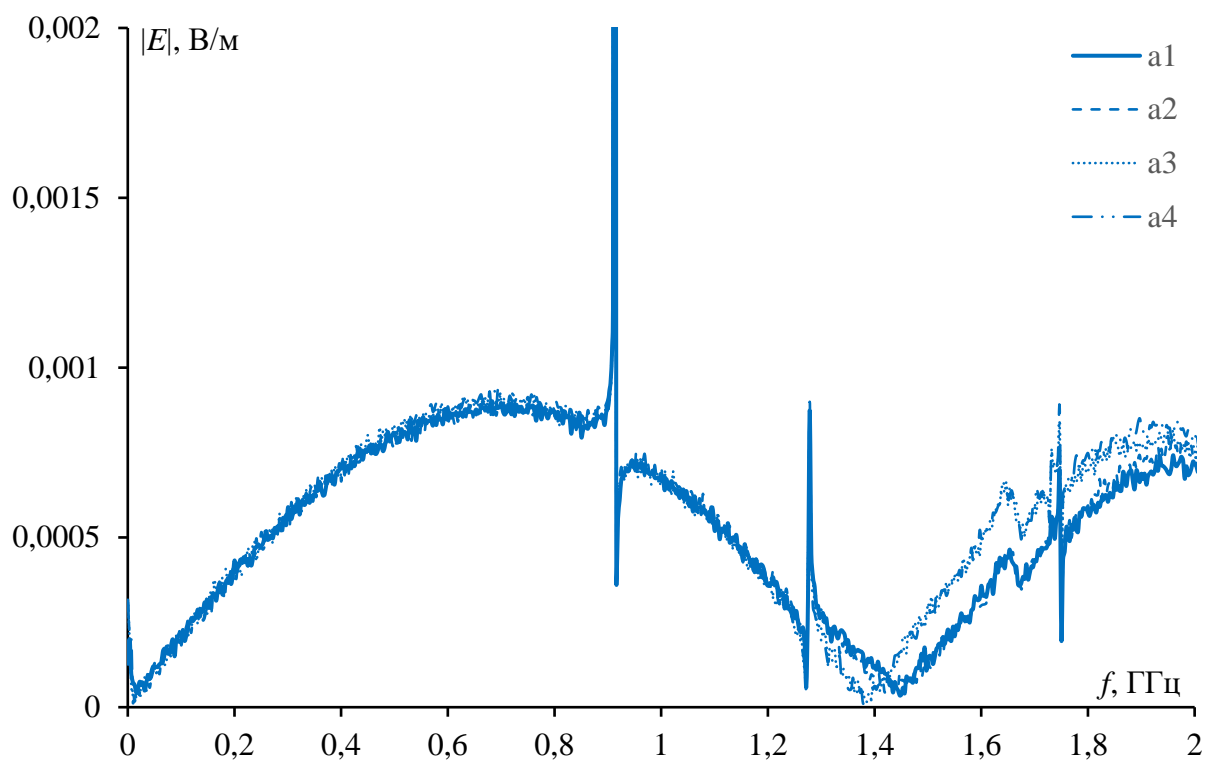


Рисунок 3.39 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта  $a$

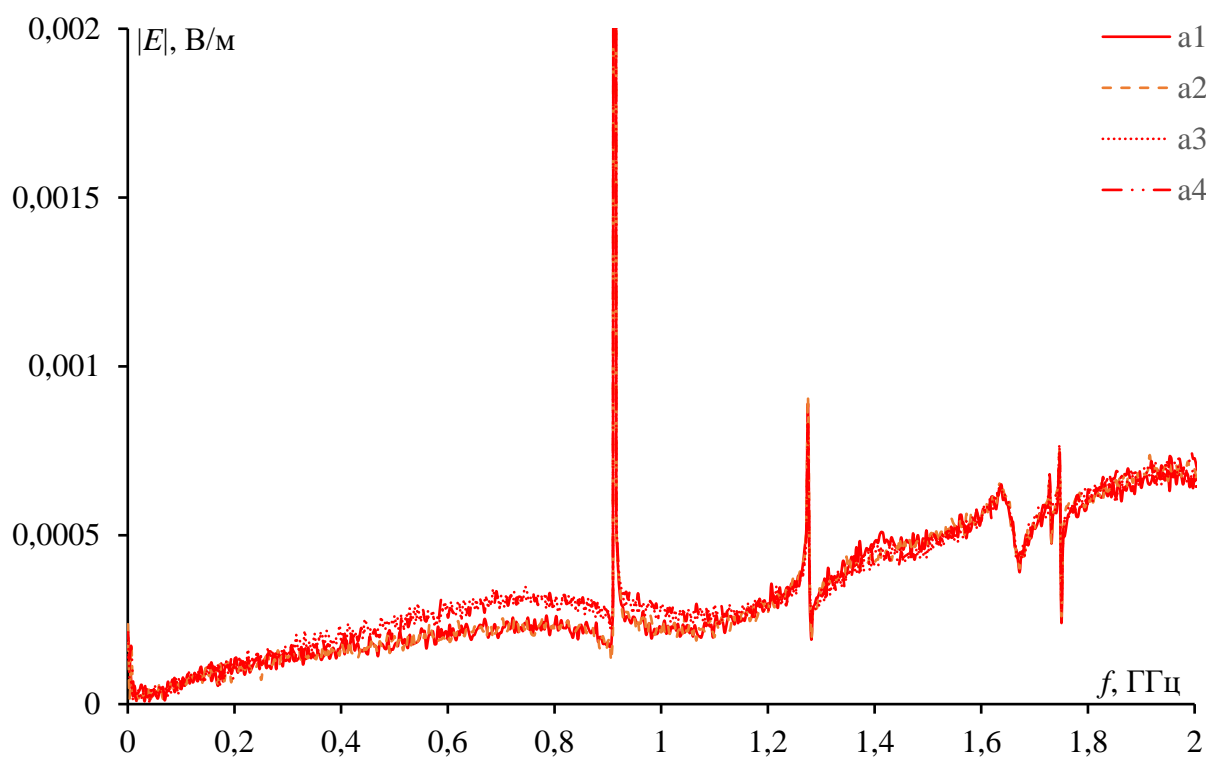


Рисунок 3.40 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта  $a$



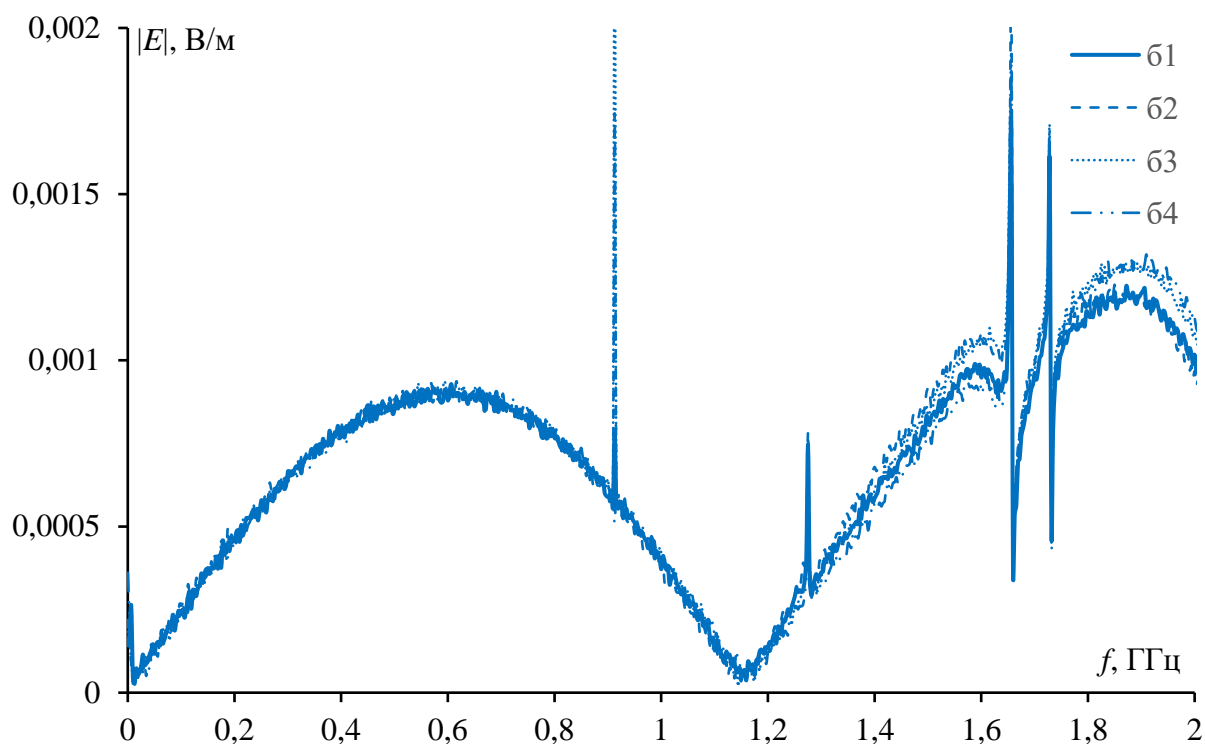


Рисунок 3.41 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта *б*

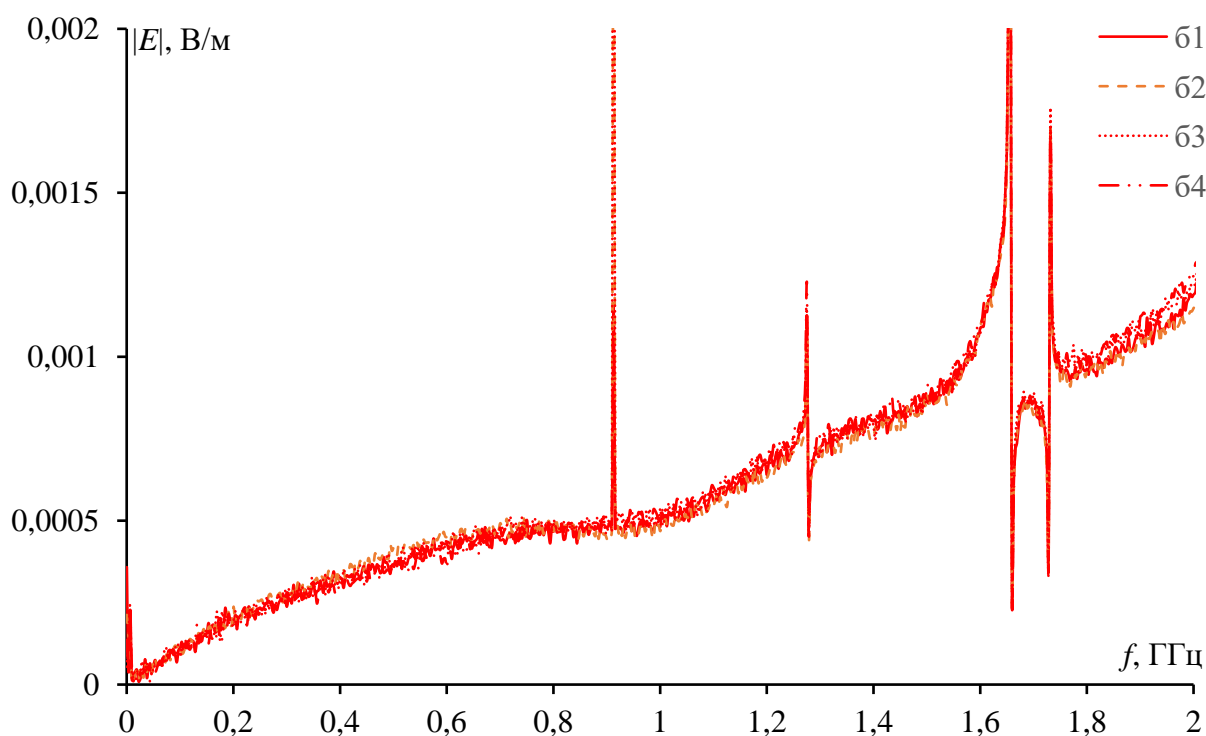


Рисунок 3.42 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта *б*

Аналогичные измерения выполнены для мини-ТЕМ камеры (рисунок 3.43). Для варианта *а* из таблицы 3.1 получены частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем и дальнем концах ЦП, представленные на рисунках 3.44 и 3.45 соответственно. Аналогичные результаты для варианта *б* представлены на рисунках 3.46 и 3.47.

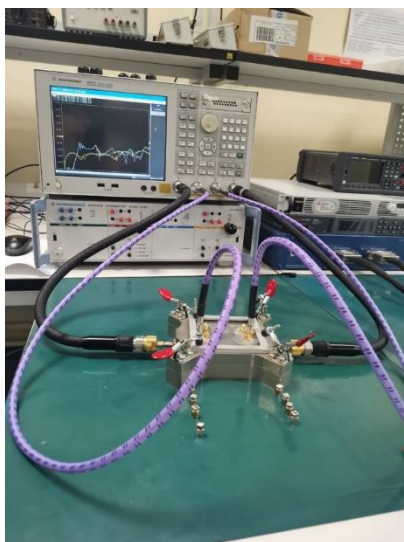


Рисунок 3.43 – Подключение портов ВАЦ 2 и 3 ко входу и выходу ПП, портов 1 и 4 – к входу и выходу ЦП мини-ТЕМ камеры

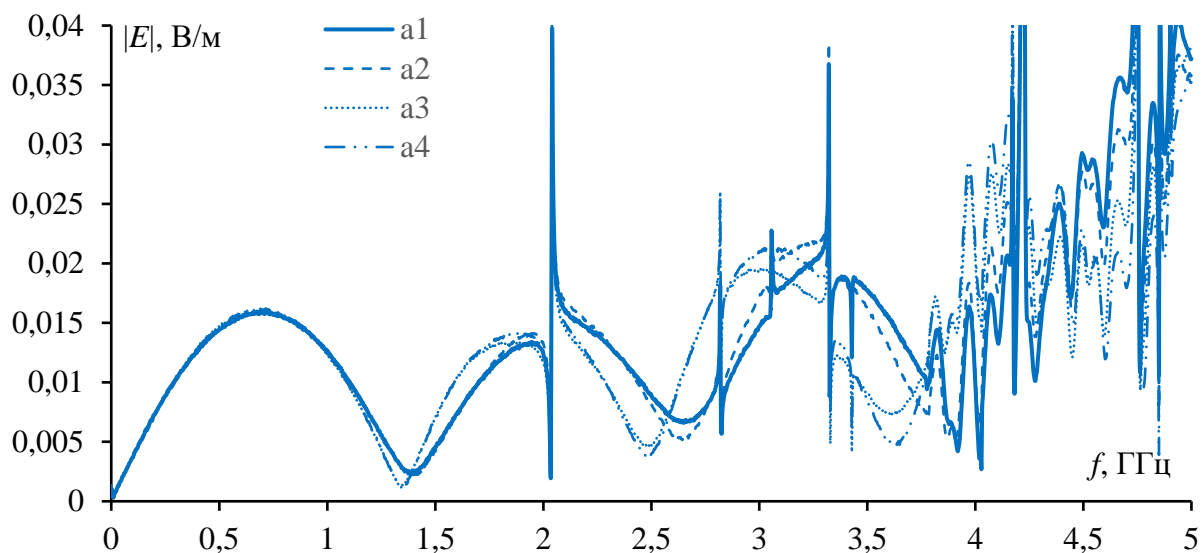


Рисунок 3.44 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта *a*

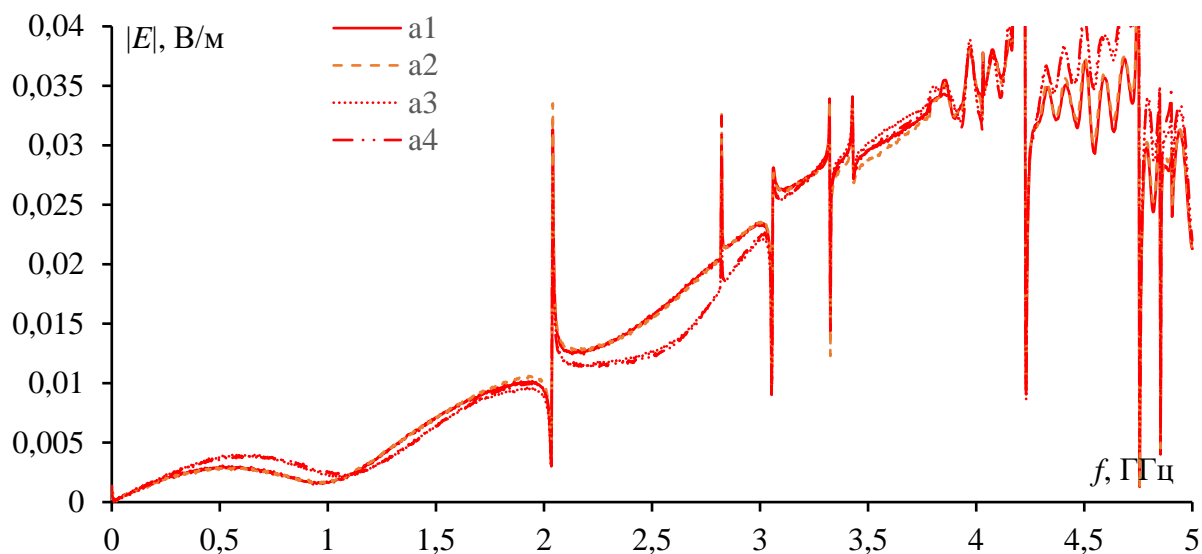


Рисунок 3.45 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта *a*

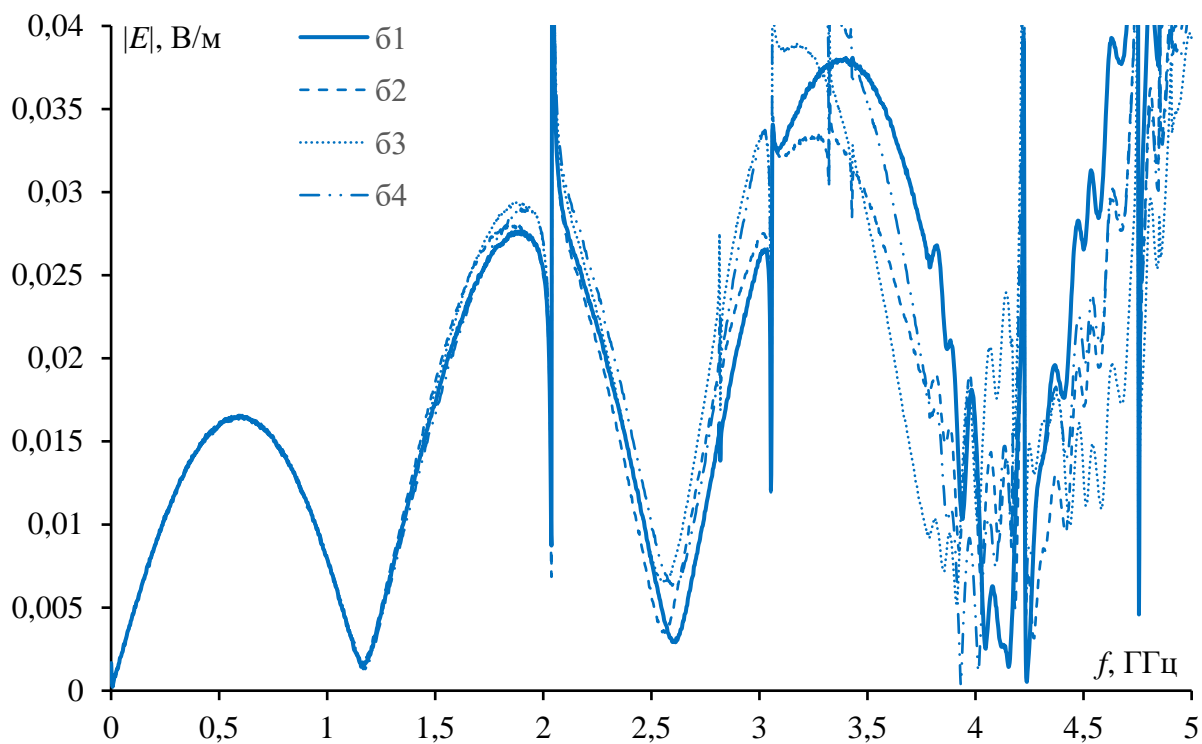


Рисунок 3.46 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта б

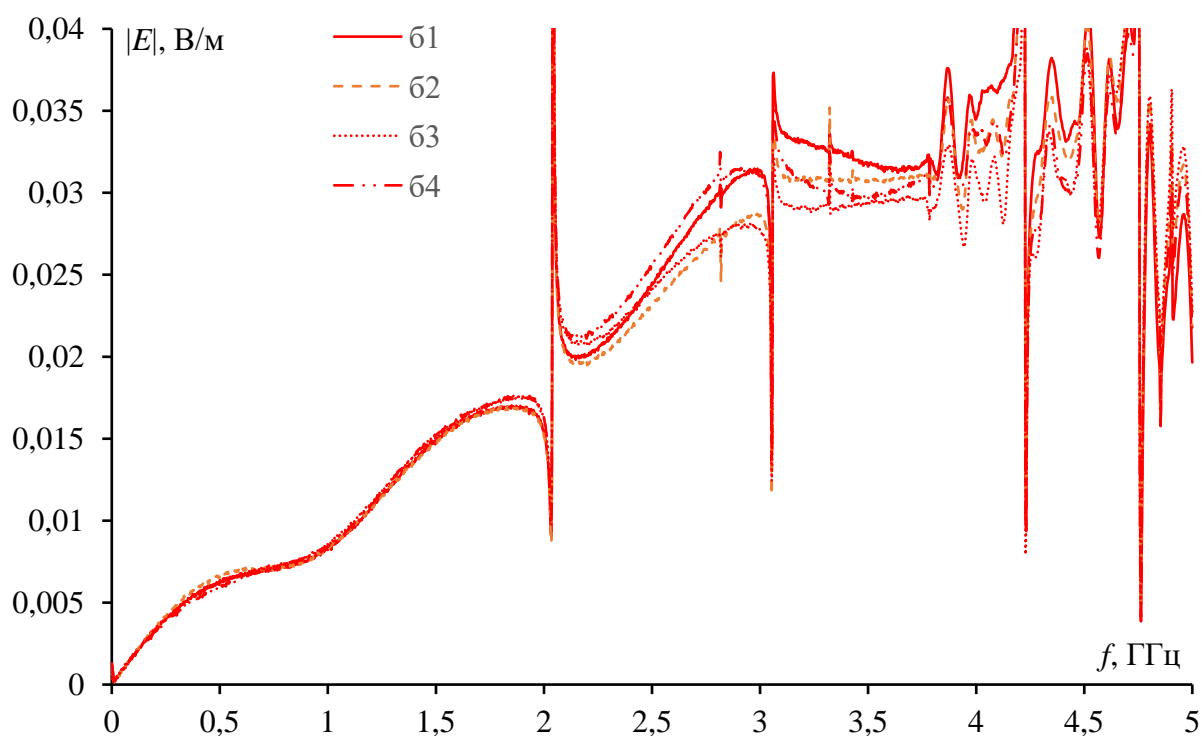


Рисунок 3.47 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта б

Из рисунков 3.39 и 3.40 видно, что уровень ИЭ от 3-проводной МПЛ (ПП с двукратным МР) не превышает 1 мВ/м, даже после отказов, в диапазоне частот до 2 ГГц. На ближнем конце ЦП камеры после варианта отказа  $a_2$  почти не наблюдается изменений по сравнению с вариантом до отказа. После вариантов отказов  $a_3$  и  $a_4$  наблюдается сдвиг резонанса до 100 МГц в сторону низких частот с увеличением амплитуды напряженности электрического поля на

0,2 мВ/м в диапазоне 1,4–2 ГГц. Более того, значения напряженности поля отличаются на 40% для вариантов  $a_3$  и  $a_4$  по сравнению с вариантом до отказа. На дальнем конце ЦП камеры, отклонения до и после отказов наблюдаются в диапазоне 0,4–1,2 ГГц, аналогично после вариантов отказа  $a_3$  и  $a_4$ , где амплитуды напряженности электрического поля на 0,2 мВ/м выше, чем до отказа. Из рисунков 3.41 и 3.42 видно, что уровень ИЭ после варианта  $b$  увеличивается до 1,3 мВ/м в диапазоне частот 1,5–2 ГГц по сравнению с вариантом  $a$ . На ближнем конце ЦП ТЕМ-камеры сдвига резонансов не наблюдается, а отклонения до и после отказов заметны в диапазоне 1,3–2 ГГц. В диапазоне 1,3–1,65 ГГц амплитуды напряженности электрического поля после варианта  $b_4$  ниже на 0,1 мВ/м, чем до отказа, а после вариантов отказа  $b_2$  и  $b_3$  – выше на 0,2 мВ/м, чем до отказа. В диапазоне 1,7–2 ГГц эти амплитуды выше, чем до отказа на 0,2 мВ/м для вариантов  $b_3$  и  $b_4$ . На дальнем конце амплитуды напряженности поля до и после отказов почти не меняются, за исключением диапазона 1,7–2 ГГц, где эти амплитуды для вариантов  $b_3$  и  $b_4$  увеличиваются всего на 0,1 мВ/м по сравнению с вариантом до отказа. Более того, видно, что отклонения между вариантами до и после отказа составляют в среднем 10%. В результате в диапазоне до 2 ГГц влияние отказов на уровень ИЭ незначительно и максимум может достичь 40% на некоторых частотах. Поэтому рекомендуется использовать вариант  $b$  для двукратного МР, так как изменение уровня ИЭ после отказов мал.

С увеличением частоты до 5 ГГц влияние отказов на уровень ИЭ больше. Это видно на рисунках 3.44 и 3.45 для варианта  $a$ . Уровень ИЭ от ПП с двукратным МР в общем достигает 40 мВ/м, исключая уровни на резонансных частотах и скачки в амплитуде, возникающие из-за щели между ПП и поверхности камеры. Между тем колебания амплитуды после 4 ГГц, которые усложняют оценку уровня ИЭ, могут быть связаны с характеристиками нагрузок, использованных для установки разных граничных условий на концах линии. Также видно увеличение сдвига в резонансах в сторону низких частот с увеличением частоты, который достигает 200 МГц для варианта  $a_2$  и 400 МГц – для вариантов  $a_3$  и  $a_4$ . В диапазоне 2–2,4 ГГц амплитуды напряженности электрического поля уменьшаются после отказов из-за сдвига в резонансах, а с 2,4–3 ГГц увеличиваются и после 3 ГГц уменьшаются до 40 %, особенно для вариантов  $a_3$  и  $a_4$ . Для варианта  $b$  уровень амплитуды, в основном, увеличивается с ростом частоты и достигает 40 мВ/м, но, в общем, после отказов он ниже, чем до отказа, почти во всем диапазоне частот, кроме резонансных, как видно из рисунков 3.46 и 3.47. Это подтверждает преимущество варианта  $b$  до 5 ГГц, при изготовлении ПП с учётом ИЭ от них. Стоит отметить, что амплитуды напряженности электрического поля, полученные с помощью классической и миниатюрной ТЕМ-камер, отличаются, так как значения амплитуд зависят от расстояния от исследуемого объекта до ЦП камеры.

### 3.2.3 Четырехпроводная микрополосковая линия передачи

В таблице 3.2 приведены варианты граничных условий (оконечных нагрузок в начале и конце линии) макета 4-проводной МПЛ с трехкратным МР, при которых проводились измерения уровня ИЭ.

Таблица 3.2 – Граничные условия в начале и конце 4-проводной МПЛ

| Вариант  | № | Граничные условия |             |             |             |
|----------|---|-------------------|-------------|-------------|-------------|
|          |   | Проводник 1       | Проводник 2 | Проводник 3 | Проводник 4 |
| <i>a</i> | 1 | Активный          | 50–50       | 50–50       | 50–50       |
|          | 2 | Активный          | 50–XX       | 50–50       | 50–50       |
|          | 3 | Активный          | 50–КЗ       | 50–50       | 50–50       |
|          | 4 | Активный          | 50–КЗ       | XX–50       | КЗ–50       |
| <i>б</i> | 1 | 50–50             | Активный    | 50–50       | 50–50       |
|          | 2 | 50–XX             | Активный    | 50–50       | 50–50       |
|          | 3 | 50–КЗ             | Активный    | 50–50       | 50–50       |
|          | 4 | 50–КЗ             | Активный    | XX–50       | КЗ–50       |
| <i>в</i> | 1 | 50–50             | 50–50       | Активный    | 50–50       |
|          | 2 | 50–XX             | 50–50       | Активный    | 50–50       |
|          | 3 | 50–КЗ             | 50–50       | Активный    | 50–50       |
|          | 4 | 50–КЗ             | XX–50       | Активный    | КЗ–50       |
| <i>г</i> | 1 | 50–50             | 50–50       | 50–50       | Активный    |
|          | 2 | 50–XX             | 50–50       | 50–50       | Активный    |
|          | 3 | 50–КЗ             | 50–50       | 50–50       | Активный    |
|          | 4 | 50–КЗ             | XX–50       | КЗ–50       | Активный    |

Для варианта *a* из таблицы 3.2, на рисунке 3.48 представлены частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в стандартной ТЕМ-камере, а на рисунке 3.49 – на дальнем. Аналогичные результаты для варианта *б* представлены на рисунках 3.50 и 3.51, для варианта *в* – на рисунках 3.52 и 3.53, для варианта *г* – на рисунках 3.54 и 3.55. Значения напряженности, полученные на ЦП ТЕМ-камеры, используются для оценки уровня ИЭ от ПП.

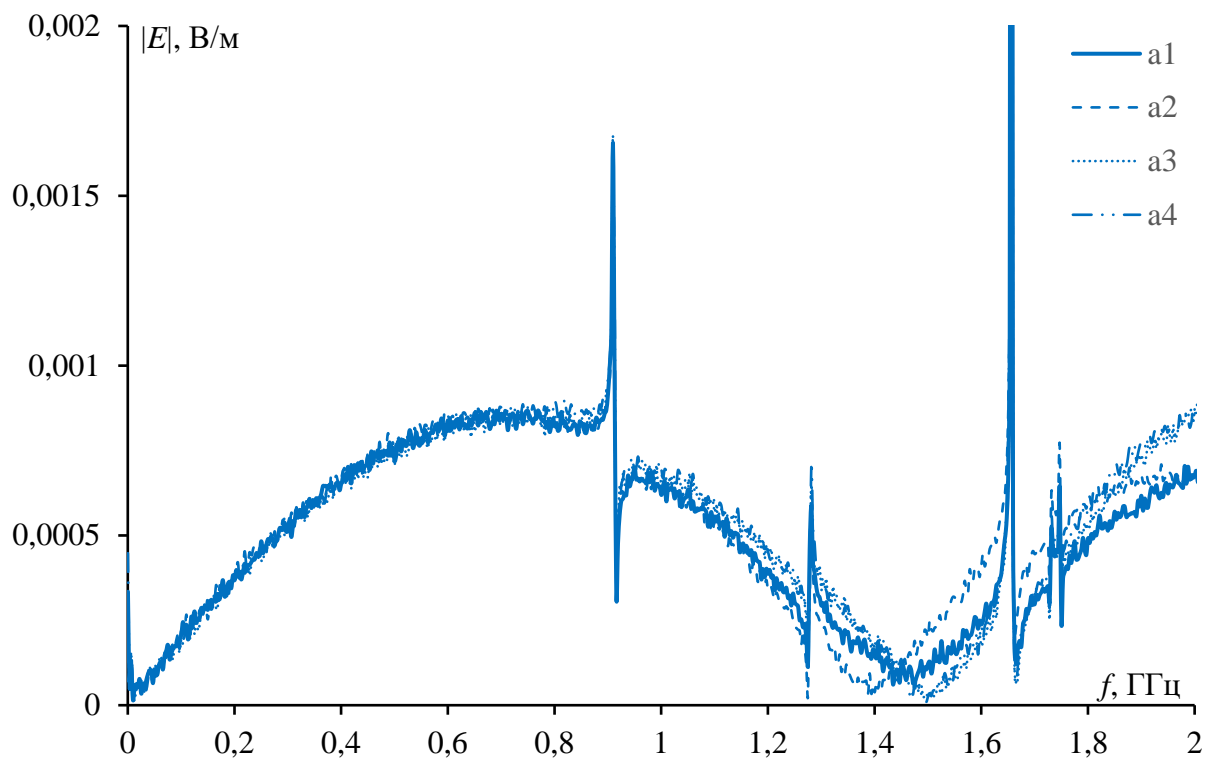


Рисунок 3.48 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта  $a$

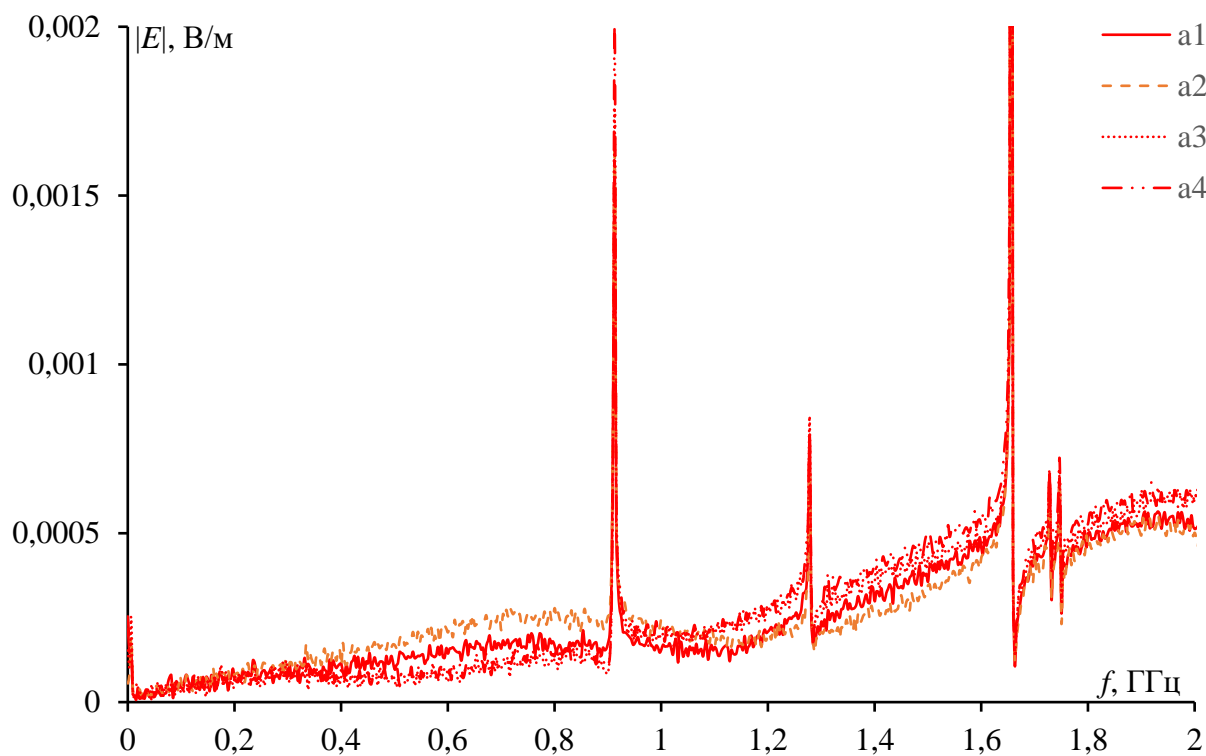


Рисунок 3.49 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта  $a$

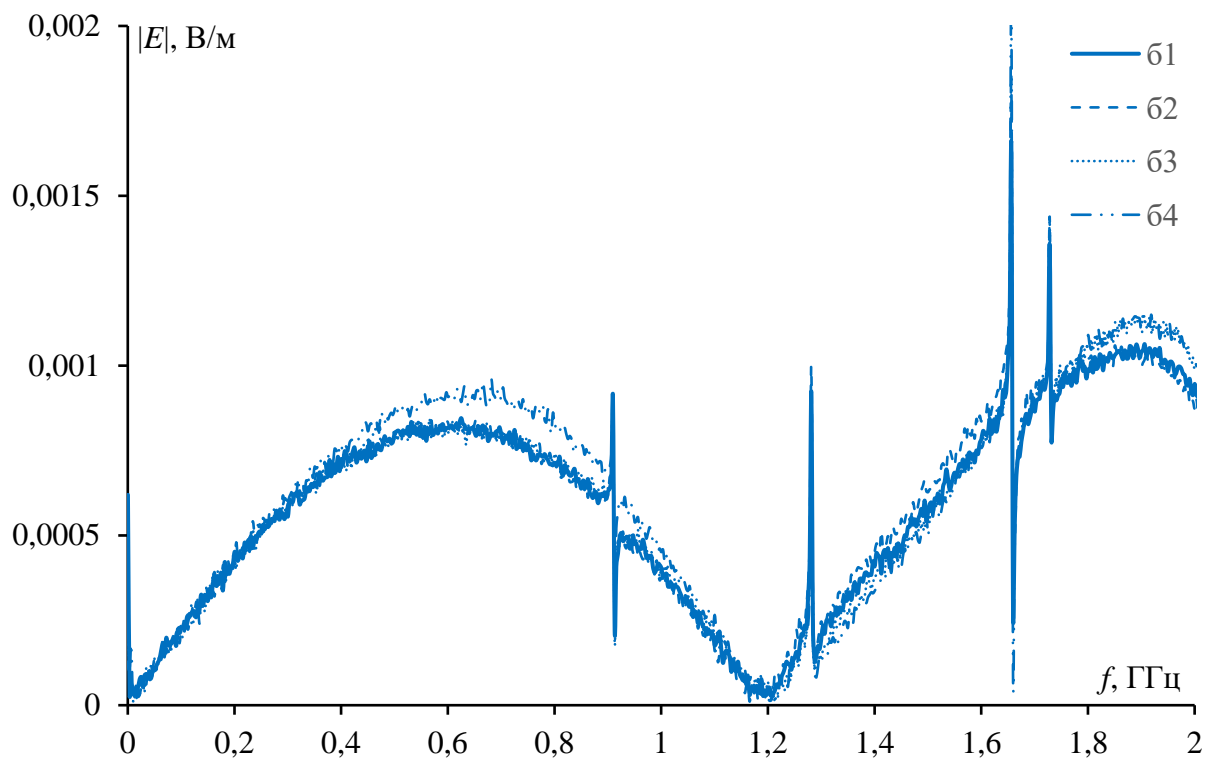


Рисунок 3.50 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта б

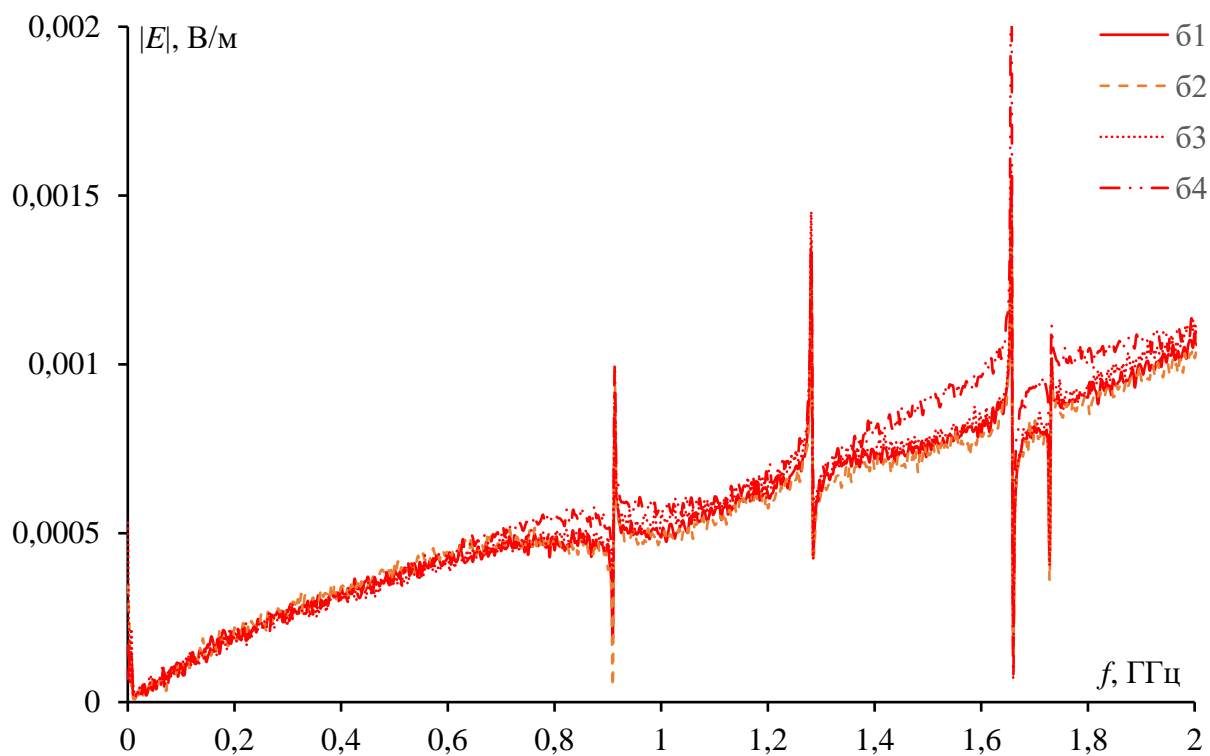


Рисунок 3.51 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в классической ТЕМ-камере для варианта б

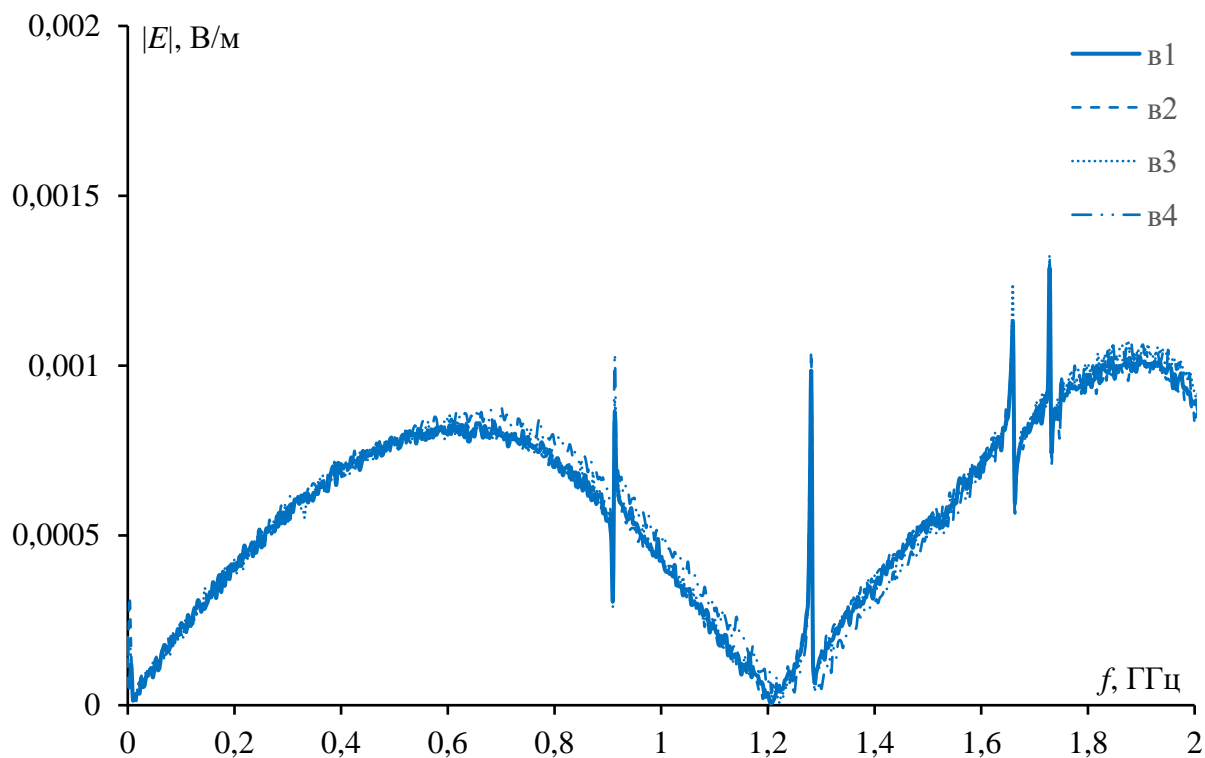


Рисунок 3.52 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в классической TEM-камере для варианта  $v$

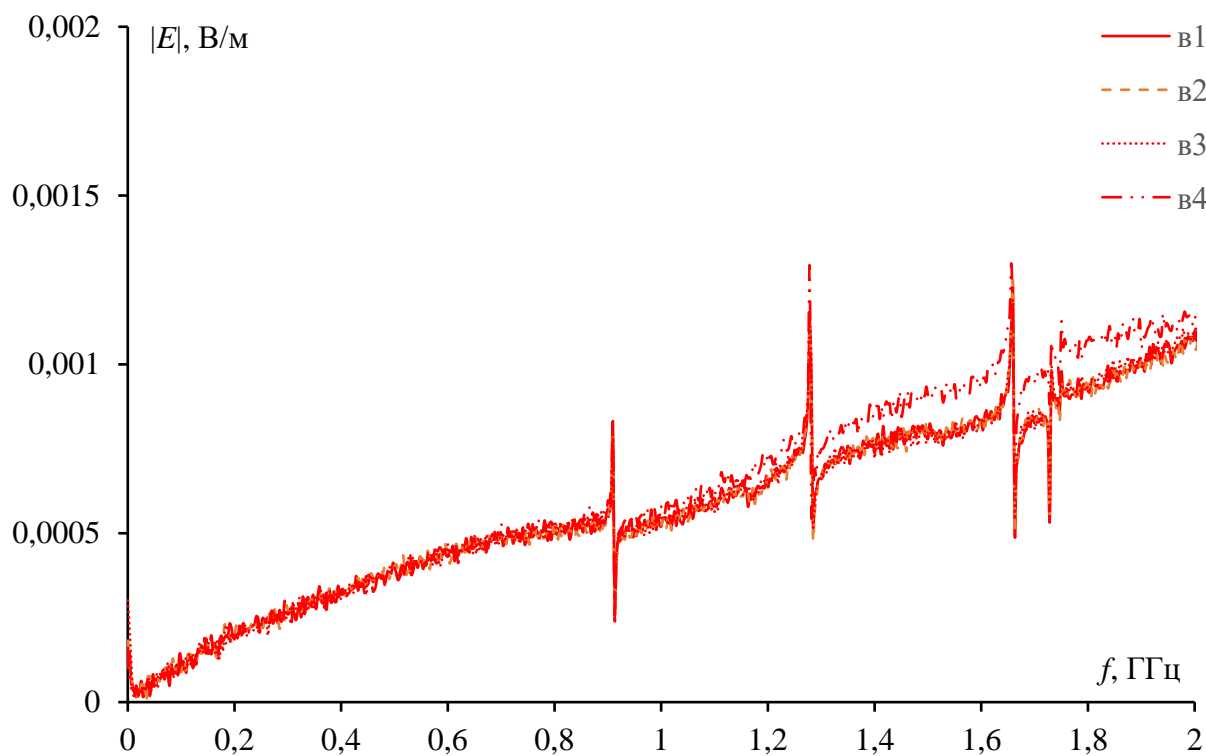


Рисунок 3.53 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в классической TEM-камере для варианта  $v$



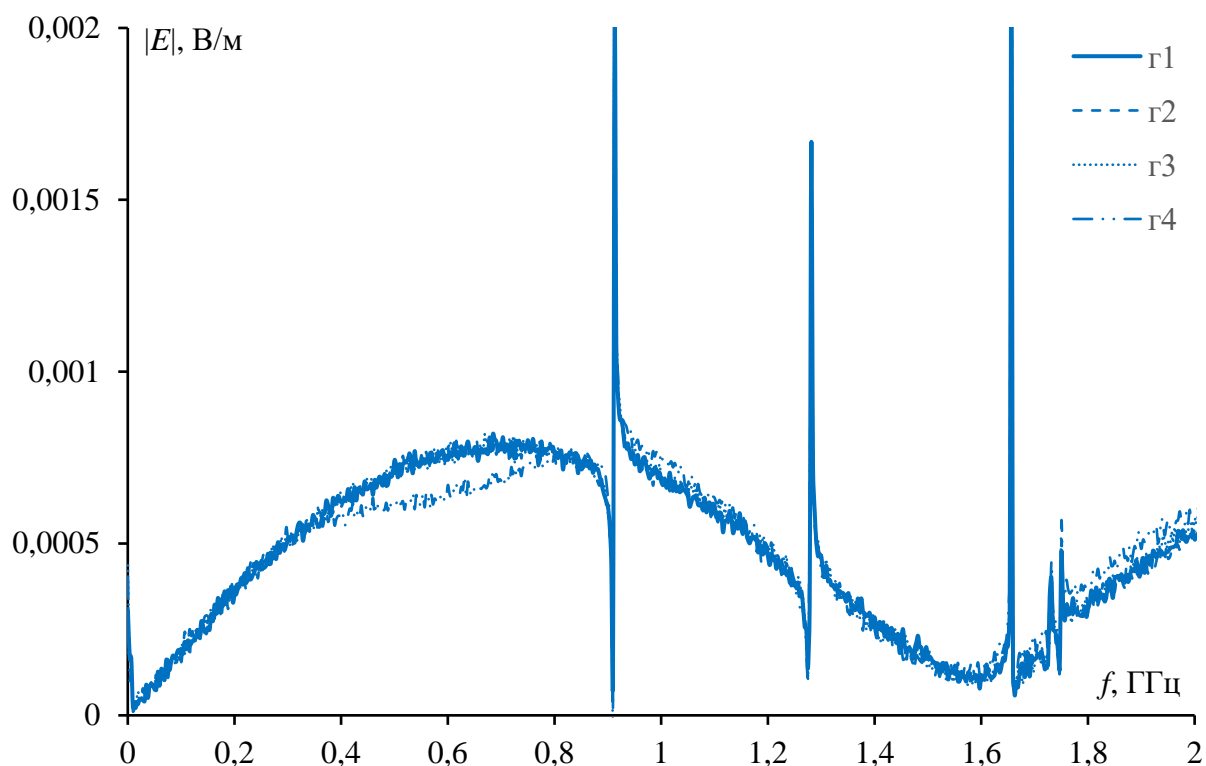


Рисунок 3.54 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в классической TEM-камере для варианта  $z$

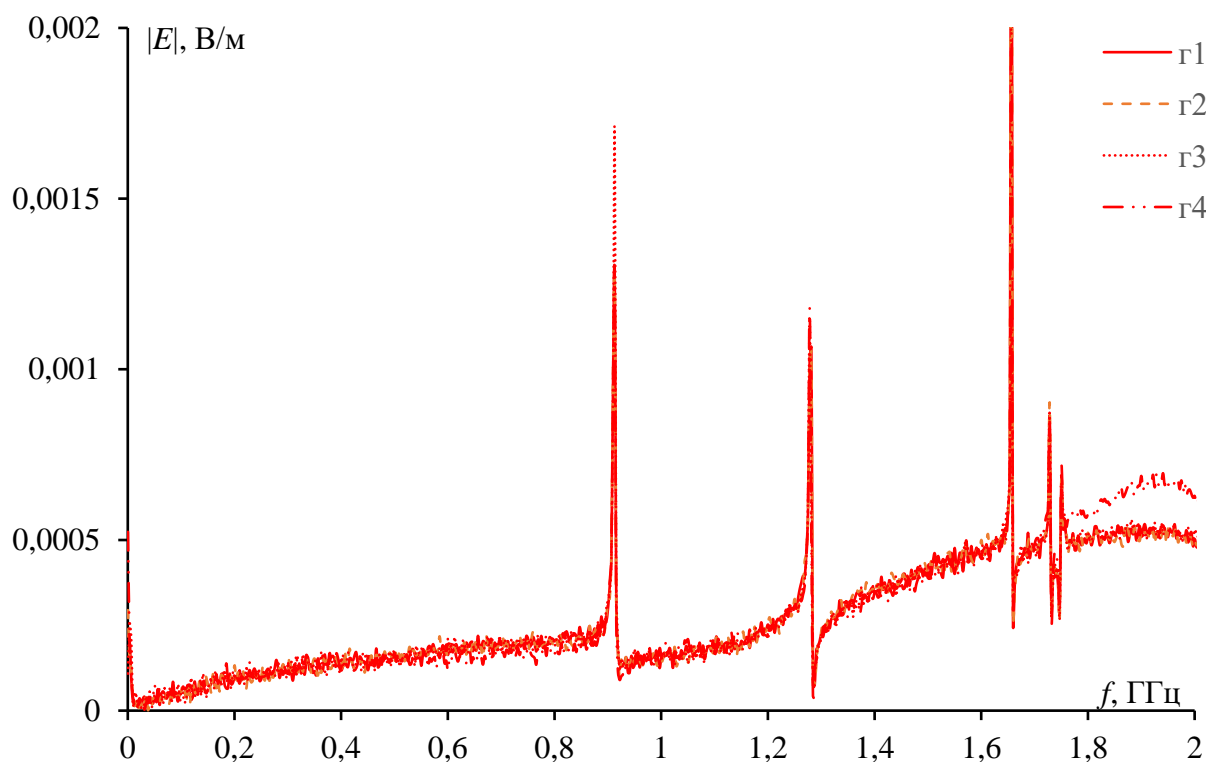


Рисунок 3.55 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в классической TEM-камере для варианта  $z$

Аналогичные результаты для мини-TEM-камере представлены на рисунках 3.56–3.63.

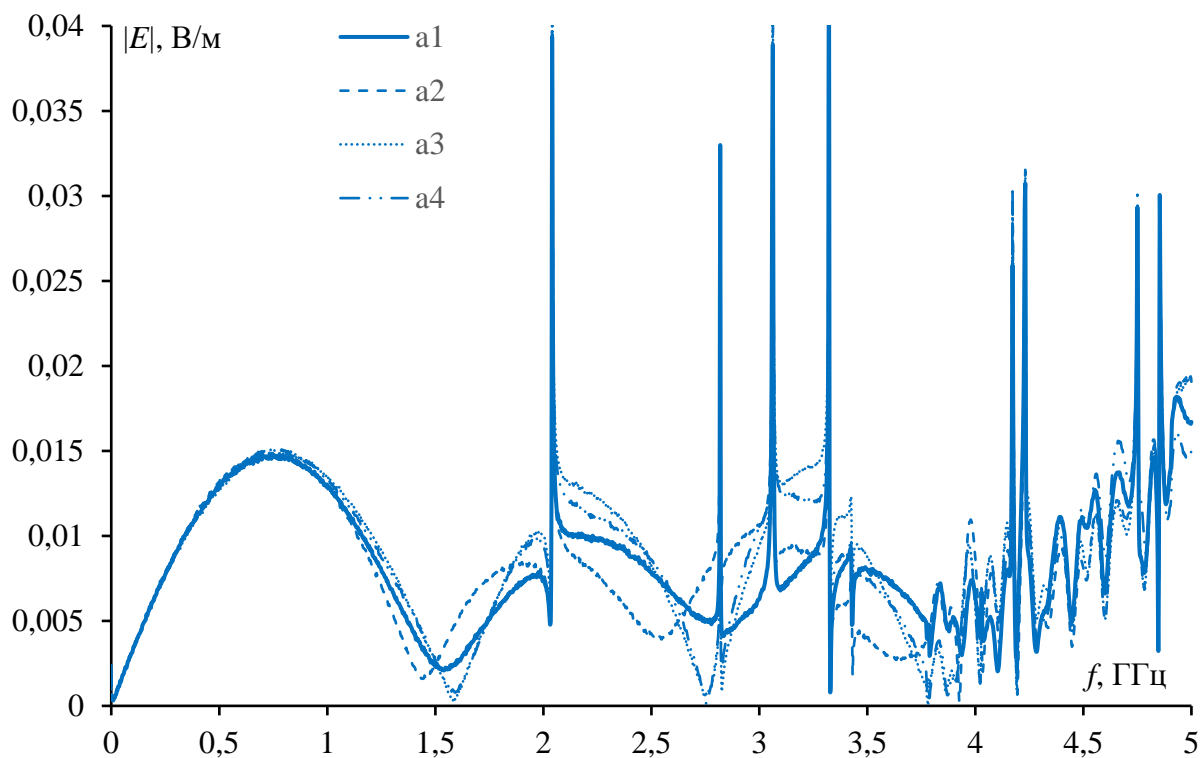


Рисунок 3.56 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта  $a$

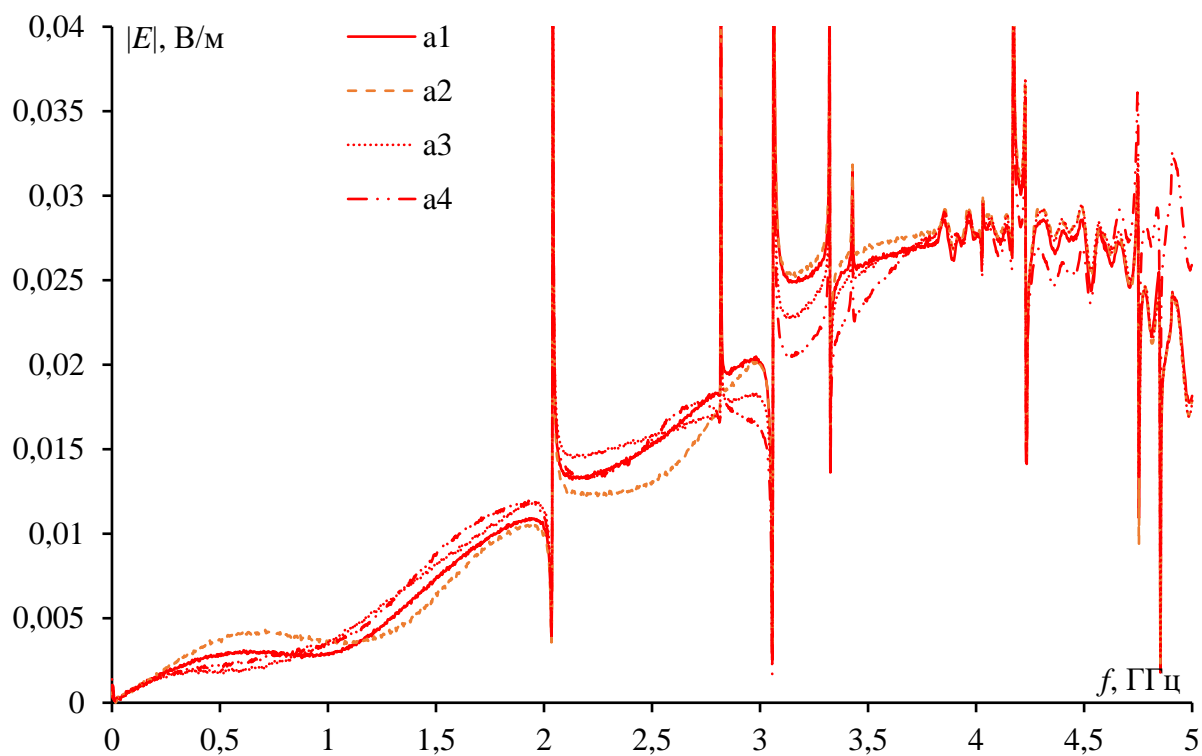


Рисунок 3.57 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта  $a$

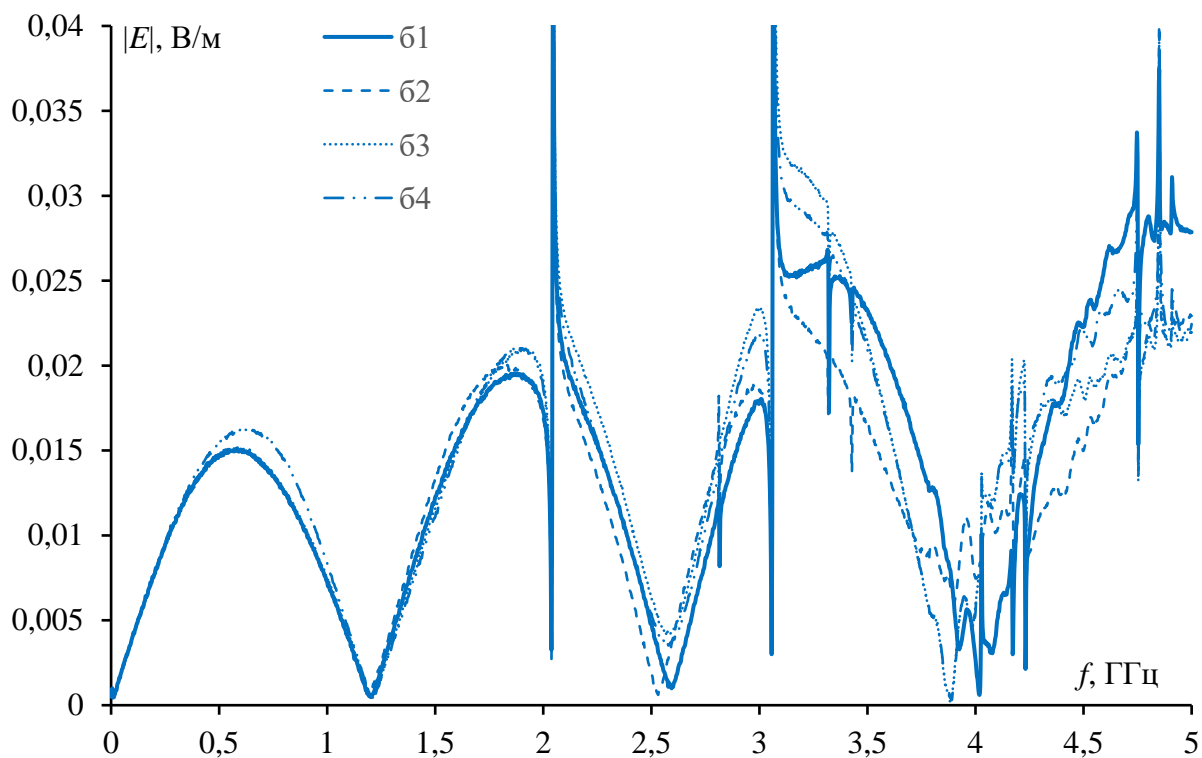


Рисунок 3.58 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта б

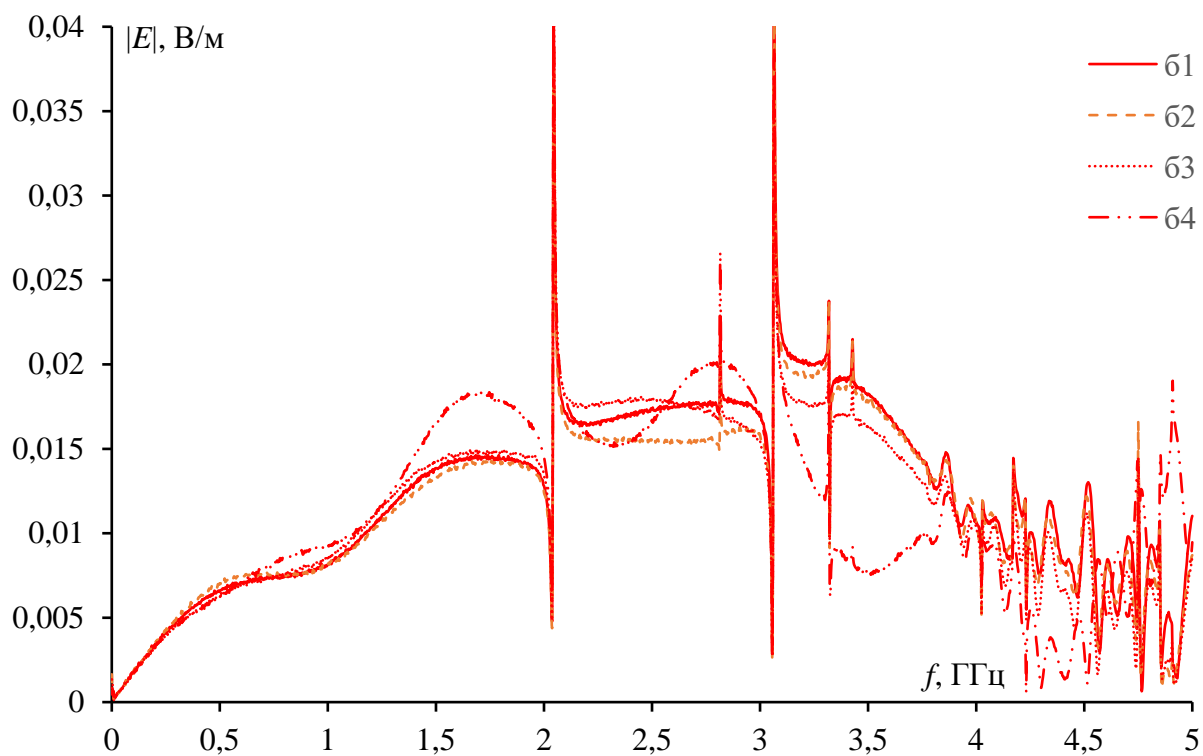


Рисунок 3.59 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта б

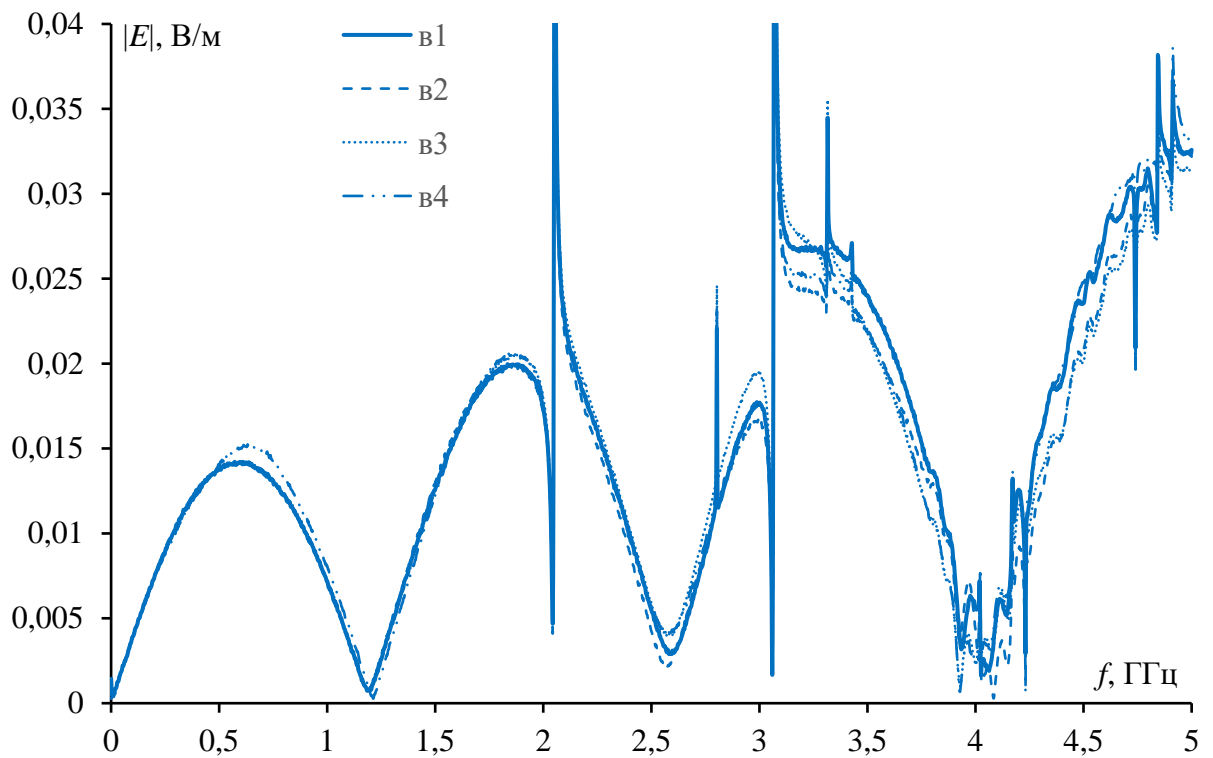


Рисунок 3.60 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта  $\epsilon$

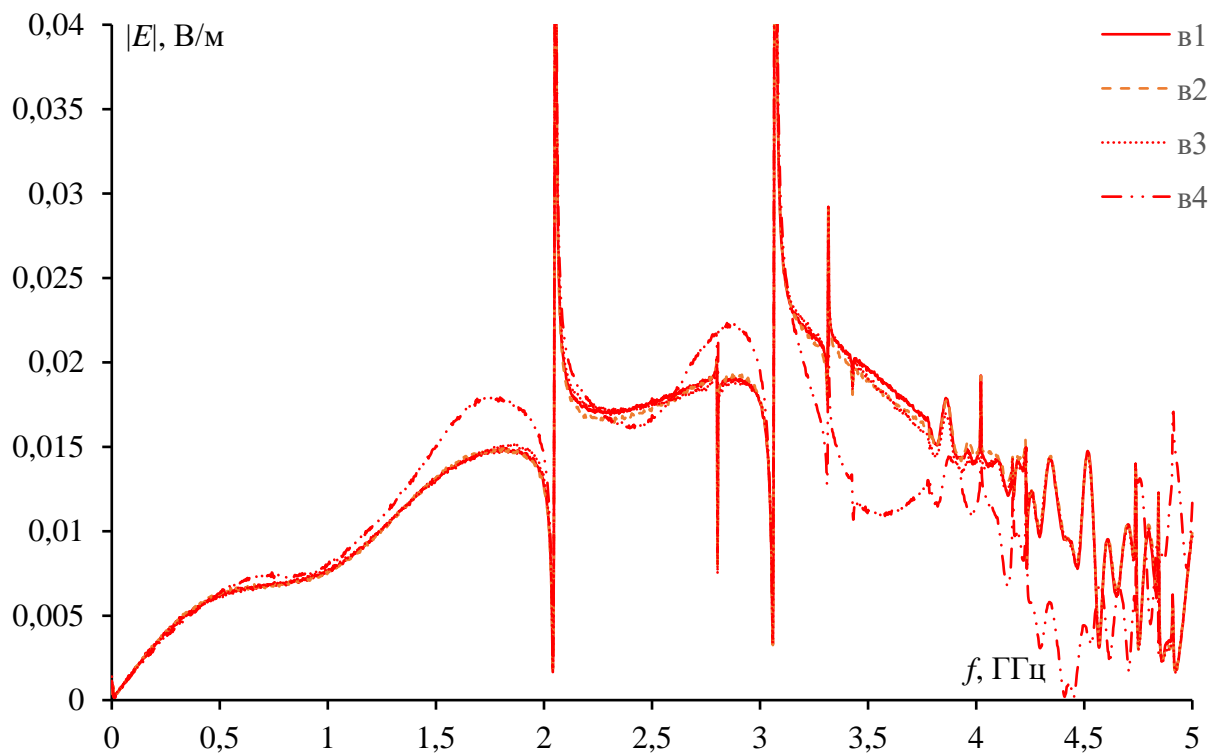


Рисунок 3.61 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта  $\epsilon$

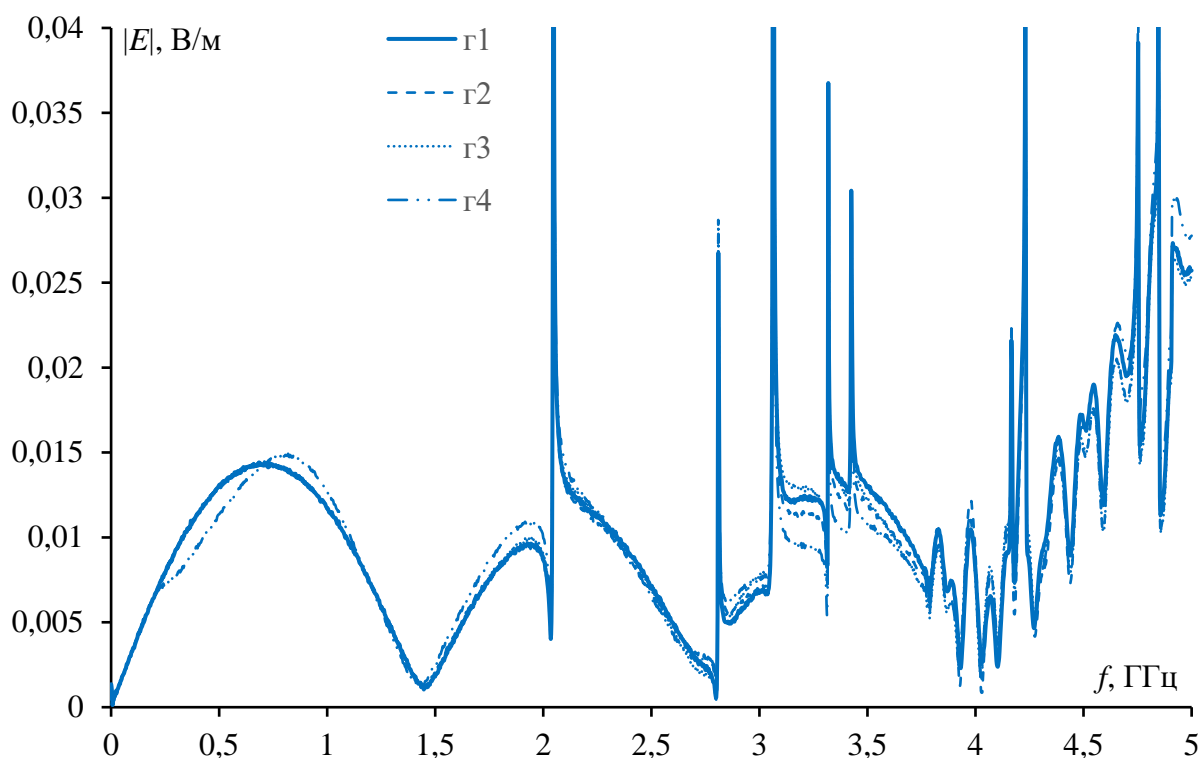


Рисунок 3.62 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на ближнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта  $z$

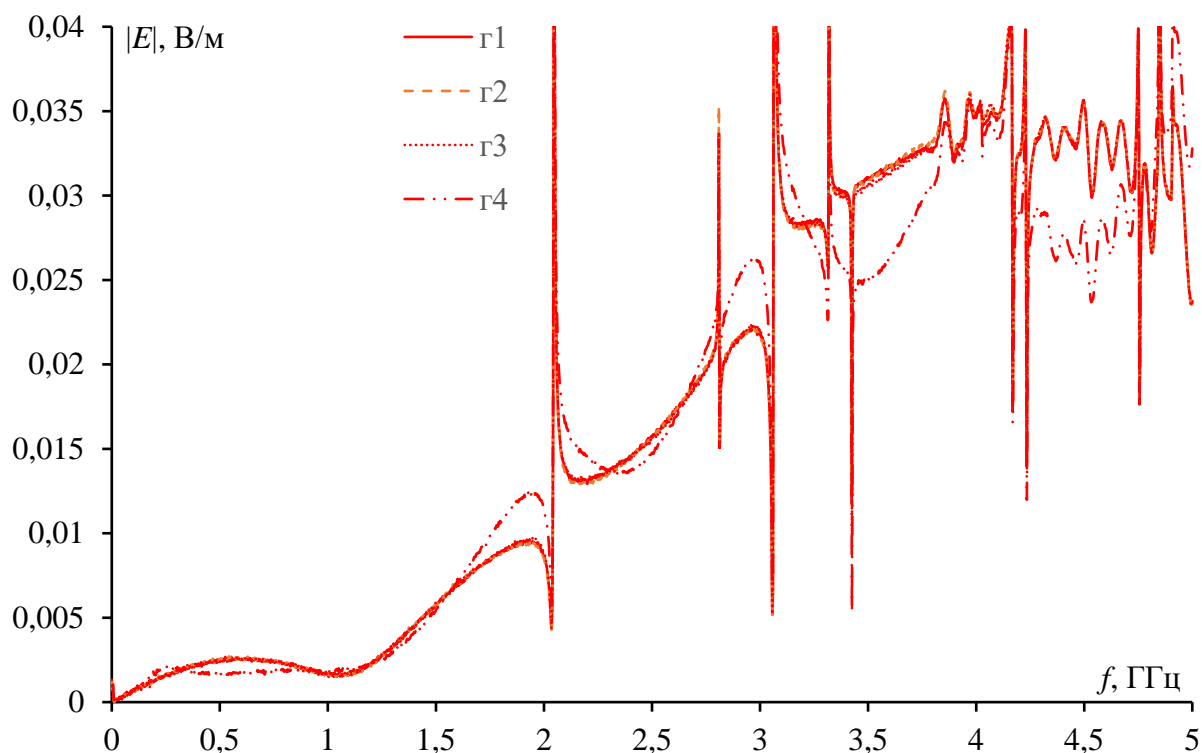


Рисунок 3.63 – Частотные зависимости напряженности электрического поля на дальнем конце ЦП в мини-ТЕМ-камере для варианта  $z$

Из рисунков 3.48 и 3.49 видно, что уровень ИЭ от ПП с трёхкратным МР не повышает 1 мВ/м, даже после отказов в диапазоне частот до 2 ГГц. На ближнем конце камеры после отказов наблюдается сдвиг резонанса до 100 МГц в сторону низких частот для варианта  $a_2$ , а для вариантов  $a_3$  и  $a_4$  – в сторону высоких. Амплитуды напряженности электрического поля

для вариантов  $a_3$  и  $a_4$ , в основном, меньше, чем до отказа, в отличие от варианта  $a_2$ . Из рисунков 3.50 и 3.51 видно, что уровень ИЭ после варианта  $b$  увеличивается до 1,2 мВ/м. Также видно, что в диапазоне 0,3–1,3 ГГц на ближнем конце и 1,3–2 ГГц – на дальнем амплитуды напряженности электрического поля выше, чем для других вариантов в среднем на 20 % для варианта  $b_4$ , а для варианта  $b_4$  – в среднем на 10 % (рисунки 3.52 и 3.53). Таким образом, варианты  $a$  и  $z$  лучше остальных, так как амплитуды напряженности электрического поля при них меньше, чем у остальных в диапазоне до 2 ГГц, даже после отказов (на примере для варианта  $z$  из рисунков 3.54 и 3.55). До 5 ГГц, варианты  $a$  и  $z$  превосходят остальные не только по уровню эмиссии, но и по стабильности после отказов, как видно из рисунков 3.56–3.63.

### 3.2.4 Основные результаты подраздела

Выполнены экспериментальные исследования для оценки ИЭ от цепей с многократным МР. Исследования проведены с использованием двух специальных макетов и двух ТЕМ-камер в обоих диапазонах частот. На основе измеренных  $S$ -параметров рассчитаны амплитуды напряженности электрического поля от макетов при разных вариантах граничных условий. Выбор этих вариантов обоснован необходимостью исследование данных макетов ЛП с МР не только в идеальном рабочем состоянии, но и при разных вариантах отказов на концах линии. Это позволило оценить эффективность применения многократного МР с учетом ИЭ даже после отказов. Анализ результатов показал, что с учётом уровней ИЭ от 3-проводной МПЛ с двукратным МР рекомендуется трассировать активный проводник в центре среди двух пассивных, а 4-проводной МПЛ с трехкратным МР – по краям.

### 3.3 Основные результаты раздела

1. Впервые получены вычислительные и экспериментальные оценки ИЭ от ПП с однократным МР при изменении температуры.
2. Впервые получены экспериментальные оценки ИЭ от ПП с двух- и трехкратным МР. С учётом уровней ИЭ от 3-проводной МПЛ с двукратным МР, рекомендуется выбирать ее активный проводник в центре, между двух пассивных, а для 4-проводной МПЛ с трехкратным МР – по краям.

#### 4. ВИРТУАЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ НА ИЗЛУЧАЕМУЮ ЭМИССИЮ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ

Здесь описано виртуальное испытание ПП с МР в ТЕМ-камере посредством квазистатического моделирования эксперимента в системе TALGAT [212–214] и представлен новый способ однократного МР [215, 216].

##### 4.1 Моделирование ТЕМ-камеры и макетов печатных плат с модальным резервированием и без него

Макет классической ТЕМ-камеры, использованной в ходе дальнейшего моделирования, представлен на рисунке 4.1.



Рисунок 4.1 – Макет классической ТЕМ-камеры с закрытой (а) и открытой (б) апертурой

Геометрические параметры самой классической-ТЕМ-камеры выбраны следующими: ширина и высота  $a=140$  мм и  $b=120$  мм соответственно, ширина и толщина ЦП  $w=106,2$  мм и  $t=2$  мм. Расстояние от корпуса до диэлектрика без учета фольги  $z=20$  мм. На рисунке 4.2 представлено поперечное сечение ТЕМ-камеры с одиночной МПЛ в системе TALGAT в качестве примера.

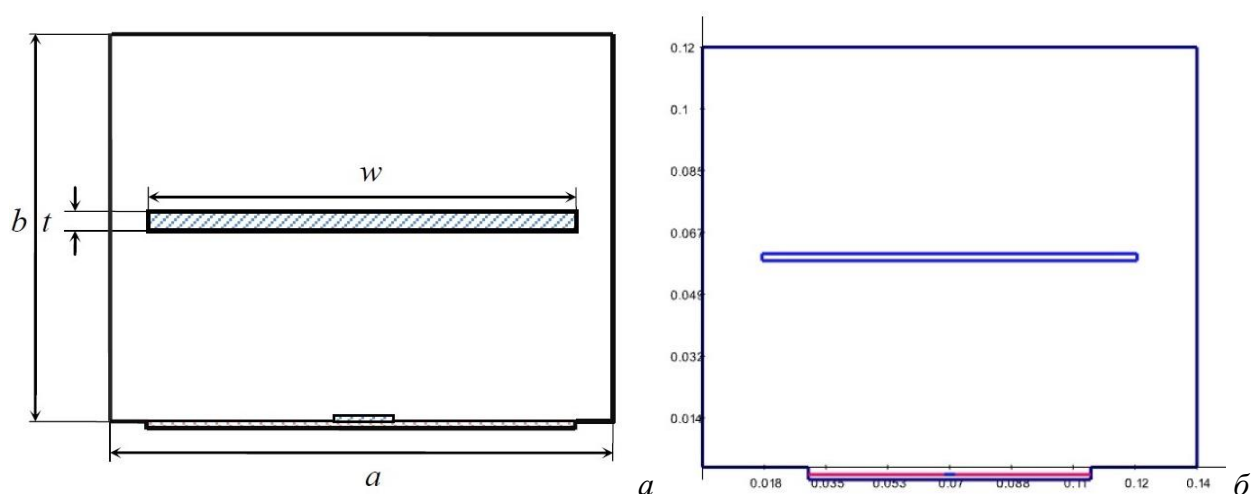


Рисунок 4.2 – Поперечное сечение классической ТЕМ-камеры с МПЛ (а) и геометрическая модель в системе TALGAT (б)

Построена геометрическая модель поперечного сечения мини-ТЕМ-камеры, состоящего, кроме опорного, из одного нижнего проводника и ЦП. Параметры самой ТЕМ-камеры (рисунок 4.3а) выбраны следующими: ширина и высота  $a=104$  мм и  $b=31$  мм соответственно, ширина и толщина ЦП  $w=40$  мм и  $t=1$  мм. Расстояние от корпуса до диэлектрика без учета фольги  $z=10$  мм. Высота верхней границы корпуса до ЦП  $h=15$  мм, ширина от левой границы корпуса до ЦП  $g=32$  мм.

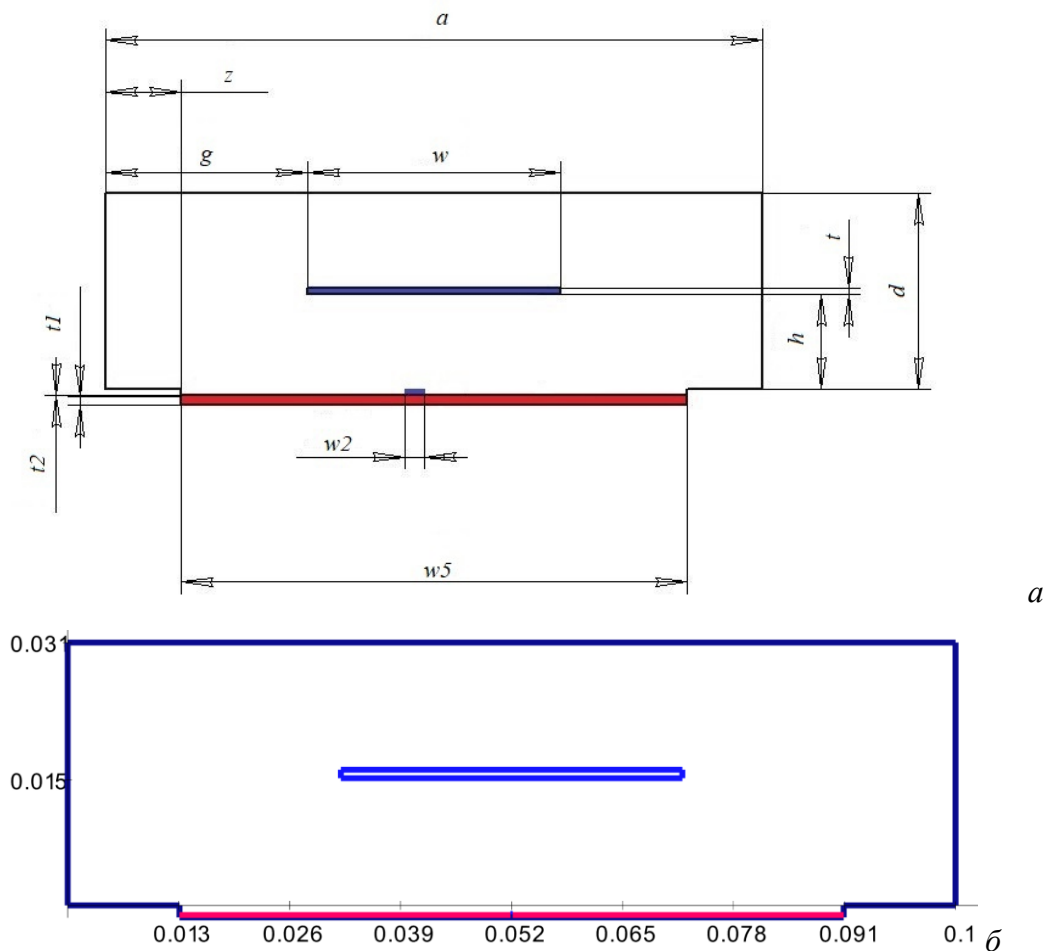


Рисунок 4.3 – Поперечное сечение мини-ТЕМ-камеры с МПЛ (а) и геометрическая модель в системе TALGAT (б)

Рассмотрим структуру одиночной МПЛ длиной  $l=0,06$  м, которая имитирует ПП без МР, с  $\epsilon_r=4,7$  и бесконечной плоскостью земли. Поперечное сечение и схема соединений представлены на рисунке 4.4. Параметры поперечного сечения: ширина проводника  $w=255$  мкм, толщина проводника  $t=105$  мкм, толщина диэлектрической подложки  $h=290$  мкм и расстояние от края диэлектрика до проводника  $d=38,7752$  мм. На рисунке 4.4б приведена эквивалентная схема, в которой сопротивления  $R_1=R_2=50$  Ом. Между проводником линии и опорной плоскостью земли подключен источник гармонического воздействия с амплитудой ЭДС 1 В для получения АЧХ.



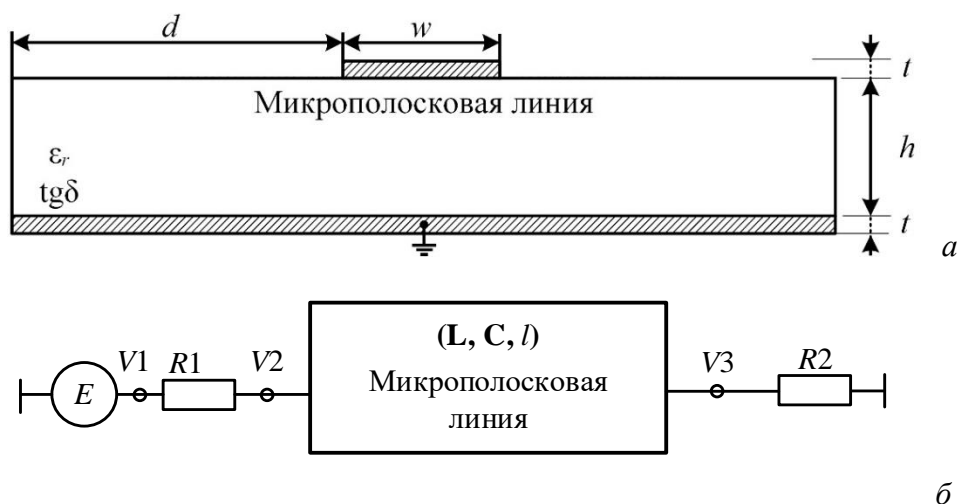


Рисунок 4.4 – Поперечное сечение (а) и эквивалентная схема (б) структуры без МР

Моделирование проводилось без учета потерь в проводниках и диэлектриках, поэтому элементы матриц погонных потерь в проводниках ( $\mathbf{R}$ ) и диэлектриках ( $\mathbf{G}$ ) взяты равными нулю. Матрицы погонных коэффициентов электростатической ( $\mathbf{C}$ ) и электромагнитной ( $\mathbf{L}$ ) индукции (порядка 1 для одиночной линии) для структуры из рисунка 4.4а вычислялись при разных длинах сегментов на границах проводника ( $cs/l$ ) и диэлектрика ( $dsl$ ) до сходимости. Их значения и значения  $\tau$  приведены в таблице 4.1. Как видно, разность значений погонных коэффициентов уменьшается, а погонная задержка  $\tau$  получена с точностью до 2 знака после запятой, что говорит о сходимости результатов моделирования при последней сегментации. Частотные зависимости напряжения на входе и выходе линии приведены на рисунке 4.5. Колебания характеристик вызваны неравенством волнового сопротивления линии (с параметрами реально изготовленного макета) сопротивлению тракта, моделируемого резистивными окончаниями 50 Ом.

Таблица 4.1 – Значения погонных параметров ЛП при разных сегментациях

| $cs/l$ | $dsl$ | $\mathbf{C}$ , пФ/м | $\mathbf{L}$ , нГн/м | $\tau$ , нс/м |
|--------|-------|---------------------|----------------------|---------------|
| $t/3$  | $t/3$ | 87,2223             | 378,999              | 5,74953       |
| $t/5$  | $t/3$ | 87,3483             | 378,131              | 5,74709       |
| $t/7$  | $t/3$ | 87,3304             | 377,813              | 5,74408       |

Рассмотрим структуру связанной МПЛ длиной  $l=0,06$  м, которая имитирует ПП с МР, с  $\epsilon_r=4,7$  и бесконечной плоскостью земли. Параметры поперечного сечения:  $w=255$  мкм,  $t=130$  мкм,  $h=290$  мкм, расстояние между проводниками  $s=450$  мкм, расстояние от края диэлектрика до активного проводника  $d=38,7725$  мм, а пассивного – 38,1025 мм (рисунок 4.6а). На рисунке 4.6б приведена эквивалентная схема, в которой  $R_1=R_2=R_3=R_4=50$  Ом. Между активным проводником линии и опорной плоскостью земли подключен источник гармонического воздействия с амплитудой ЭДС 1 В для получения АЧХ.

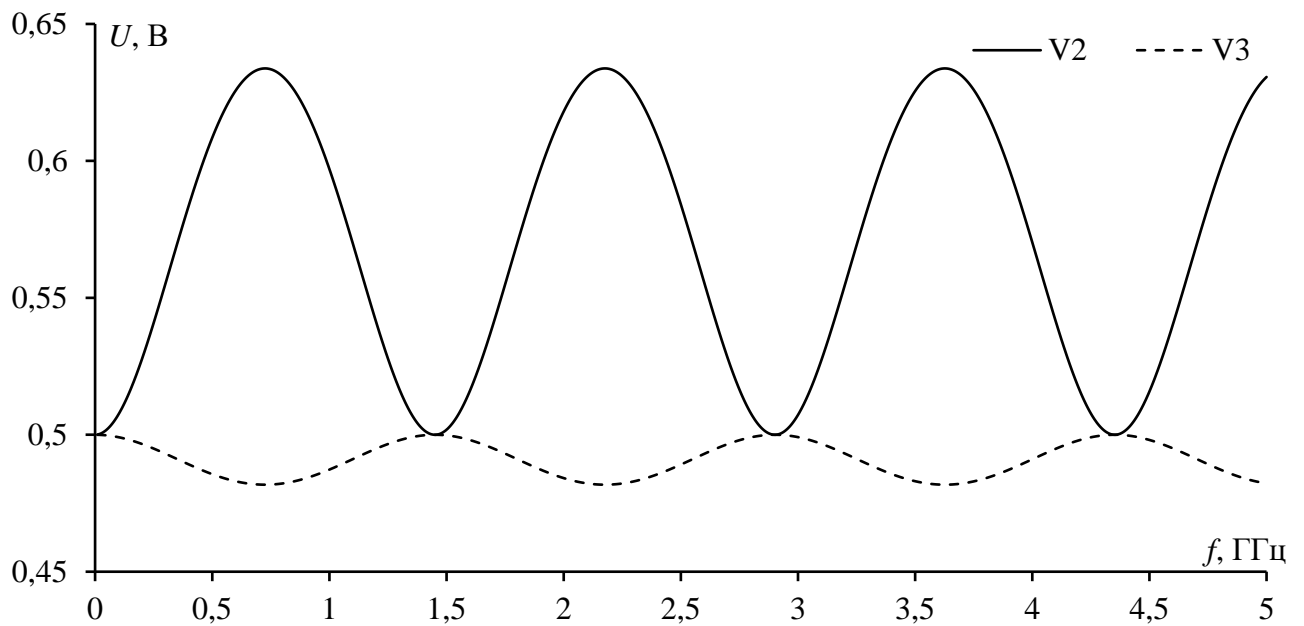


Рисунок 4.5 – Частотные отклики в узлах на входе ( $V_2$ ) и выходе ( $V_3$ ) активного проводника ПП без МР

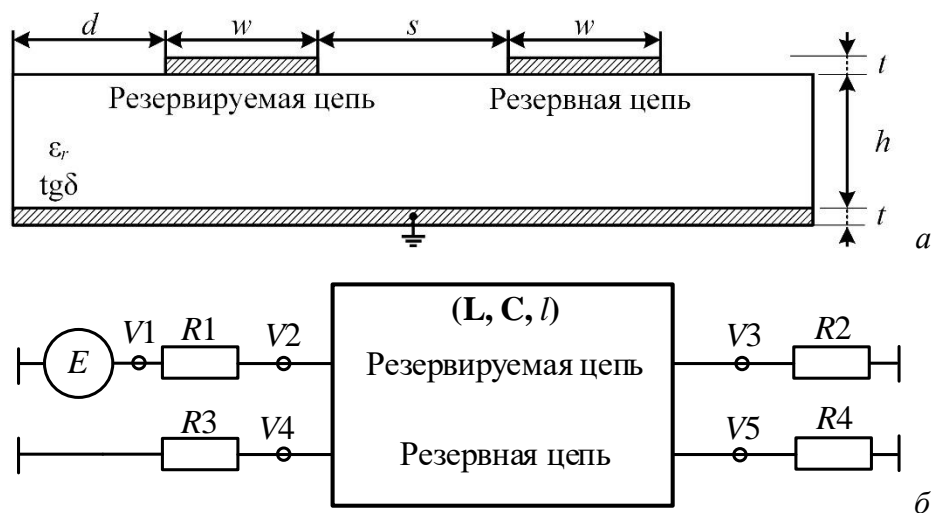


Рисунок 4.6 – Поперечное сечение ( $a$ ) и эквивалентная схема ( $b$ ) структуры с МР

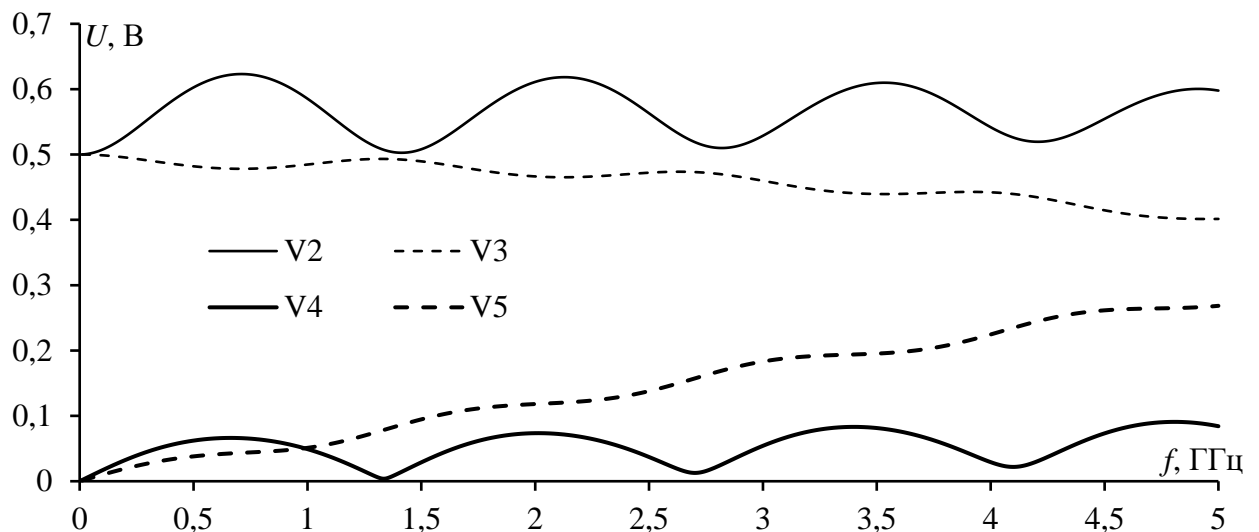
Исходные и симметрированные матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{L}$  (порядка 2) для структуры из рисунка 4.6а вычислялись при разных длинах сегментов на границах проводников ( $cs/l$ ) и диэлектрика ( $dsl$ ) до сходимости. Их значения и максимальные значения матрицы ошибок при симметрировании матриц  $\mathbf{C}$  ( $e_c$ ) и  $\mathbf{L}$  ( $e_l$ ) приведены в таблице 4.2. В силу симметрии проводников связанной линии, диагональные коэффициенты матриц между собой практически равны, а асимметрия матриц очень мала. Значения  $\tau$  и их разница приведены при разных длинах сегментов в таблице 4.3. Как видно, значения  $\tau$  сходятся. Частотные зависимости напряжения на входе и выходе изображены на рисунке 4.7. Видно, что на выходе активного проводника ( $V_3$ ) напряжение уменьшается, а пассивного ( $V_5$ ) – увеличивается.

Таблица 4.2 – Значения погонных параметров ЛП при разной сегментации ее границ

| $csl$ | $dsl$ | Тип  | $C$ , пФ/м  | $L$ , нГн/м  | $e_s$ , %     | $e_l$ , %     |
|-------|-------|------|---|--|---------------|---------------|
| $t/3$ | $t/3$ | Исх. | $\begin{bmatrix} 88,0972 & -7,267 \\ -7,267 & 88,0973 \end{bmatrix}$    | $\begin{bmatrix} 376,25 & 72,6197 \\ 72,6197 & 376,25 \end{bmatrix}$   | $1,09039e-05$ | $7,33918e-11$ |
|       |       | Сим. | $\begin{bmatrix} 88,0972 & -7,267 \\ -7,267 & 88,0973 \end{bmatrix}$    | $\begin{bmatrix} 376,25 & 72,6197 \\ 72,6197 & 376,25 \end{bmatrix}$   |               |               |
| $t/5$ | $t/3$ | Исх. | $\begin{bmatrix} 88,2404 & -7,34929 \\ -7,3493 & 88,2405 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 375,355 & 72,6299 \\ 72,6299 & 375,355 \end{bmatrix}$ | $1,06045e-05$ | $5,31364e-11$ |
|       |       | Сим. | $\begin{bmatrix} 88,2404 & -7,3493 \\ -7,3493 & 88,2405 \end{bmatrix}$  | $\begin{bmatrix} 375,355 & 72,6299 \\ 72,6299 & 375,355 \end{bmatrix}$ |               |               |
| $t/7$ | $t/3$ | Исх. | $\begin{bmatrix} 88,228 & -7,37542 \\ -7,37542 & 88,2281 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 375,027 & 72,6338 \\ 72,6338 & 375,027 \end{bmatrix}$ | $1,02912e-05$ | $5,26051e-11$ |
|       |       | Сим. | $\begin{bmatrix} 88,228 & -7,37542 \\ -7,37542 & 88,2281 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 375,027 & 72,6338 \\ 72,6338 & 375,027 \end{bmatrix}$ |               |               |

Таблица 4.3 – Погонные задержки мод ЛП при разной сегментации ее границ

| $csl$ | $\tau_1$ , нс/м | $\tau_2$ , нс/м | $\Delta\tau$ , нс/м |
|-------|-----------------|-----------------|---------------------|
| $t/3$ | 6,02347         | 5,38103         | 0,642445            |
| $t/5$ | 6,01980         | 5,37935         | 0,640452            |
| $t/7$ | 6,01619         | 5,37679         | 0,639404            |

Рисунок 4.7 – Частотные отклики в узлах на входе ( $V_2$ ) и выходе ( $V_3$ ) активного проводника и на входе ( $V_4$ ) и выходе ( $V_5$ ) пассивного проводника структуры с МР

## 4.2 Моделирование макетов в ТЕМ-камере

### 4.2.1 Моделирование в классической ТЕМ-камере

Рассмотрим модель поперечного сечения регулярной части классической-ТЕМ-камеры с испытываемым объектом (ИО) в виде активного проводника. Схема соединений представлена на рисунке 4.8.

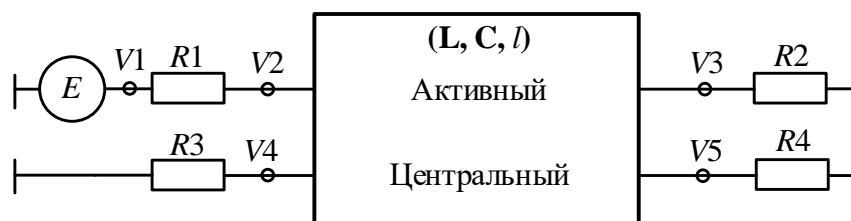


Рисунок 4.8 – Эквивалентная схема структуры без МР в ТЕМ-камере

Полученные матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{L}$  для структуры из рисунка 4.8 сведены в таблицу 4.4. Асимметрия матриц мала. Частотные зависимости напряжения на входе и выходе изображены на рисунке 4.9. Видно, что на выходе ЦП ( $V5$ ) наблюдается почти линейное возрастание напряжения с ростом частоты, тогда как на его входе ( $V4$ ) до 1 ГГц напряжение выше, а после – ниже. Это характеризует уровень ИЭ от ПП без МР.

Таблица 4.4 – Значения погонных параметров для ПП без МР в классической ТЕМ-камере

| Тип  | $\mathbf{C}$ , пФ/м  | $\mathbf{L}$ , нГн/м   | $e_s$ , % | $e_l$ , % | $\tau_1$ , нс/м | $\tau_2$ , нс/м |
|------|--|--|-----------|-----------|-----------------|-----------------|
| Исх. | $\begin{bmatrix} 72,0919 & -1,00524 \\ -1,0041 & 61,8672 \end{bmatrix}$  | $\begin{bmatrix} 380,313 & 0,869681 \\ 0,869754 & 179,627 \end{bmatrix}$ | 0,056731  | 0,0041614 | 5,23631         | 3,33313         |
| Сим. | $\begin{bmatrix} 72,0919 & -1,00467 \\ -1,00467 & 61,8672 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 380,313 & 0,869718 \\ 0,869718 & 179,627 \end{bmatrix}$ |           |           |                 |                 |

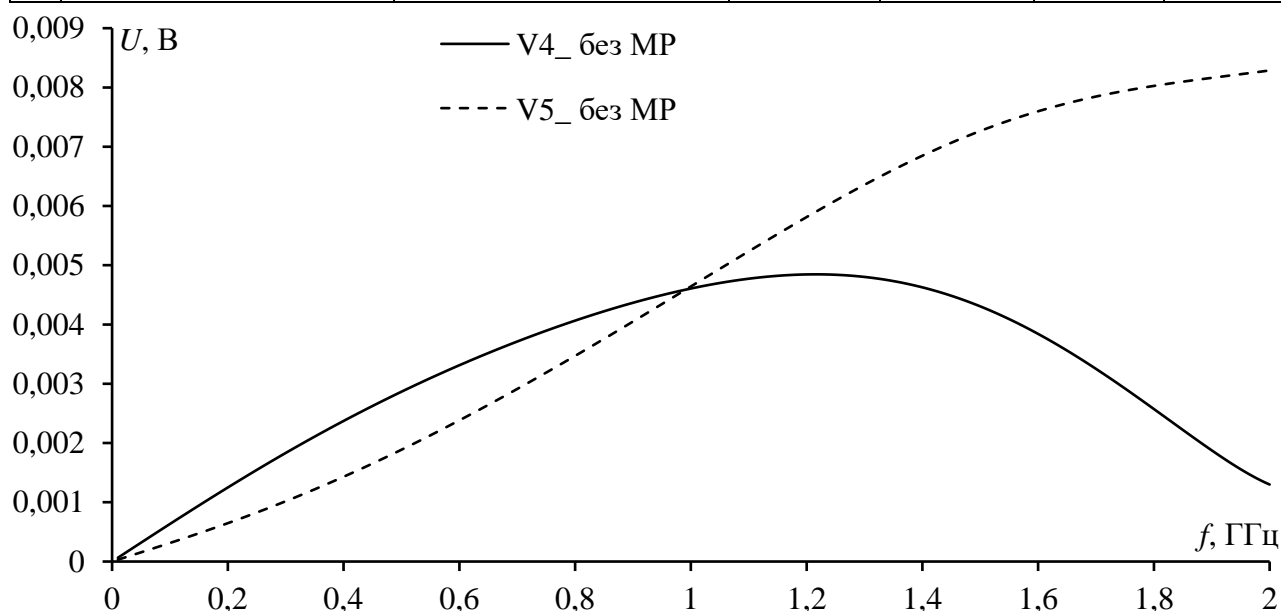


Рисунок 4.9 – Частотные отклики в узлах на входе ( $V4$ ) и выходе ( $V5$ ) ЦП структуры без МР в классической ТЕМ-камере

Рассмотрим модель поперечного сечения регулярной части ТЕМ-камеры с ИО, состоящим из активного, пассивного и центрального проводников. Схема соединений представлена на рисунке 4.10.



Рисунок 4.10 – Эквивалентная схема структуры с МР в ТЕМ-камере

Параметры моделирования классической ТЕМ-камеры и 3-проводной МПЛ прежние. Полученные значения погонных параметров и асимметрия матриц при оптимальном числе сегментов сведены в таблицу 4.5. Видно, что диагональные коэффициенты, соответствующие связанной ЛП, почти равны, а асимметрия мала, так что моделирование соответствует реалиям. Частотные зависимости напряжения на входе и выходе приведены на рисунке 4.11. Эти напряжения характеризуют уровень ИЭ от ПП с МР.

Таблица 4.5 – Значения погонных параметров для ПП с МР в классической ТЕМ-камере при оптимальном числе сегментов

| Тип  | С, пФ/м   | Л, нГн/м  | $e_c, \%$ | $e_l, \%$  | $\tau_1, \text{нс/м}$ | $\tau_2, \text{нс/м}$ | $\tau_3, \text{нс/м}$ |
|------|---|---|-----------|------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| Исх. | $\begin{bmatrix} 79,7685 & -13,7819 & -0,80459 \\ -13,7799 & 79,7696 & -0,804351 \\ -0,805773 & -0,80575 & 61,8893 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 374,596 & 72,6428 & 0,856381 \\ 72,6428 & 374,596 & 0,856316 \\ 0,856459 & 0,856394 & 179,627 \end{bmatrix}$ | 0,0869191 | 0,00457212 | 5,43268               | 5,31486               | 3,33356               |
| Сим. | $\begin{bmatrix} 79,7685 & -13,7809 & -0,805182 \\ -13,7809 & 79,7696 & -0,80505 \\ -0,805182 & -0,80505 & 61,8893 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 374,596 & 72,6428 & 0,85642 \\ 72,6428 & 374,596 & 0,856355 \\ 0,85642 & 0,856355 & 179,627 \end{bmatrix}$   |           |            |                       |                       |                       |

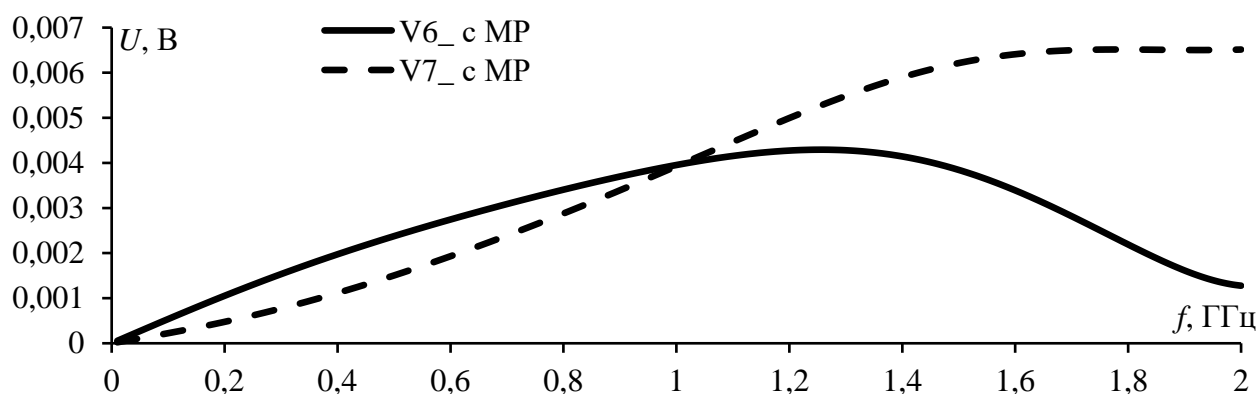


Рисунок 4.11 – Частотные отклики в узлах на входе (V6) и выходе (V7) ЦП для структуры с МР в классической ТЕМ-камере

Сравнены результаты структур с МР и без него в классической ТЕМ-камере (рисунок 4.12). Разница между ними в процентах приведена на рисунке 4.13. Видно, что на всех частотах напряжение на выходе при МР меньше (до 30%), чем без МР. Уменьшение

напряжения на входе достигает 11%. Поскольку напряжение на входе и выходе ЦП отражает уровень ИЭ, то можно считать, что МР уменьшило их.

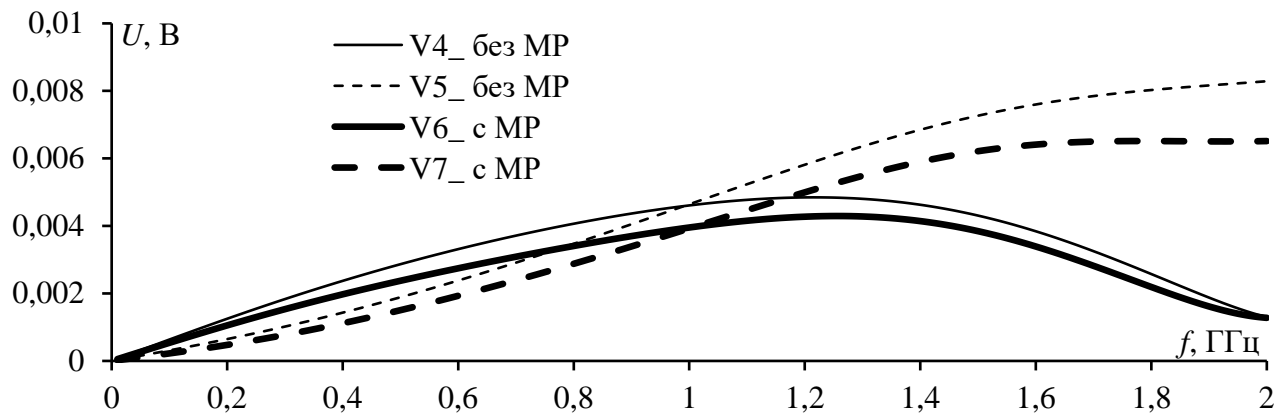


Рисунок 4.12 – Частотные отклики в узлах на входе ( $V4$ ) и выходе ( $V5$ ) структуры без МР и на входе ( $V6$ ) и выходе ( $V7$ ) структуры с МР

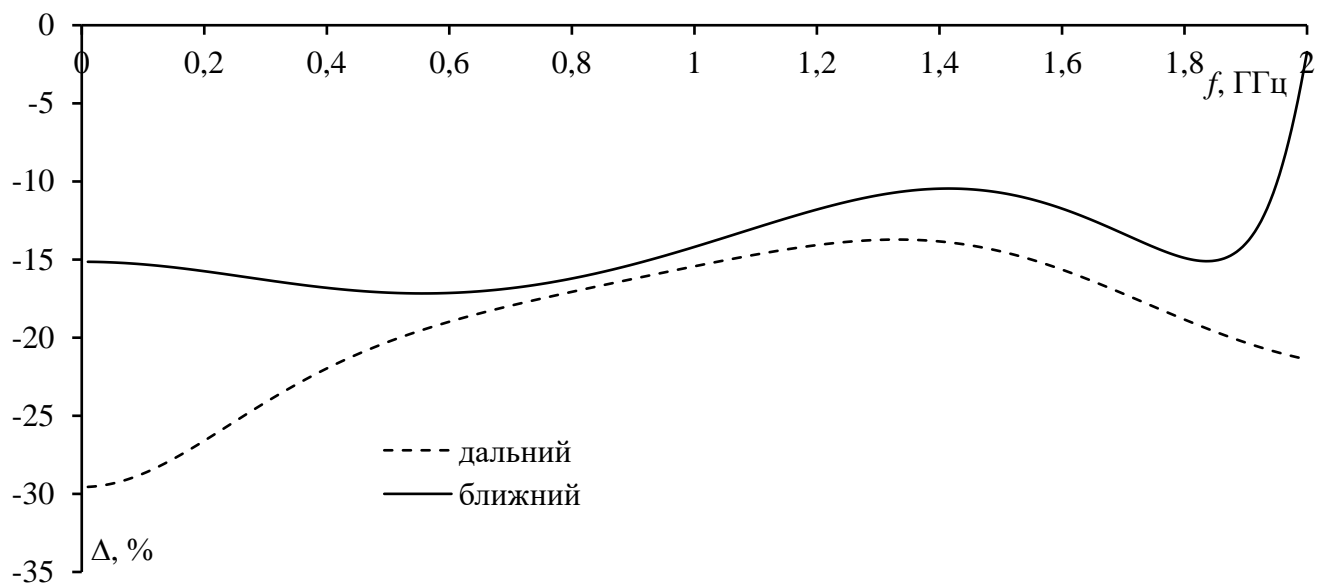


Рисунок 4.13 – Разница значений частотных откликов структуры с МР и без него на ближнем и дальнем концах ЦП ТЕМ-камеры

#### 4.2.2 Моделирование в мини-ТЕМ-камере

Схема соединений та же, что на рисунке 4.8. Полученные матрицы  $S$  и  $L$  для структуры представлены в таблице 4.6. Асимметрия матриц мала, но минимальная погонная задержка чуть меньше значения, обратного скорости света. (Это физически невозможно, но погрешность мала и для предварительных вычислений приемлема. Хотя, в дальнейшем целесообразно разобраться с возможностями её уменьшения.) Частотные зависимости напряжения на входе и выходе ЦП изображены на рисунке 4.14. На выходе ( $V5$ ) наблюдается замедляющееся возрастание напряжения, тогда как на входе ( $V4$ ) до 1 ГГц напряжение выше, а после – ниже, но с увеличением уровня максимумов. Эти напряжения характеризуют уровень ИЭ от ПП без МР.

Таблица 4.6 – Значения погонных параметров для ПП без МР в мини-ТЕМ-камере

| Тип  | C, пФ/м   | L, нГн/м   | $e_c$ , % | $e_l$ , % | $\tau_1$ , нс/м | $\tau_2$ , нс/м |
|------|---|--|-----------|-----------|-----------------|-----------------|
| Исх. | $\begin{bmatrix} 72,761 & -3,6646 \\ -3,66194 & 61,9374 \end{bmatrix}$  | $\begin{bmatrix} 378,756 & 3,53087 \\ 3,53118 & 177,323 \end{bmatrix}$ | 0,036410  | 0,004376  | 5,25103         | 3,30792         |
| Сим. | $\begin{bmatrix} 72,761 & -3,66327 \\ -3,66327 & 61,9374 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 378,756 & 3,53103 \\ 3,53103 & 177,323 \end{bmatrix}$ |           |           |                 |                 |

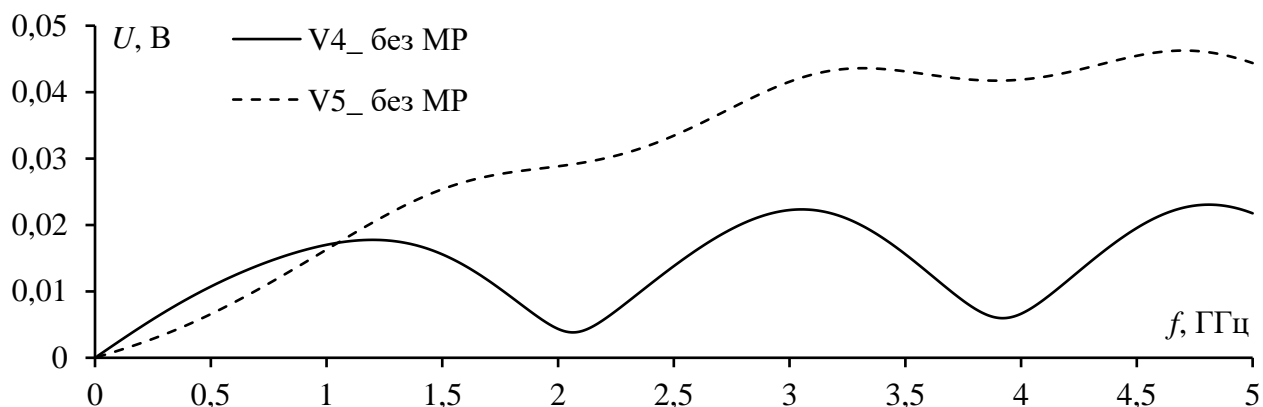
Рисунок 4.14 – Частотные отклики в узлах на входе ( $V4$ ) и выходе ( $V5$ ) ЦП для структуры без МР в мини-ТЕМ-камере

Схема соединений та же, что на рисунке 4.10. Параметры моделирования мини-ТЕМ-камеры и 3-проводной МПЛ прежние. Полученные значения погонных параметров и асимметрия матриц при оптимальном числе сегментов приведены в таблице 4.7. Видно, что диагональные коэффициенты, соответствующие связанной линии, почти равны, а асимметрия мала. (Минимальная погонная задержка также чуть меньше значения, обратного скорости света, из-за погрешности вычислений.) Рисунок 4.15 показывает частотные зависимости напряжения на входе и выходе ЦП. Эти значения напряжения характеризуют уровень ИЭ от ПП с МР.

Таблица 4.7 – Значения погонных параметров для ПП с МР в мини-ТЕМ-камере

| Тип  | C, пФ/м   | L, нГн/м  | $e_c$ , % | $e_l$ , % | $\tau_1$ , нс/м | $\tau_2$ , нс/м | $\tau_3$ , нс/м |
|------|---|---|-----------|-----------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Исх. | $\begin{bmatrix} 78,9924 & -15,049 & -3,05617 \\ -15,0519 & 78,9905 & -3,05716 \\ -3,05888 & -3,05886 & 62,1225 \end{bmatrix}$  | $\begin{bmatrix} 374,522 & 72,5793 & 3,47851 \\ 72,5793 & 374,522 & 3,47796 \\ 3,47889 & 3,47835 & 177,319 \end{bmatrix}$ | 0,04423   | 0,00551   | 5,34871         | 5,32872         | 3,30945         |
| Сим. | $\begin{bmatrix} 78,9924 & -15,0504 & -3,05753 \\ -15,0504 & 78,9905 & -3,05801 \\ -3,05753 & -3,05801 & 62,1225 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 374,522 & 72,5793 & 3,4787 \\ 72,5793 & 374,522 & 3,47815 \\ 3,4787 & 3,47815 & 177,319 \end{bmatrix}$   |           |           |                 |                 |                 |

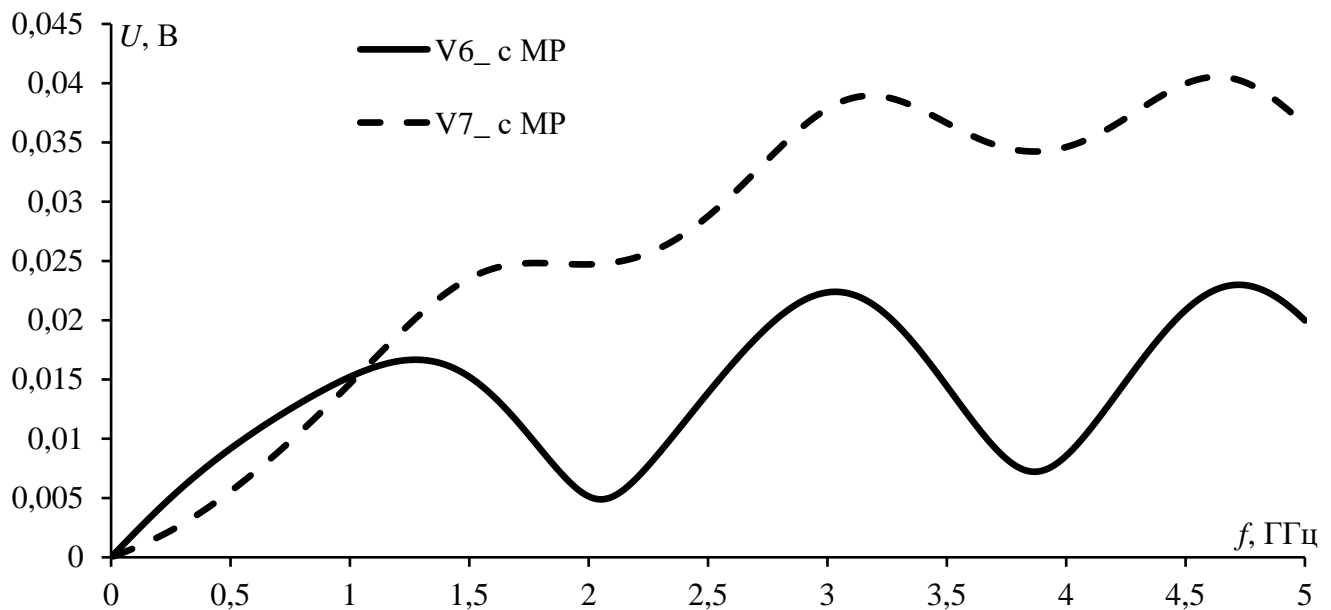


Рисунок 4.15 – Частотные отклики в узлах на входе (V6) и выходе (V7) ЦП для структуры с МР в мини-ТЕМ-камере

Сравнены результаты структуры с МР и без него в мини-ТЕМ-камере (рисунок 4.16). Разница между ними в процентах приведена на рисунке 4.17. Видно, что напряжение на выходе при МР становится меньше (до 20%), чем без МР, для дальнего конца ЦП, тогда как для ближнего может быть меньше (до 15%) и больше (до 30%). Однако это увеличение имеет место при малых значениях, поэтому несущественно. Поскольку напряжение на входе и выходе ЦП отражает ИЭ, то можно считать, что МР уменьшило их.

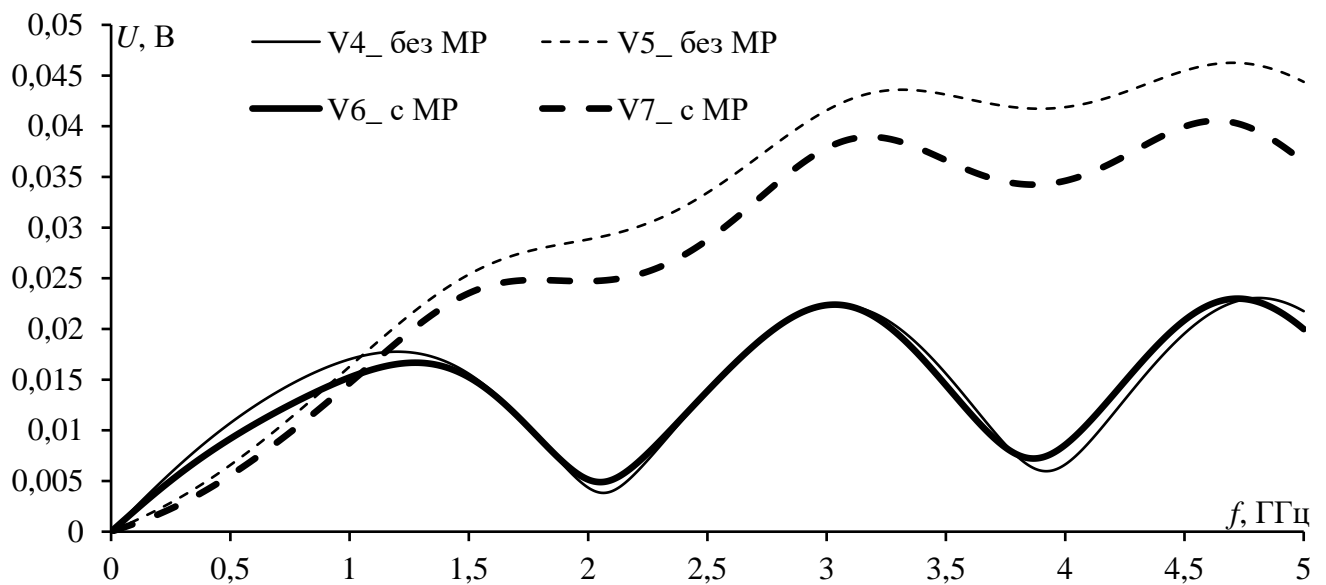


Рисунок 4.16 – Частотные отклики в узлах на входе (V4) и выходе (V5) структуры без МР и на входе (V6) и выходе (V7) структуры с МР



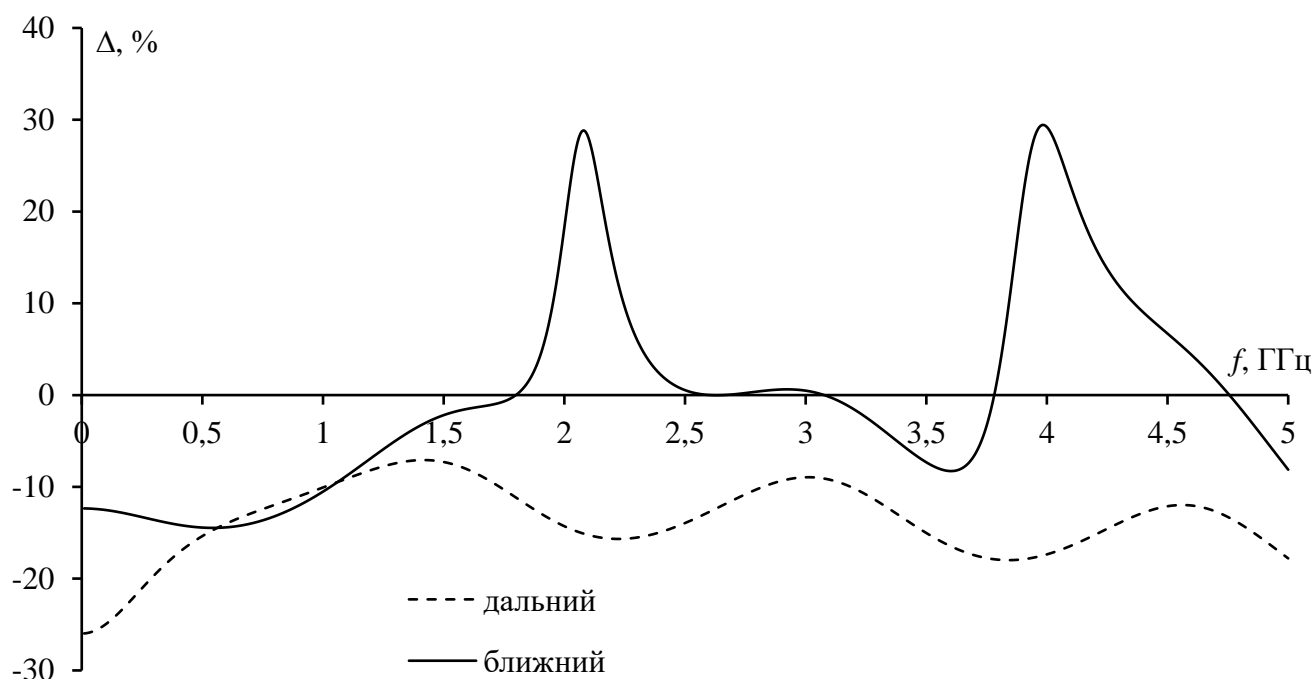


Рисунок 4.17 – Разница значений частотных откликов на ближнем и дальнем концах ЦП

### 4.3 Сравнение и анализ результатов моделирования и измерений

Для сравнения полученных результатов моделирования с результатами эксперимента, понадобится согласовать, как можно лучше, исходные параметры моделирования и установленные в эксперименте, а также учесть вклад всех паразитных явлений и параметров. Поскольку система TALGAT, используемая в ходе выполнения данной работы, основана на квазистатическом анализе, который показал его эффективность для получения предварительных оценок с приемлемыми результатами при малых затратах для сложных структур, требуется уделять больше внимания исходным параметрам и иметь хорошее представление о моделировании трёхмерных структур с её помощью. Сначала, с учетом подаваемой мощности в эксперименте (0 дБ), промоделирована ПП с МР и без него с амплитудой ЭДС источника гармонического воздействия 0,44 В. Полученные результаты сравнивались с результатами эксперимента.

Полученные результаты в TALGAT сравнивались с результатами эксперимента в классической ТЕМ-камере на рисунках 4.18–4.20.

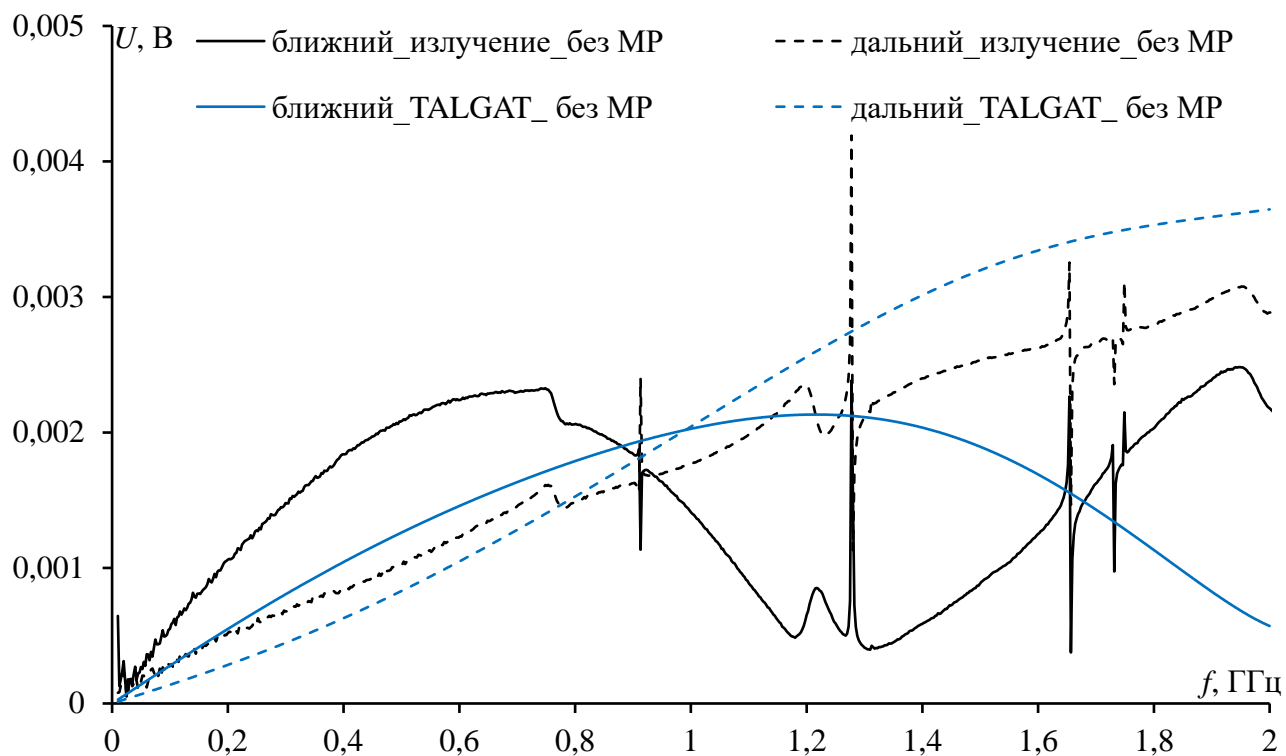


Рисунок 4.18 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП классической TEM-камеры для ПП без МР

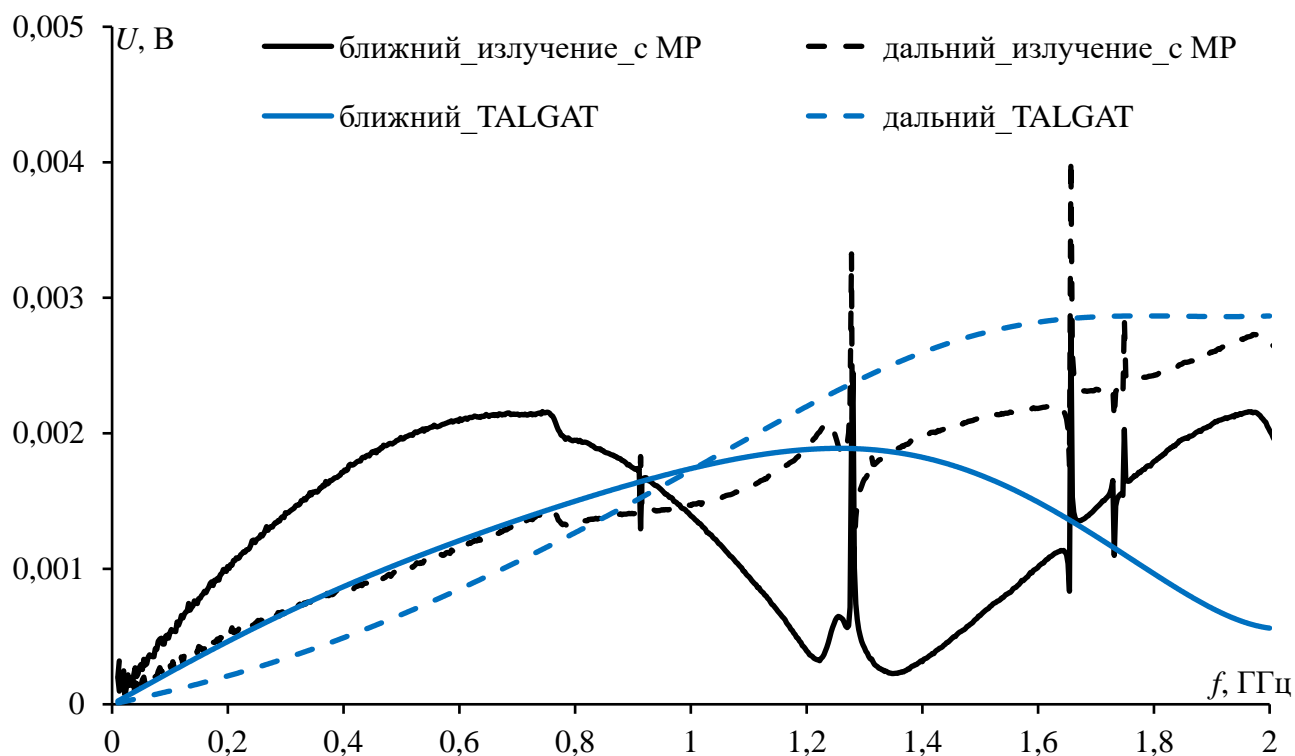


Рисунок 4.19 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП классической TEM-камеры для ПП с МР

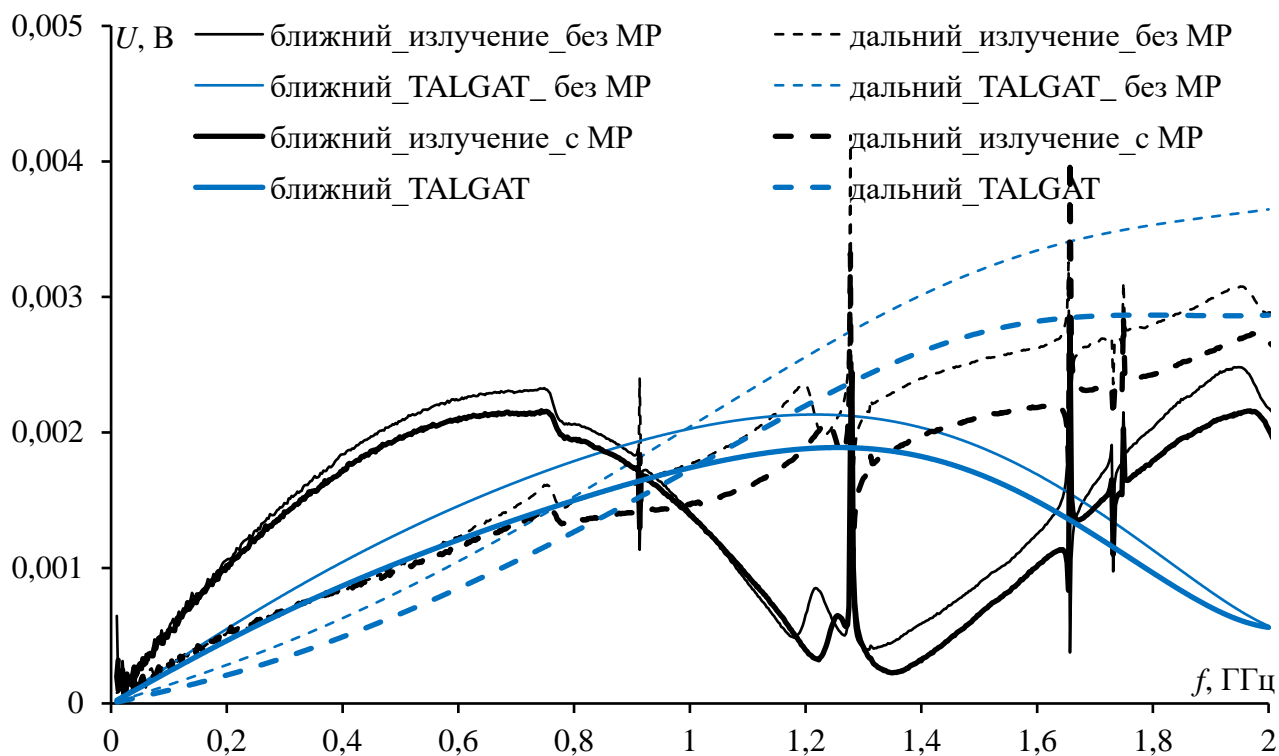


Рисунок 4.20 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП классической ТЕМ-камеры для ПП с MR и без него

Аналогично результаты в TALGAT сравнивались с результатами эксперимента в мини-ТЕМ-камере (рисунки 4.21–4.23).

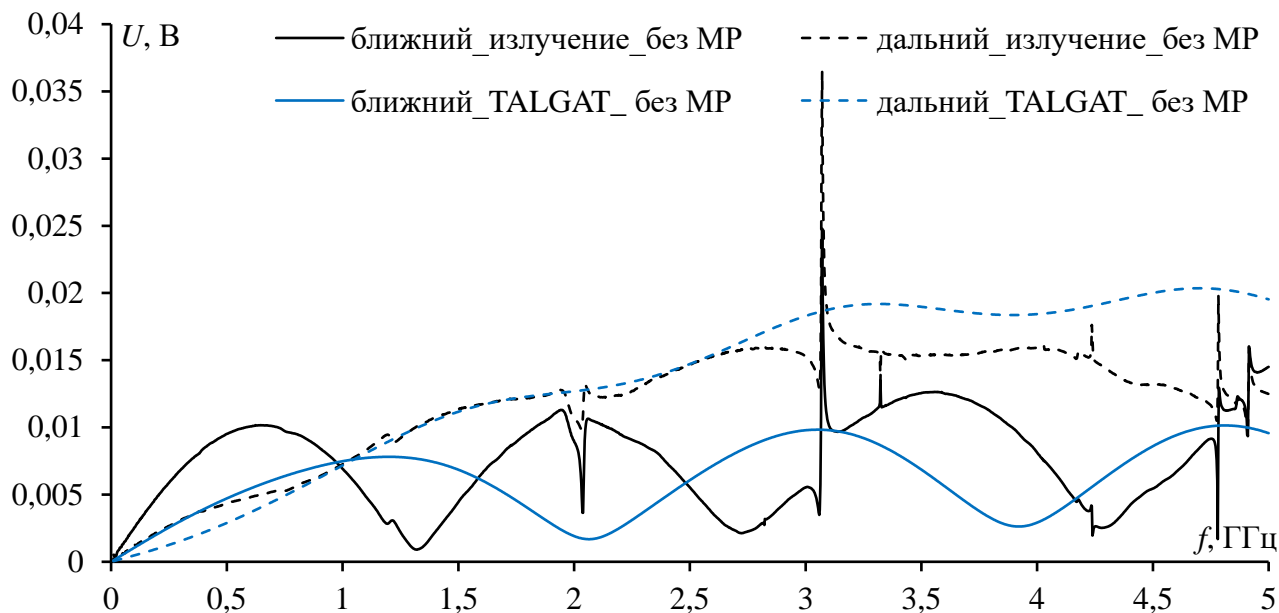


Рисунок 4.21 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры для ПП без MR

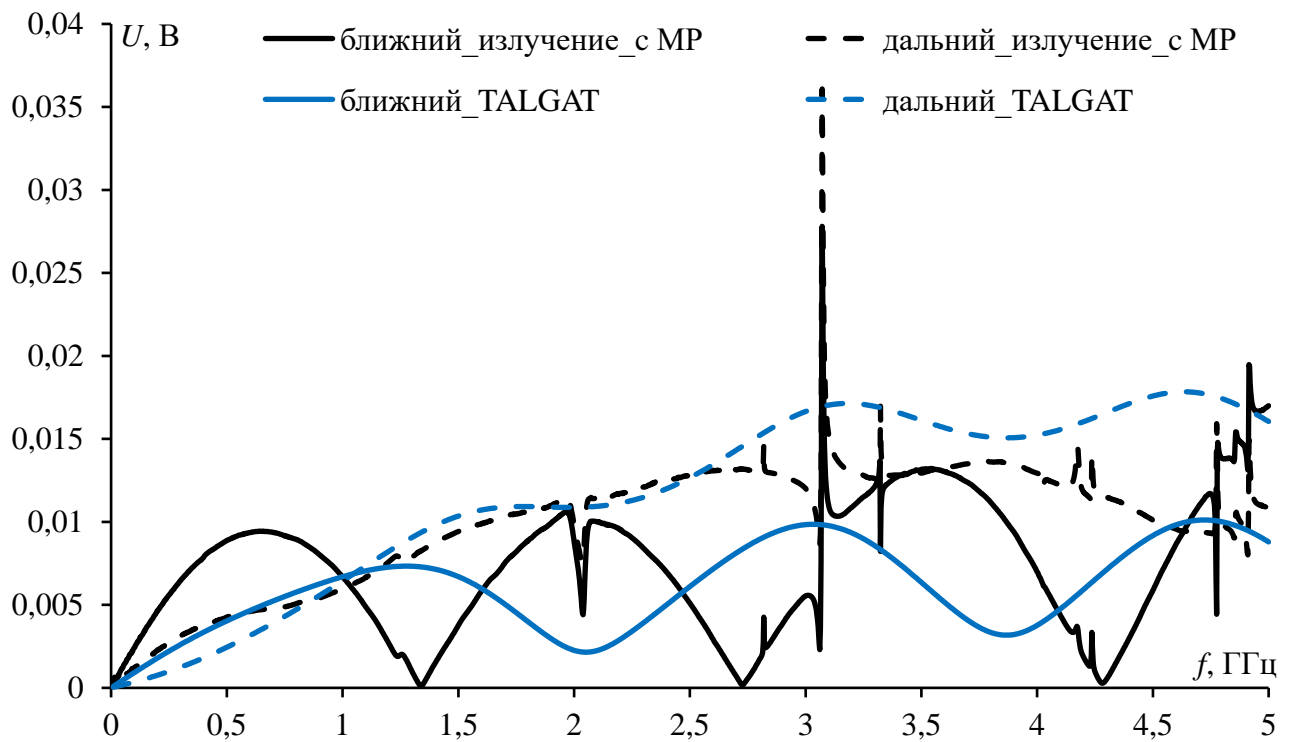


Рисунок 4.22 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры для ПП с МР

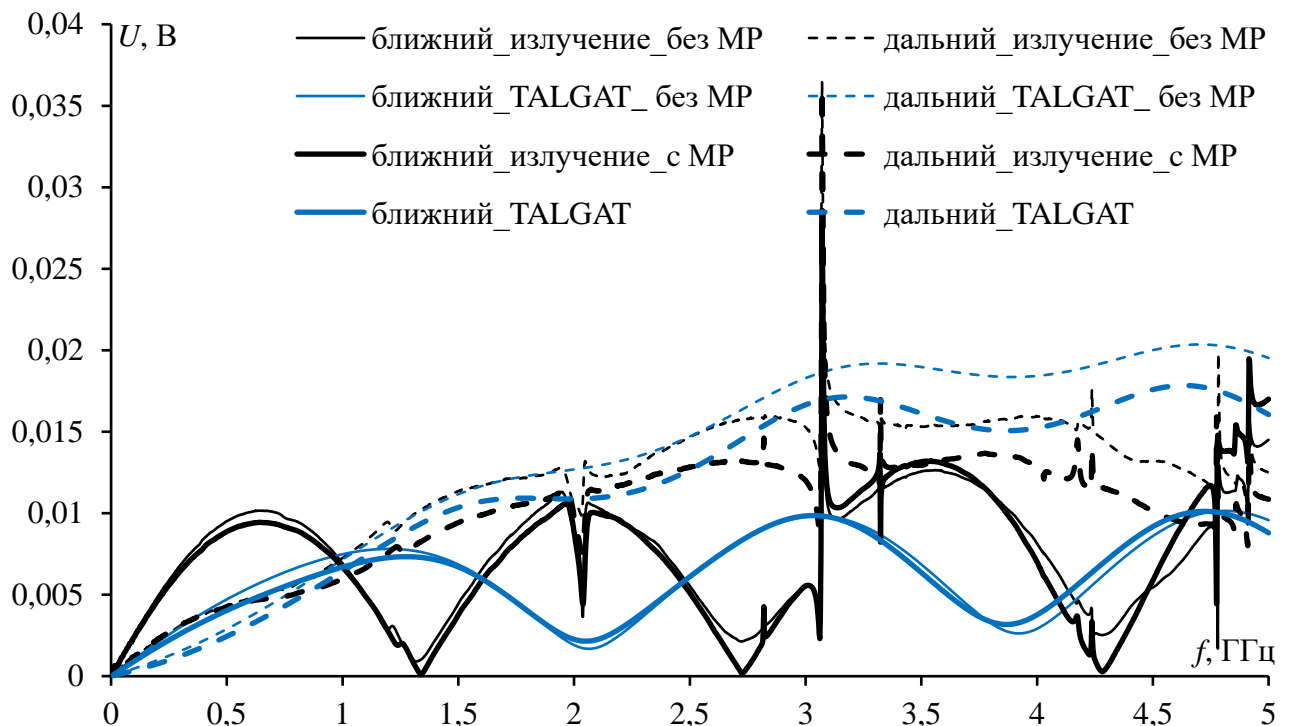


Рисунок 4.23 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП мини-ТЕМ-камеры для ПП с МР и без него

Из рисунков 4.18–4.23 видно, что результаты моделирования и эксперимента близки друг к другу, но выделяется сдвиг в резонансных частотах примерно в два раза. Это может быть связано с различием реального и используемого значений  $\epsilon_r$  при моделировании. При изготовлении макетов выбран стеклотекстолит со значением  $\epsilon_r$  (4,7–5,6) по данным

производителя. На рисунке 4.24 показаны, в качестве примера, результаты моделирования ПП без МР при разных значениях  $\varepsilon_r$ . Видно, что с ростом  $\varepsilon_r$  меняется резонансная частота. Поэтому далее выбрано значение 5,6.

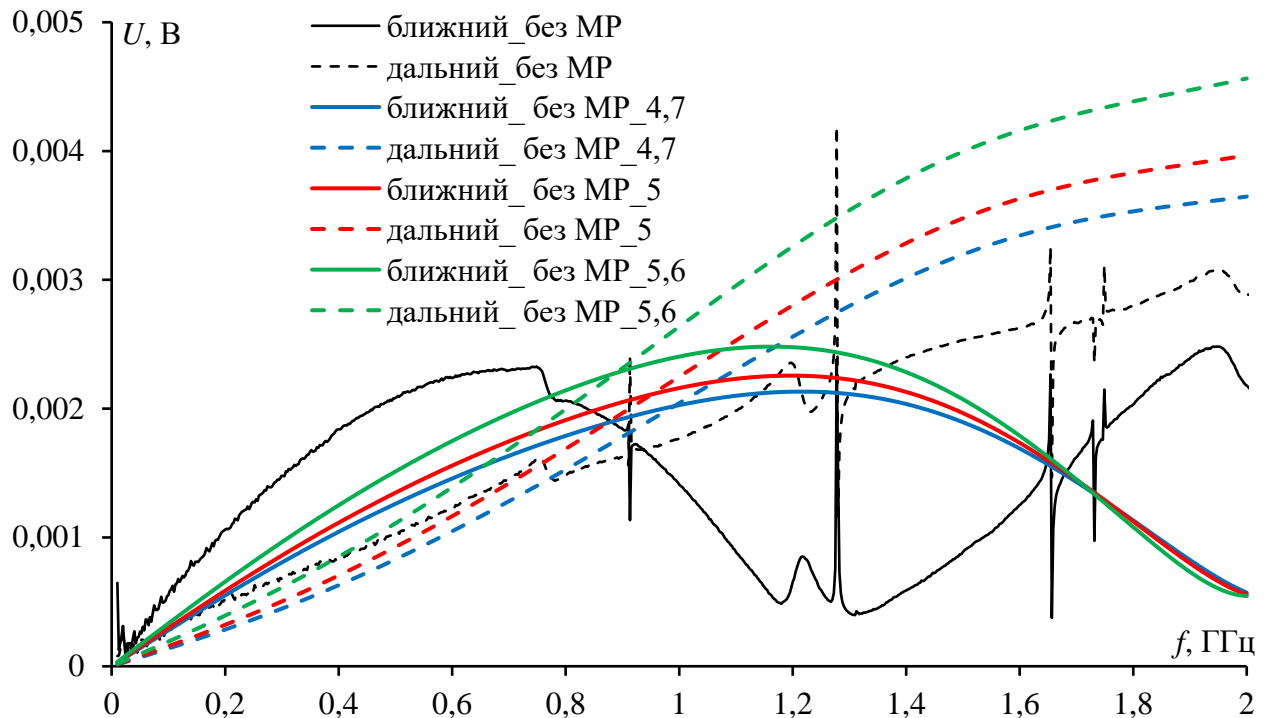


Рисунок 4.24 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП классической ТЕМ-камеры для ПП без МР при разных  $\varepsilon_r$ .

Одно из преимуществ квазистатического анализа в том, что он позволяет приближенно моделировать трехмерные структуры по довольно быстрой двухмерной модели. Однако это подходит для регулярных структур, а для структур, меняющих поперечное сечение, усложняет анализ. В нашем случае длина проводника ПП принята равной 60 мм, поэтому аналогичная длина принята для ЦП ТЕМ-камеры. Тем не менее, в реальности эти длины отличаются. Так, для классической ТЕМ-камеры длина ЦП регулярной части 138 мм, а его полная длина 315 мм. Для мини-ТЕМ-камеры длина ЦП регулярной части 100 мм, а его полная длина 125,2 мм. Исходя из этого, брать одинаковые длины для проводников ПП и ЦП ТЕМ-камеры нецелесообразно. Кроме того, длина соединителей тоже оказывает влияние, так как она не учитывалась при моделировании. Далее приведены результаты моделирования ПП без МР при длинах проводников от 60 до 90 мм. Полученные результаты сравнивались с результатами измерений и приведены на рисунке 4.25. Сравнение, в целом, показывает согласованность результатов моделирования и эксперимента, а также необходимость более точного учета ряда параметров для более корректного сравнения результатов.

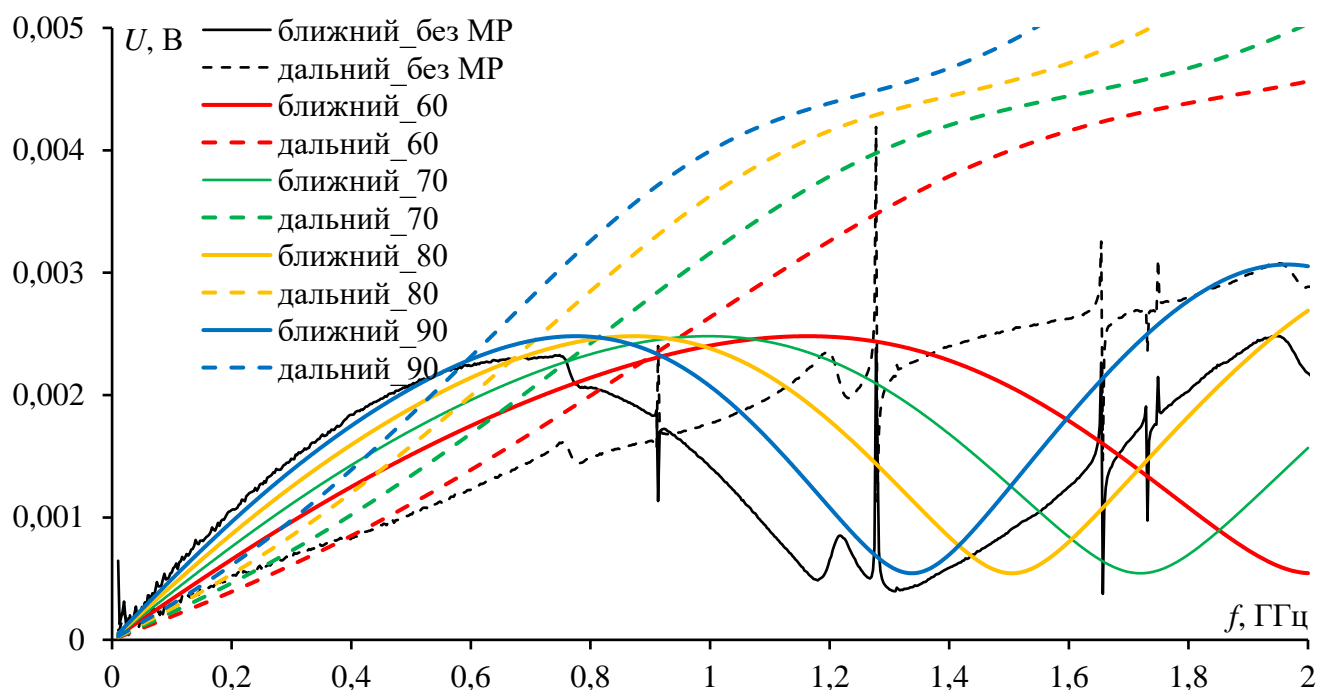


Рисунок 4.25 – Сравнение вычисленных и измеренных частотных зависимостей напряжения на ближнем и дальнем концах ЦП ТЕМ-камеры для ПП с МР и без него при разной длине проводников

#### 4.4 Способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с модальным резервированием

##### 4.4.1 Влияние ширины опорного проводника

##### на параметры структуры с модальным резервированием

Здесь рассмотрено квазистатическое моделирование новой структуры с МР в системе TALGAT. Вычислены параметры связанных линий структуры при изменении ширины опорного проводника. Они сравнены с результатами для бесконечной земли. Выявлены важные особенности исследованной структуры.

Рассмотрена структура ПП с МР из работы [82]: две связанные линии передачи длиной 1 м и шириной 0,3 мм. Параметры её поперечного сечения представлены на рисунке 4.26а. В работе [82] вычисленная разность погонных задержек четной и нечетной мод составила около 1,2 нс/м, а номинал резисторов  $R$  (рисунок 4.26б) выбран равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод. При распространении импульса с ЭДС 2 В и длительностями фронтов и плоской вершины по 100 пс в структуре связанных линий, он разлагается на два импульса с амплитудами 0,5 В, что в два раза меньше уровня входного импульса (1 В) в начале линии (половина ЭДС). Моделировалась структура с этими же параметрами, но с изменением ширины опорного проводника ( $w_g$ ) с 0,3 до 52 мм. Сопротивления равны 50 Ом.

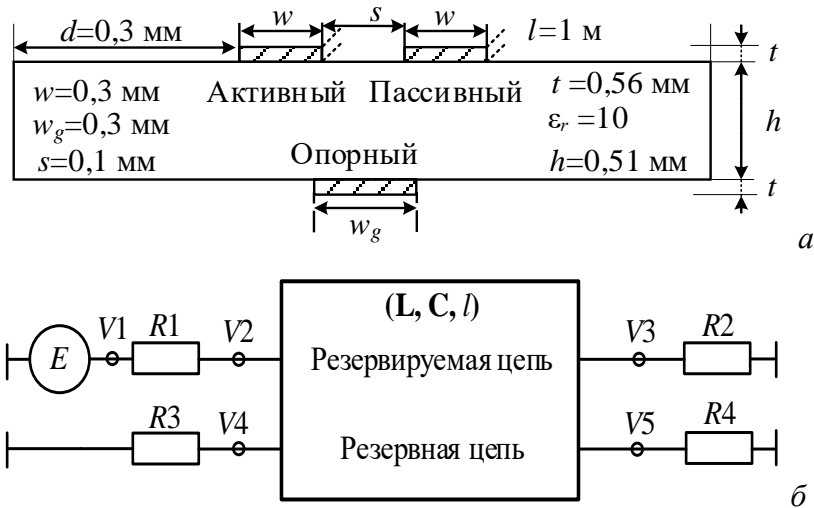


Рисунок 4.26 – Поперечное сечение (а) и принципиальная схема (б) ПП с МР

В таблице 4.8 приведены значения среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод при увеличении ширины опорного проводника с 0,3 до 52 мм. Видно, что связанные линии становятся более согласованными и результаты приближаются к результатам при бесконечной земле.

Для МР, чем больше связи между проводниками, тем лучше. С уменьшением  $w_g$  эти связи увеличиваются. Для примера приведены результаты для 0,3 и 0,7 мм. На рисунке 4.27 и в таблице 4.9 приведены формы напряжения, параметры линий и амплитуды импульсов в конце активного проводника. Как видно, уменьшение  $w_g$  уменьшает амплитуду первого импульса, не меняя амплитуду второго. Между тем разность задержек импульсов сначала уменьшается, а затем растёт. Для более детального исследования вычислены параметры линий с изменением ширины опорного проводника (рисунки 4.27–4.30).

Таблица 4.8 – Значения среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод при изменении ширины опорного проводника

| $w_g$ , мм          | 0,3   | 0,4   | 0,5   | 0,6   | 0,7   | 0,8   | 0,9   | 1     | 1,1   | 1,2   | 1,3      |
|---------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| $(zezo)^{0,5}$ , Ом | 87,28 | 82,46 | 78,43 | 75,02 | 71,85 | 69,40 | 67,32 | 65,60 | 63,91 | 62,73 | 61,71    |
| $w_g$ , мм          | 2,6   | 3,9   | 6,5   | 7,8   | 13    | 15,6  | 19,5  | 26    | 39    | 52    | $\infty$ |
| $(zezo)^{0,5}$ , Ом | 54,00 | 52,90 | 52,52 | 52,09 | 51,80 | 51,72 | 51,64 | 51,56 | 51,46 | 51,40 | 50,9     |

Анализ зависимостей показал следующее:

1. Уменьшение ширины опорного проводника увеличивает среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод примерно с 50 до 100 Ом.
2. Переход от бесконечной земли к конечной, даже довольно широкой, заметен лишь на коэффициентах электростатической индукции (до 3%) и погонной задержке чётной моды (до 2%).
3. При малых значениях ширины опорного проводника изменения параметров наиболее выражены. В частности, выявлена возможность существования минимума разности погонных задержек, который нежелателен, поскольку для модального разложения эту

разность полезно, наоборот, максимизировать. Поэтому эту возможность в перспективе желательно исследовать более тщательно, в частности, точно задавая диэлектрические границы реальной структуры.

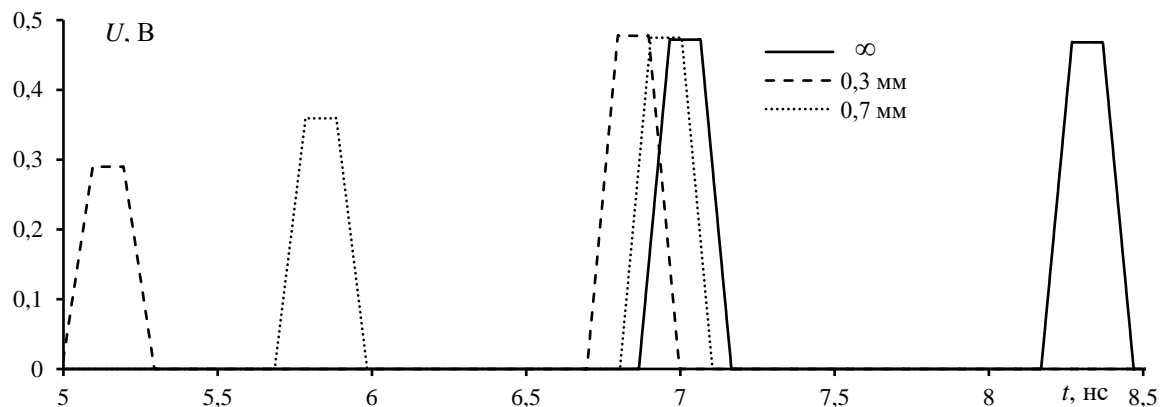


Рисунок 4.27 – Формы напряжения в конце активного проводника (узел  $V_3$ ) при изменении ширины опорного проводника для ПП с МР

Таблица 4.9 – Параметры ПП с МР при изменении ширины опорного проводника

| $w_g$ , мм | $c_{11}$ , пФ/м | $c_{12}$ , пФ/м | $l_{11}$ , нГн/м | $l_{12}$ , нГн/м | $z_e$ , Ом | $z_o$ , Ом | $\tau_e$ , нс/м | $\tau_o$ , нс/м | $\Delta\tau$ , нс/м | $V_1$ , В | $V_2$ , В |
|------------|-----------------|-----------------|------------------|------------------|------------|------------|-----------------|-----------------|---------------------|-----------|-----------|
| 0,3        | 113,659         | -92,344         | 694,026          | 476,306          | 32,510     | 234,319    | 6,697           | 4,995           | 1,703               | 0,289     | 0,477     |
| 0,7        | 124,821         | -89,936         | 570,966          | 355,394          | 31,683     | 162,956    | 6,804           | 5,685           | 1,119               | 0,359     | 0,474     |
| $\infty$   | 159,891         | -62,343         | 448,143          | 236,048          | 30,893     | 83,749     | 8,170           | 6,865           | 1,304               | 0,472     | 0,468     |

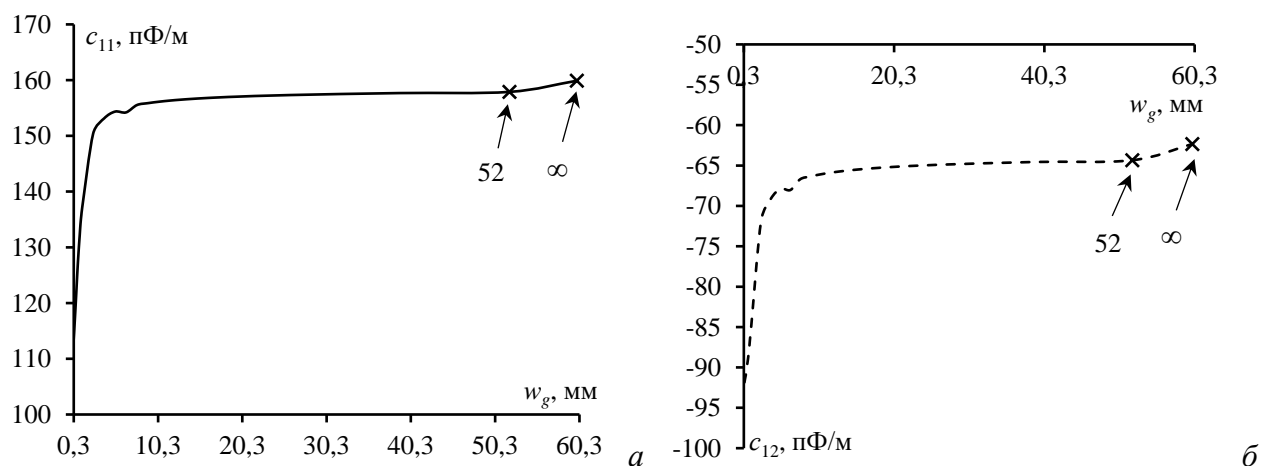


Рисунок 4.28 – Зависимости  $c_{11}$  (а) и  $c_{12}$  (б) от ширины опорного проводника



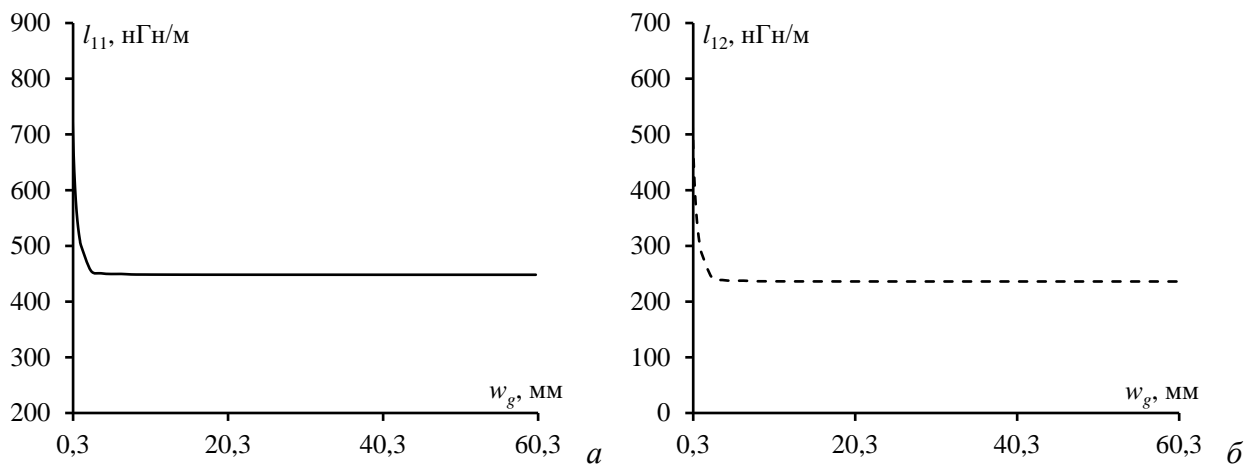


Рисунок 4.29 – Зависимости  $l_{11}$  (а) и  $l_{12}$  (б) от ширины опорного проводника

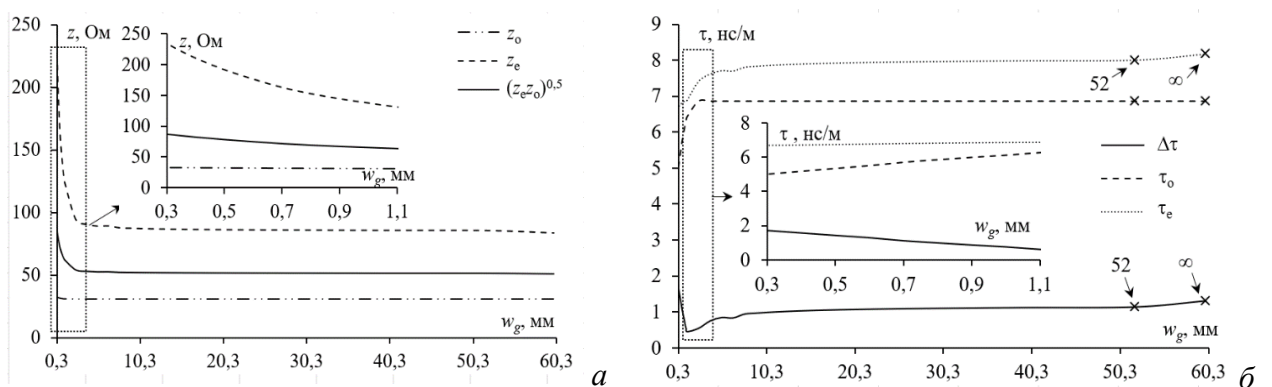


Рисунок 4.30 – Зависимости  $z_e$ ,  $z_o$  и  $(z_e z_o)^{0,5}$  (а) и  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  и их разности (б) от ширины опорного проводника

#### 4.4.2 Описание способа

Предлагаемый способ относится к конструированию ПП, конкретно к способам трассировки их проводников. Наиболее близким по техническому решению является способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием [82]. Он позволяет уменьшить восприимчивость резервируемой цепи к внешней кондуктивной эмиссии и уровень кондуктивной эмиссии от резервируемой цепи.

Недостаток этого способа состоит в изгибе подложки, возникающем из-за асимметрии расположения проводников на нижней и верхней сторонах ПП, приводящей к неравенству площадей фольги на них, особенно при использовании тонкой гибкой подложки. Другим недостатком является большая масса из-за выполнения опорного проводника в виде плоскости на отдельном слое. Наконец, при этом способе недостаточно уменьшение восприимчивости цепей к внешней кондуктивной эмиссии и уровня кондуктивной эмиссии от них.

Предлагается способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием, включающий трассировку резервируемых и резервных проводников с единым опорным проводником, при котором резервируемые и резервные проводники одноименных цепей

прокладываются парами, параллельно друг другу, на одной стороне, с минимально технологически допустимым зазором между ними, отличающийся тем, что единый опорный проводник изготавливается в виде проводников на другой стороне ПП, при этом торцы каждого опорного проводника располагаются под внешними торцами соответствующих резервируемого и резервного проводников.

Техническим результатом является уменьшение изгиба ПП, массы ПП, восприимчивости цепей к внешней кондуктивной эмиссии и уровня кондуктивной эмиссии от них. Технический результат, в части уменьшения изгиба ПП, достигается за счёт того, что под каждой парой резервируемого и резервного проводников располагается опорный проводник и площади фольги с обеих сторон платы оказываются почти равными, за исключением площади зазора. Технический результат, в части уменьшения массы, достигается за счёт уменьшения массы опорного проводника, поскольку он выполняется не сплошной плоскостью, а шириной в пару проводников. Технический результат, в части уменьшения восприимчивости и эмиссии, достигается за счёт модального разложения импульсных помех с уменьшением их амплитуды.

Для демонстрации достижения технического результата выполнено моделирование временного отклика на воздействие СКИ. Моделирование выполнено с помощью квазистатического подхода. Воздействующий СКИ, используемый для моделирования помехи, имеет форму трапеции с параметрами: амплитуда Э.Д.С. – 2 В, нарастание – 100 пс, плоская вершина – 100 пс, спад – 100 пс.

На рисунке 4.31а приведено поперечное сечение для прототипа. Структура, моделируемая для подтверждения реализуемости предлагаемого способа, представляет собой структуру связанных линий длиной 1 м, поперечное сечение которой приведено на рисунке 4.31б, а эквивалентная схема – на рисунке 4.31в. Моделируемая структура состоит из трёх проводников. Первый (активный резервируемый) проводник линии на одном конце соединен с источником СКИ, представленным на схеме идеальным источником Э.Д.С.  $E$  и внутренним сопротивлением  $R1$ , а на другом – с нагрузкой, представленной сопротивлением  $R2$ . Начало второго (пассивного резервного) проводника подключено к схемной земле через резистор  $R3$ , а конец –  $R4$ . Третий проводник (опорный), соединен с обоих концов со схемной землей, а  $R1=R2=R3=R4=72$  Ом. Геометрические параметры проводников структуры:  $d=w_1=300$  мкм,  $s=100$  мкм,  $t=65$  мкм,  $w=700$  мкм. Толщина диэлектрической подложки  $h=510$  мкм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_r=10$ . При этих параметрах вычисленная разность погонных задержек четной ( $\tau_2=6,80$  нс/м) и нечетной ( $\tau_1=5,68$  нс/м) мод составляет около 1,11 нс/м.

Результаты моделирования во временной области, при подаче СКИ на активный проводник устройства (где сигнал на входе активного проводника (узел  $V2$ ) обозначен

пунктиром, а на выходе (узел  $V3$ ) – сплошной линией, представлены на рисунке 4.32. На выходе активного проводника структуры (узел  $V3$ ) наблюдаются два импульса с разницей задержки около 1,1 нс. Разложение импульсной помехи на два импульса меньшей амплитуды и, как следствие, уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешней кондуктивной эмиссии обусловлены разностью задержек четной и нечетной мод в структуре связанных линий. Значение максимального напряжения на выходе структуры составляет 0,42 В, что в 2,38 раза меньше по отношению к половине Э.Д.С. (1 В), что примерно на 20 % меньше, чем в прототипе, где уровень импульсной помехи уменьшился только в 2 раза. В результате обеспечивается технический результат в части уменьшения восприимчивости и эмиссии. Из рисунка 4.31 явно следует, что в предлагаемом способе будет меньше масса опорного проводника и не будет изгибаться подложка, так как площади фольги с разных сторон платы почти равны. Таким образом, показан технический результат, на достижение которого направлен заявленный способ.

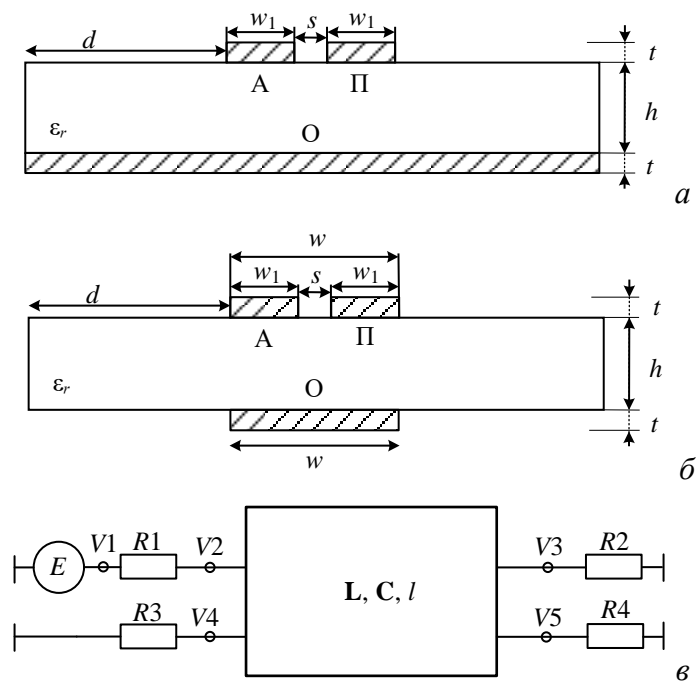


Рисунок 4.31 – Поперечные сечения прототипа (а) и структуры на основе предлагаемого способа (б) и их эквивалентная схема (в)

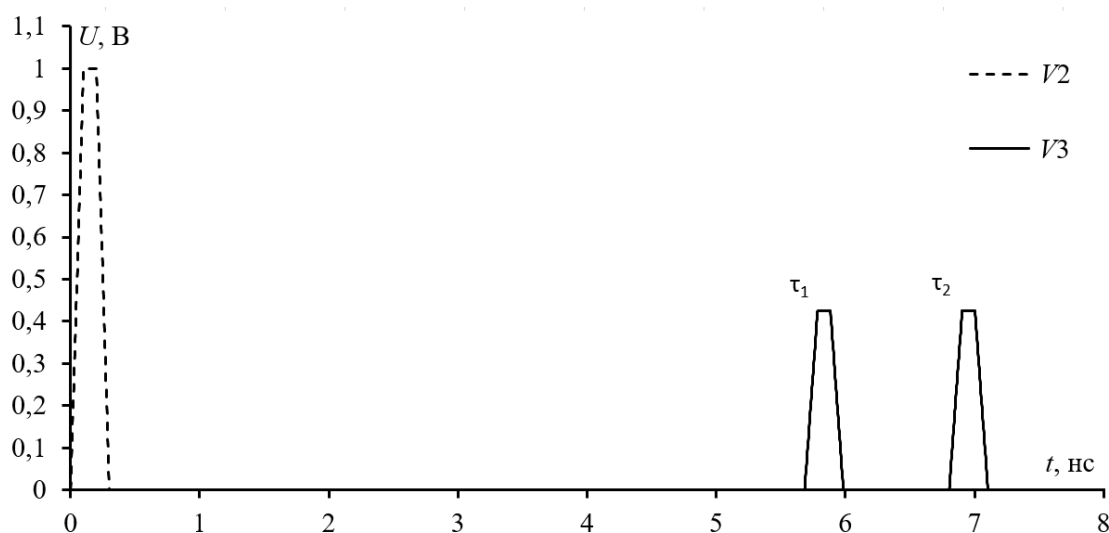


Рисунок 4.32 – Формы напряжения на входе (----) и выходе (—) активного проводника

#### 4.5 Основные результаты раздела

Получены следующие основные результаты:

1. Предложена методика виртуальных испытаний на ИЭ от ПП с МР, отличающаяся моделированием ПП в ТЕМ-камере с помощью квазистатического анализа.

2. Показано, что на всех частотах напряжение на выходе ЦП при МР меньше (до 30%), чем без МР. Напряжение на входе ЦП меняется незначительно. Поскольку напряжение на входе и выходе ЦП определяет уровень ИЭ, то можно считать, что МР уменьшило их.

3. Для сравнения полученных результатов моделирования с результатами эксперимента, необходимо согласовывать, как можно лучше, исходные параметры моделирования и установленные в эксперименте, а также учитывать вклад всех паразитных явлений и параметров.

4. Поскольку система TALGAT, используемая в ходе выполнения данной работы, основана на квазистатическом анализе, который показал его эффективность для получения предварительных оценок с приемлемыми результатами при малых затратах для сложных структур, требуется уделять больше внимания исходным параметрам и обеспечить хорошее представление при моделировании трёхмерных структур с её помощью.

5. Результаты моделирования и эксперимента близки друг к другу, но выделяется сдвиг в резонансных частотах примерно в два раза. Это связано с различием реального и используемого значений  $\epsilon_r$  при моделировании.

6. Предложен способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с МР, отличающийся тем, что единый опорный проводник изготавливается в виде проводников на другой стороне ПП, причем торцы каждого опорного проводника располагаются под внешними торцами соответствующих резервируемого и резервного проводников.

## 5. МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕНН ПРОВОДНОЙ СЕТКОЙ

Здесь сформулированы рекомендации по использованию проводной сеткой для моделирования антенн, а также модернизирована методика расчета их характеристик. Представлены результаты тестирования и апробации этой методики.

Теоретические основы и общие понятия использования проводно-сеточной поверхностной аппроксимации для моделирования антенн представлены в работах [217–221]. Разработанные программы на основе методики представлены в работах [222–231]. Результаты применения и верификации этой методики представлены в работах [232–243], а – тестирования в работах [244–255]. Кроме того, разработанная методика нашла широкое применение в работах [256–268].

### 5.1 Рекомендации для моделирования антенн с использованием проводной сетки

Для построения квадратной сетки проводов при решении задач рассеяния обычно используется правило равной площади [152, 155, 274, 269, 270], что не всегда осуществимо, и требуется другая сетка. Поэтому предлагается простая модификация правила равных площадей для моделирования структур с использованием проводной сетки при решении задачи излучения. Известное правило равной площади для аппроксимации проводящих поверхностей сеткой из проводов при решении задач излучения основано на замене квадратного полигона сеткой из проводов, радиусы которых зависят от размера полигона [155]. Влияние размера сетки проводов, построенной с учетом этого правила, на точность получаемых результатов исследовано в [269]. Правило обобщено на случай аппроксимации поверхности, состоящей из квадратных и треугольных полигонов [274]. Физическая интерпретация правила равных площадей приведена в [270]. Однако это правило не может быть применено в случае прямоугольной сетки.

На основании обзора и анализа различных источников, в т.ч. работ [148, 149, 152, 271–274], сформулированы рекомендации по использованию аппроксимации поверхностей проводной сеткой для моделирования антенн.

1. Должно выполняться допущение о тонком проводе, т.е. длина провода  $L$  и длина волны  $\lambda$  должны быть много больше его радиуса  $a$ .

2. Провода сетки не должны пересекаться по длине друг с другом без образования узла (рисунок 5.1). Так, если два провода электрически соединены на своих концах, то для интерполяции тока необходимо использовать одинаковые координаты для задания этих концов.

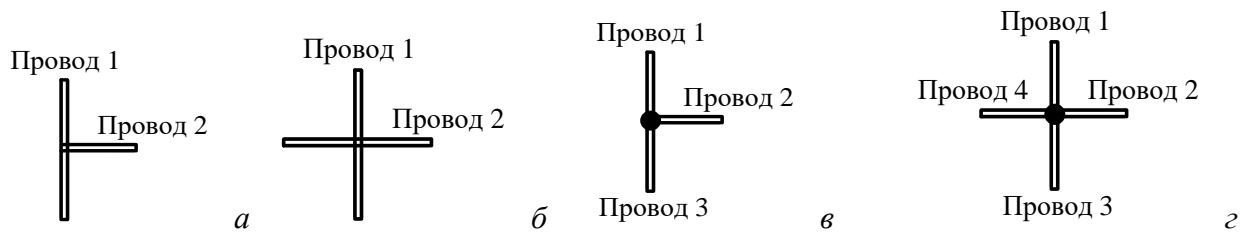


Рисунок 5.1 – Некорректно (*а, б*) и корректно (*б, в*) заданные пересечения проводов

3. Параллельные провода не должны находиться слишком близко друг к другу. Так, расстояние между осями двух (или более) проводов, соединенных параллельно, должно превышать их наибольший радиус более чем в 4 раза.

4. Минимальное число базисных функций для электрически закороченных проводов должно быть равным 3, особенно, если они являются частью проводной сетки. Для электрически коротких и несимметричных антенн это число должно быть 8–10.

5. Для электрически короткого диполя число сегментов (базисных функций) должно быть не менее 12–16.

6. Соотношение длин отрезков проводов, соединенных между собой, не должно превышать 10–15. При этом параллельные провода должны иметь одинаковое число сегментов (базисных функций).

7. Для каждого отдельного провода необходимо раздельно задавать число сегментов (базисных функций) на основе частоты воздействующего сигнала (однократное вычисление) или конечной частоты при моделировании в диапазоне частот (многократные вычисления). При этом не рекомендуется использовать менее 8–10 сегментов.

8. При организации возбуждения на месте пересечения проводов используется дополнительный провод, состоящий из трёх сегментов, в центральной части которого устанавливается воздействие (рисунок 5.2). При этом сегменты, контактирующие с сегментом, в котором расположен источник возбуждения, должны иметь с ним одинаковую длину.

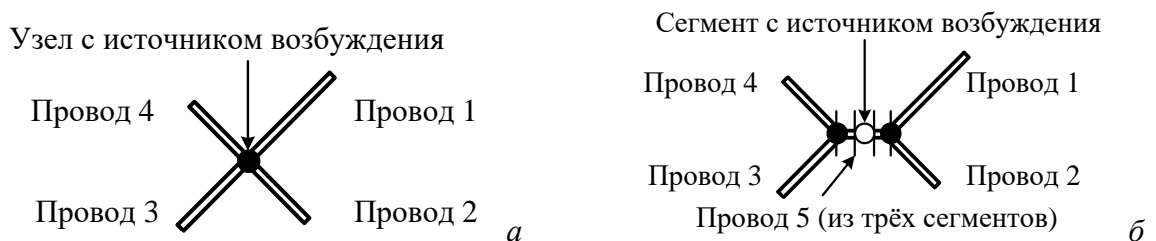


Рисунок 5.2 – Некорректно (*а*) и корректно (*б*) заданное возбуждение в месте пересечения проводов

9. В большинстве случаев длины сегментов должна быть менее  $\lambda/10$ , а при описании сложных геометрических переходов –  $\lambda/20$ . Для больших протяженных участков

проводов длины сегментов могут быть увеличены, но они не должны быть меньше чем  $\lambda/5$ . При этом следует избегать использования очень коротких сегментов с длиной менее  $0,0001\lambda$ .

10. Длины сегментов должны более чем в 8–10 раз превышать их радиусы.

11. В большинстве случаев подходящим шагом проводной сетки является  $\lambda/10$  для середины частотного диапазона.

12. Радиус провода при использовании проводной сетки определяется через площадь поверхности проводов (правило эквивалентной площади) [275]. Так, на рисунке 5.3 приведен элемент сетки размером  $\Delta \times \Delta$ , образованный четырьмя проводами, и площадь поверхности провода диаметром  $2a$ . В результате при известном шаге сетки  $\Delta$ , требуемый радиус провода определяется как

$$a = \frac{\Delta}{2\pi}. \quad (5.1)$$

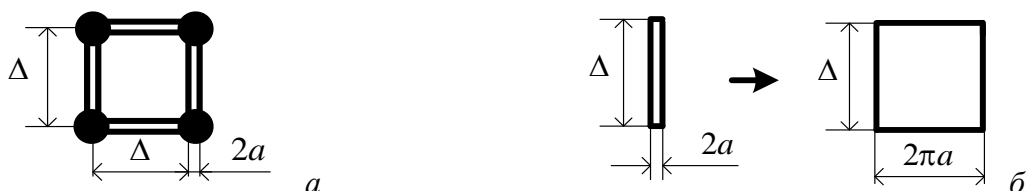


Рисунок 5.3 – Элемент проводной сетки (а) и площадь поверхности одного провода (б)

13. Если проводная сетка покрывает поверхность, имеющую нерегулярную форму, то правило эквивалентной площади может быть обобщено [274]. Так, на рисунке 5.4 приведен пример аппроксимации искривленной поверхности, состоящей из двух областей  $A_1$  и  $A_2$ . Требуемый радиус провода вычисляется как

$$a = \frac{A_1 + A_2}{4\pi\Delta}. \quad (5.2)$$

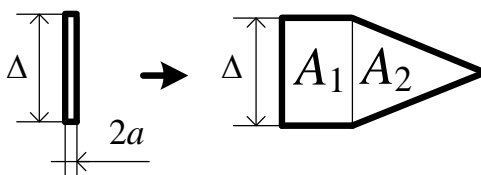


Рисунок 5.4 – Аппроксимация искривленной поверхности

При моделировании сложной структуры, подобной симметричной биконической антенне, нецелесообразно использовать эти рекомендации, из-за сложности определения числа проводов и их радиусов, а также радиуса провода с источником возбуждения. Кроме того, не тривиальной задачей является определение пространственного расположения (горизонтальное и/или вертикальное) проводов в сетке с их сегментацией для получения корректных результатов. Поэтому выполнено большое число вычислительных экспериментов

[244–255], результаты которых показали, что указанные выше рекомендации необходимо расширить дополнительными:

14. Для симметричных структур в трех плоскостях (типа биконической антенны, аппроксимированной только радиальными проводами) на основе сходимости результатов, полученных при увеличении общего числа проводов (8, 16, 32, 64, 128 и 256), аппроксимирующих поверхности антенн, установлено, что их оптимальное число равно 128.

15. Для симметричных структур в двух плоскостях вдоль длины структуры (типа рупорной антенны, аппроксимированной проводной сеткой) на основе сходимости результатов, полученных при увеличении числа ячеек сетки вдоль длины структуры (4, 8, 16, 32 и 64), установлено, что их оптимальное число равно 32.

16. Поперечные элементы сетки для симметричных структур в трех плоскостях (типа биконической антенны) можно не использовать при построении сетки, так как амплитуды тока в них очень малы, а их вклад в излучение пренебрежимо мал.

17. Значения длины сегментов  $S_l$ , радиусов проводов структуры  $a_s$  и провода в зазоре (источника возбуждения)  $a_g$  определяются как  $S_l = \lambda/n$ , где  $n=10, 20, 40$ ,  $a_s = S_l/10$ ,  $a_g = S_l/5$  соответственно.

18. Провод в зазоре необходимо аппроксимировать одним сегментом.

19. Для аппроксимации квадратного участка отдельным проводом, согласно правилу равной площади, его радиус  $a$  определяется так, чтобы площади поверхности полигона и провода длиной  $\Delta$  совпадали, как в (5.2) (рисунок 5.5а) [155]. Для прямоугольного участка необходимо использовать длину меньшей стороны прямоугольника  $\Delta_2$  (рисунок 5.5б):

$$a = \Delta_2 / 2\pi. \quad (5.3)$$

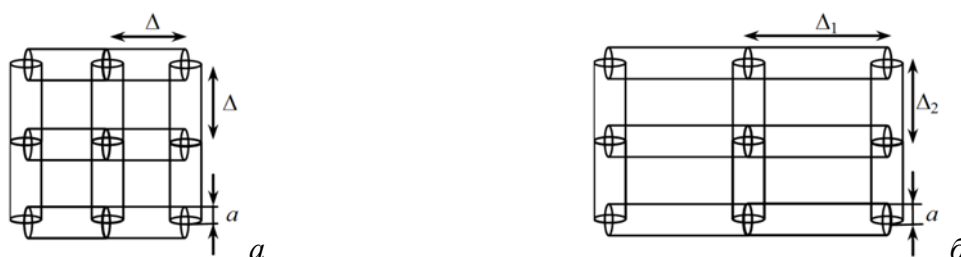


Рисунок 5.5 – К демонстрации правила равной площади (а) и его модификации (б)

## 5.2 Методика расчёта характеристик антенн на основе аппроксимации поверхности проводной сеткой и метода моментов

На основании указанных рекомендаций выполнена модернизация методики расчёта характеристик антенн при использовании МоМ. Итоговая методика заключается в следующем:

1. Выбрать тип антенны.
2. Сформулировать интегральное уравнение электрического поля.



3. Создать геометрическую модель поверхности анализируемой антенны, образованной ее проводящими частями из материала «идеальный электрический проводник» (ПЕС).

3.1. Использовать рекомендации из подраздела 5.1 при аппроксимации поверхности модели проводной сеткой.

3.2. Задать необходимые граничные условия и источник(и) возбуждения.

3.3. Задать требуемый для расчёта диапазон частот.

3.4. Возбудить проводник внешним электрическим полем ( $E^{inc}$ ).

3.5. Принять тангенциальную составляющую вектора напряженности электрического поля на поверхности проводника равной нулю. Тогда для произвольно ориентированного в пространстве провода использовать (1.6).

3.6. Определить взаимосвязь между падающей и рассеянной электромагнитными волнами по (1.7).

3.7. Выполнить расчет по (1.8)–(1.11) на поверхности провода  $S$ .

4. Выбрать базисные кусочно-постоянные функции и метод Гаусса для решения СЛАУ.

4.1. Покрыть проводной сеткой геометрическую модель (дискретизация поверхности) антенны.

4.2. Аппроксимировать поверхностный электрический ток с использованием  $N$  базисных функций, заданных на геометрических элементах.

5. Выбрать дельта-функции Дирака в качестве тестовых и выполнить тестирование аппроксимированных выражений.

6. Аппроксимировать интегралы суммой из  $N$  интегралов по сегментам, на каждом из которых ток и заряд считаются постоянными, а производные – конечными разностями на тех же сегментах. Получить уравнения в виде (1.12)–(1.15), применяя которые к двум отдельным сегментам ввести общее обозначение интегралов из (1.13)–(1.15) в виде (1.16).

7. Определить векторный потенциал как (1.17).

8. Определить скалярные потенциалы как (1.20), (1.21).

9. Подставить (1.17), (1.20) и (1.21) в (1.12) и получить (1.22).

10. Вычислить импеданс двух сегментов, используя (1.23) или (1.24).

11. Вычислить по (1.24) все элементы матрицы и сформировать СЛАУ вида (1.25).

12. Решить матричное уравнение (1.25) или вычислить матрицу полной проводимости обратную матрице импеданса  $Z$ .

13. Определить распределение тока по проводу из (1.25) или путем перемножения матриц полной проводимости и приложенного напряжения (1.26).

14. Выбрать требуемые для расчёта характеристики антенны.

15. Вычислить из решения матричного уравнения интересующие характеристики в диапазоне частот (например, входной импеданс антенны по (1.28), компоненты поля в дальней зоне по (1.29)–(1.31) или коэффициент усиления по мощности по (1.32)).

16. Выполнить верификацию полученной сетки и при необходимости её перестроить.

17. Отобразить результаты моделирования и сохранить данные (при необходимости).

Поясним основные аспекты методики. Сначала определимся с классом решаемых задач. Так, антенны, используемые на практике, изготавливают из различных материалов, включая проводники (металлические части) и диэлектрики (изоляторы), а иногда и магнетодиэлектрики [276]. Кроме того, антенны бывают разных классов, начиная от простых проводных монополей и заканчивая сложными фазированными решетками. Поэтому, используемая методика для моделирования должна быть работоспособной с указанными типами материалов для антенн любых классов и давать решение с требуемой точностью за разумное время. Однако таких универсальных методик нет. Кроме того, известно, что МоМ демонстрирует высокую эффективность при решении внешних задач электродинамики. При наличии неоднородностей и/или анизотропной среды методы конечных элементов и разностей составляют ему серьезную конкуренцию [174]. При этом использование МоМ, а также его модификаций (многоуровневый метод быстрых мультиполей, MLFMM) и гибридов с другими численными методами способны моделировать все классы антенн.

Далее остановимся на основных вычислительных аспектах методики расчёта. Так, при использовании МоМ решение поверхностного интегрального уравнения сводится к необходимости решения СЛАУ с плотной и комплексной матрицей, порядка  $N$  (число базисных функций, используемых для аппроксимации распределения тока по поверхности исследуемой конструкции), интегрально содержащей в себе описание геометрии решаемой задачи. Поэтому для её хранения требуется  $O(N^2)$  матричных элементов. При этом для решения СЛАУ с помощью LU-разложения (метод Гаусса) требуется  $O(N^3)$  первичных арифметических операций (сложение, вычитание, умножение и деление двух чисел). Число  $N$  определяется шагом сетки, зависящим от длины волны  $\lambda$  воздействующего сигнала. Так, при электрически больших конструкциях для получения приемлемых результатов требуется длина ячеек сетки не менее  $\lambda/(8-10)$ . В целом, учащение сетки (уменьшение размера ячеек) приводит к повышению точности общего решения. Поэтому типовыми шагами сетки считаются  $\lambda/10$  (грубая),  $\lambda/20$  (средняя) и  $\lambda/40$  (хорошая) [130]. Однако дальнейшее учащение сетки не приводит к большей точности решения, т.к. происходит рост ошибок округления, возникающих из-за ограничений в представлении чисел с плавающей запятой при машинных вычислениях и возможного роста числа обусловленности матрицы СЛАУ. Кроме того, учащение сетки приводит к росту вычислительных затрат, требуемых для решения.

Использование итерационных методов решения СЛАУ является эффективным средством как уменьшения вычислительных затрат, так и борьбы с ростом ошибок округления. Однако, с учётом того, что область разработки и использования итерационных методов крайне широка, поиск и выбор наиболее эффективного метода и его параметров для реализации вычислительно оптимального расчёта требует детального исследования, выходящего за рамки данной работы. Поэтому для моделирования антенн проводной сеткой целесообразно использовать описанную ранее методику, основанную на МоМ, и метод Гаусса для решения СЛАУ.

### 5.3 Результаты верификации методики

Все расчеты выполнялись с использованием персонального компьютера с 12-ядерным процессором AMD Ryzen 9 5900X с тактовой частотой 3,70 ГГц, 64 Гб оперативной памяти и 64-разрядной версией операционной системы Windows 10.

Верификация разработанной методики на основе проводно-сеточной аппроксимации поверхности и программы на ее основе (далее Wire-Grid) проводилась сначала на примере ориентированного вдоль оси  $X$  диполя на проводящей пластине  $25 \times 50 \text{ мм}^2$ , расположенной в плоскости  $YZ$ . Диполь длиной 12,5 мм (длина плеч – 5, а зазор – 2,5 мм) и радиусом 0,015 мм располагался на расстоянии  $\lambda/4$  от торца пластины. Частота возбуждения составляла 7,56 ГГц ( $\lambda \approx 39,655 \text{ мм}$ ). При моделировании структуры из проводов их радиусы рассчитывались по (5.1) и (5.3). Для верификации использовалась система EMPro (метод конечных разностей во временной области, МКРВО). Порт возбуждения имел амплитуду 1 В, внутреннее сопротивление 0 Ом и широкополосную форму сигнала. Длина сегмента в обеих программных средствах принималась равной  $\lambda/10$ . В проводно-сеточной модели пластина аппроксимировалась сеткой  $L_y \times L_z$ , где  $L_y$  и  $L_z$  – числа шагов сетки по осям  $Y$  и  $Z$ . При использовании квадратной сетки эти значения принимались равными 8 и 4 соответственно (длина отрезков проводов по обеим осям составляла 6,25 мм). Согласно (5.1), получен радиус проводов  $a=0,9947 \text{ мм}$ . При  $\lambda/10$  длина сегментов составила 3,125 мм, что удовлетворяет условиям в рекомендациях 1 и 11 из подраздела 5.2. В результате каждый отрезок провода делился на 2 сегмента. Общее число сегментов  $N$  составило 157. При использовании прямоугольной сетки принималось  $L_y=L_z=8$  (длины сегментов проводов по осям  $Y$  и  $Z$  составляли 6,25 и 3,125 мм). Радиус проводов в соответствии с (5.3) составлял 0,5 мм, а длина сегментов – 3,125 мм, что также удовлетворяет условиям 1 и 11. Отрезки проводов вдоль оси  $Y$  делились на 2 сегмента, а по  $Z$  не делились, значение  $N$  составляло 221. Трехмерные ДН приведены на рисунке 5.6, а при  $\theta=0, 1, \dots, 180^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ, 45^\circ$  и  $90^\circ$  – на рисунке 5.7. Видно, что результаты, полученные с помощью EMPro и проводной сеткой по (5.3), очень хорошо

согласуются, а максимумы  $|E|$  очень близки: 0,479 и 0,475 В/м (разница составляет менее 1%). При использовании (5.1) максимум  $|E|$  составил 0,548 В/м (отличие от EMPro на 13%). Поэтому, предложенная рекомендация (5.3) дала более точные результаты по сравнению с (5.1).

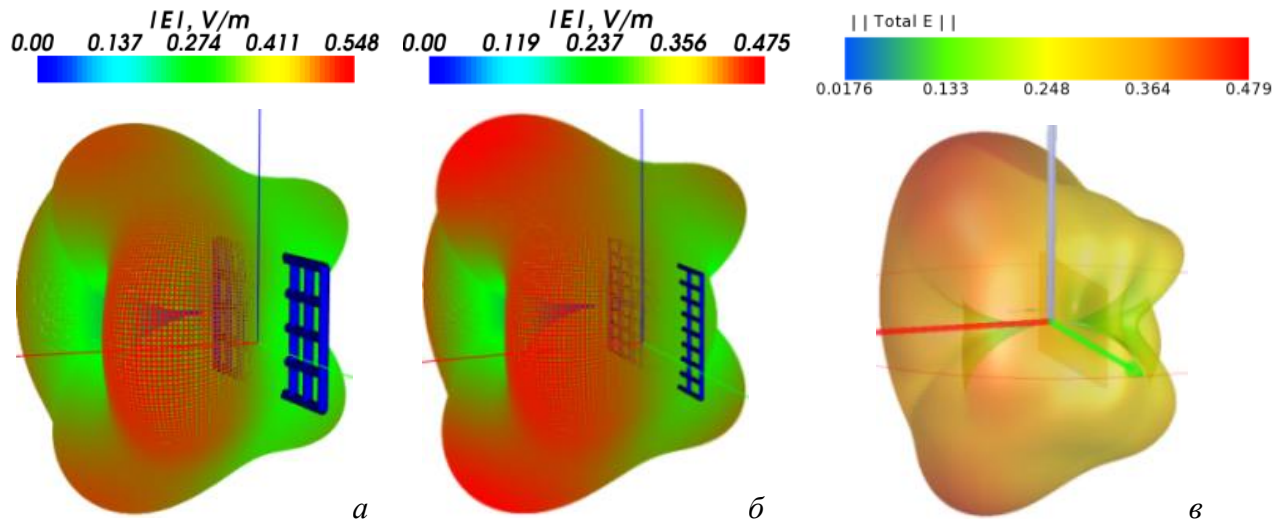


Рисунок 5.6 – ДН диполя на проводящей пластине, полученные с помощью проводной сетки по (5.1) (а), (5.3) (б) и в EMPro (в)

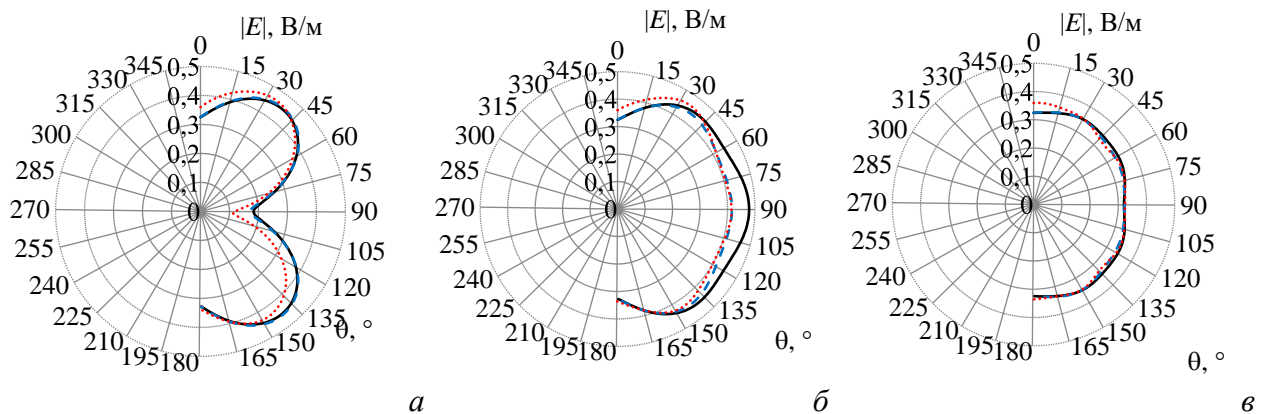


Рисунок 5.7 – ДН диполя на пластине при  $\theta=0, 1, \dots, 180^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ$ (а),  $45^\circ$ (б) и  $90^\circ$ (в), полученные с помощью проводной сетки по (5.1) (—), (5.3) (-----) и в EMPro (.....)

Далее с помощью разработанной методики и программы Wire-Grid вычислены сначала характеристики симметричной биконической антенны, с параметрами:  $a=508$  мм,  $g=20$  мм,  $\Theta_1=\Theta_2=53,1^\circ$  (рисунок 5.8а). Моделирование выполнено на частотах 0,1, 0,5 и 1 ГГц. Модель в Wire-Grid дискретизировалась с шагом  $\lambda/40$  (рисунок 5.8б). Характеристики сравнивались с аналогичными результатами моделирования, полученными МКВРО в EMPro, и результатами из работ [277, 278], полученными аналитически. На рисунке 5.9 приведены результаты сравнения вычисленных ДН в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ . Наилучшие совпадения по форме и амплитуде ДН наблюдается на частотах 0,1 и 1 ГГц.

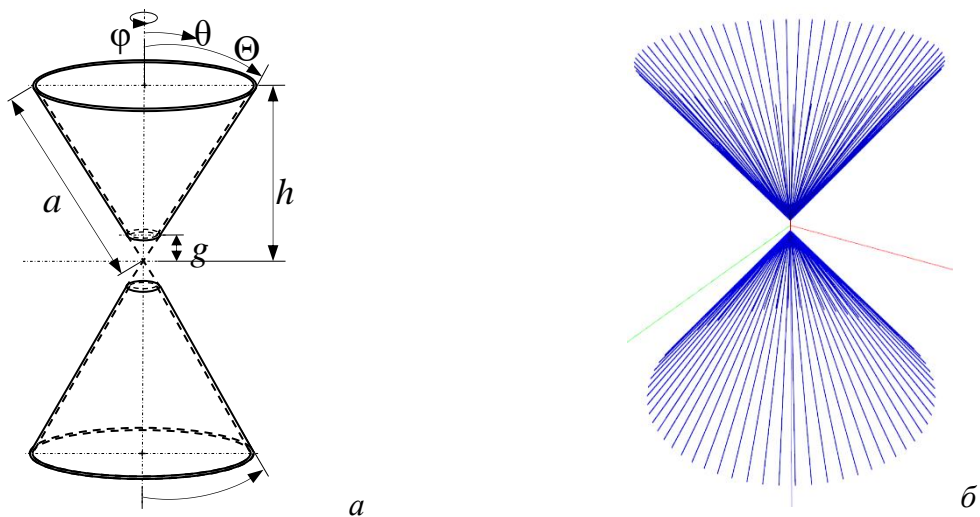


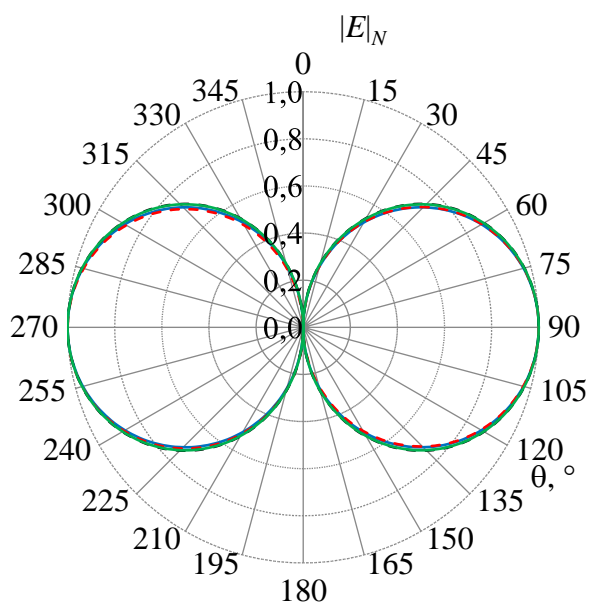
Рисунок 5.8 – Геометрическая модель (а)  
и расчетная сетка симметричной биконической антенны в Wire-Grid (б)

Исследовано влияния шага сетки (сегментов), задаваемого как  $\lambda/n$ , на точность расчетных характеристик симметричной биконической антенны при  $n = 10, 20$  и  $40$ . Порядки матрицы  $\mathbf{Z}$  в Wire-Grid сведены в таблицу 5.1.

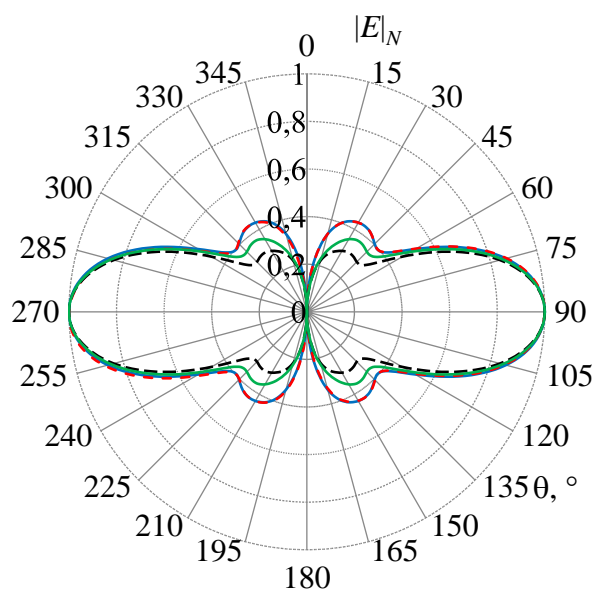
Таблица 5.1 – Порядки матрицы  $\mathbf{Z}$  в Wire-Grid для симметричной биконической антенны с  $a = 508$  мм и  $\Theta_1 = \Theta_2 = 53,1^\circ$  при 0,1, 0,5 и 1 ГГц и шаге сетки  $\lambda/n$

| Частота, ГГц | $n$ | Wire-Grid |
|--------------|-----|-----------|
| 0,1          | 10  | 257       |
|              | 20  | 513       |
|              | 40  | 897       |
| 0,5          | 10  | 1153      |
|              | 20  | 2177      |
|              | 40  | 4353      |
| 1            | 10  | 2177      |
|              | 20  | 4353      |
|              | 40  | 8705      |

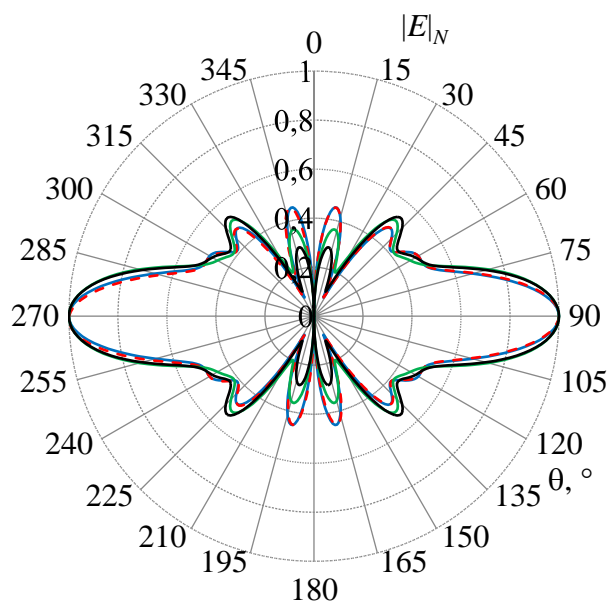
Значения входного импеданса симметричной биконической антенны, полученные в Wire-Grid и EMPro, сведены в таблицу 5.2. В системе EMPro при  $n=40$  результаты не были получены из-за ограничений машинной памяти, поэтому в таблице они не указаны. Из таблицы видно, что результаты сходятся при уменьшении шага сетки.



a



б



в

Рисунок 5.9 – Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частотах 0,1 (а), 0,5 (б) и 1 (в) ГГц в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ : EMPro (—), Wire-Grid (- - -), [277] (—), [278] (- - -)

Таблица 5.2 – Значения входного импеданса симметричной биконической антенны с  $a = 508$  мм и  $\Theta_1 = \Theta_2 = 53,1^\circ$  при шаге сетки  $\lambda/n$

| Частота, ГГц | $n$ | [277], [278]     | EMPro              | Wire-Grid         |
|--------------|-----|------------------|--------------------|-------------------|
| 0,1          | 10  | $40,40 + j28,32$ | $29,73 + j15,78$   | $0,46 - j25,48$   |
|              | 20  |                  | $39,51 + j12,95$   | $192,31 - j58,89$ |
|              | 40  |                  | –                  | $28,01 + j25,59$  |
| 0,5          | 10  | $101,80 - j9,38$ | $117,48 + j64,27$  | $114,01 - j6,29$  |
|              | 20  |                  | $112,89 + j74,69$  | $102,02 + j33,36$ |
|              | 40  |                  | –                  | $90,44 + j48,18$  |
| 1            | 10  | $88,64 + j16,68$ | $116,40 + j89,92$  | $103,11 + j41,34$ |
|              | 20  |                  | $117,84 + j112,36$ | $88,29 + j56,82$  |
|              | 40  |                  | –                  | $84,62 + j71,55$  |

В таблице 5.3 приведены отклонения модулей входного импеданса, полученных в EMPro и Wire-Grid, относительно полученных по аналитическим выражениям. Видно, что уменьшение шага сетки даёт значения, более близкие к аналитическим, при увеличении вычислительных затрат. На рисунках 5.10–5.12 приведены ДН, полученные в EMPro и Wire-Grid при уменьшении шага сетки на частотах 0,1, 0,5 и 1 ГГц. Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частотах 0,1, 0,5 и 1 ГГц в плоскости  $\varphi=0^\circ$ , вычисленные в Wire-Grid, сравнивались с полученными в EMPro и аналитически на рисунках 5.13–5.15.

Таблица 5.3 – Отклонения (%) расчетных модулей входного импеданса из таблицы 5.2 относительно полученных аналитически

| Частота, ГГц | $n$ | EMPro | Wire-Grid |
|--------------|-----|-------|-----------|
| 0,1          | 10  | 31,78 | 48,35     |
|              | 20  | 15,73 | 307,65    |
|              | 40  | –     | 23,10     |
| 0,5          | 10  | 30,99 | 11,69     |
|              | 20  | 32,41 | 4,99      |
|              | 40  | –     | 0,23      |
| 1            | 10  | 63,08 | 23,16     |
|              | 20  | 80,52 | 16,41     |
|              | 40  | –     | 22,86     |

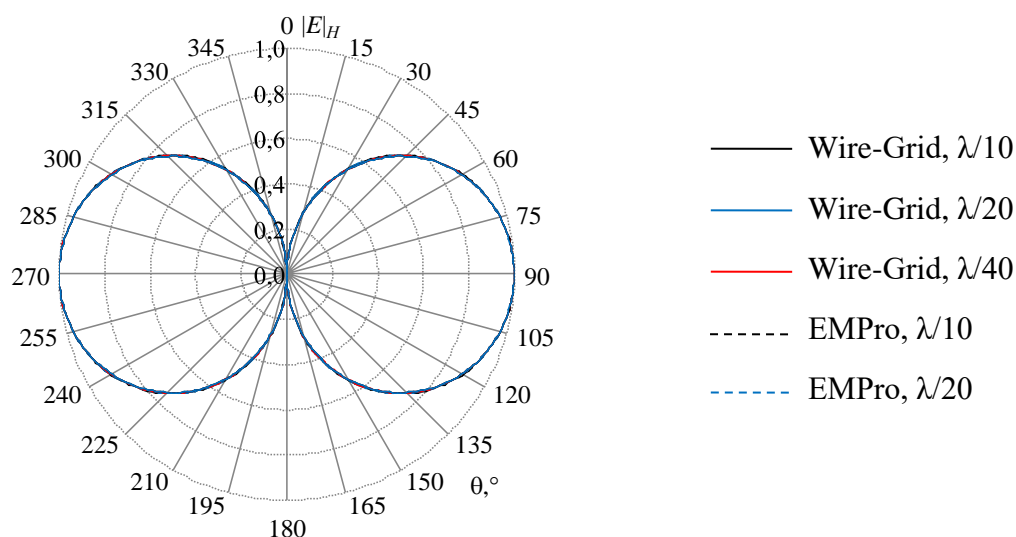


Рисунок 5.10 – Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частоте 0,1 ГГц в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ , вычисленные при изменении шага сетки в Wire-Grid и EMPro

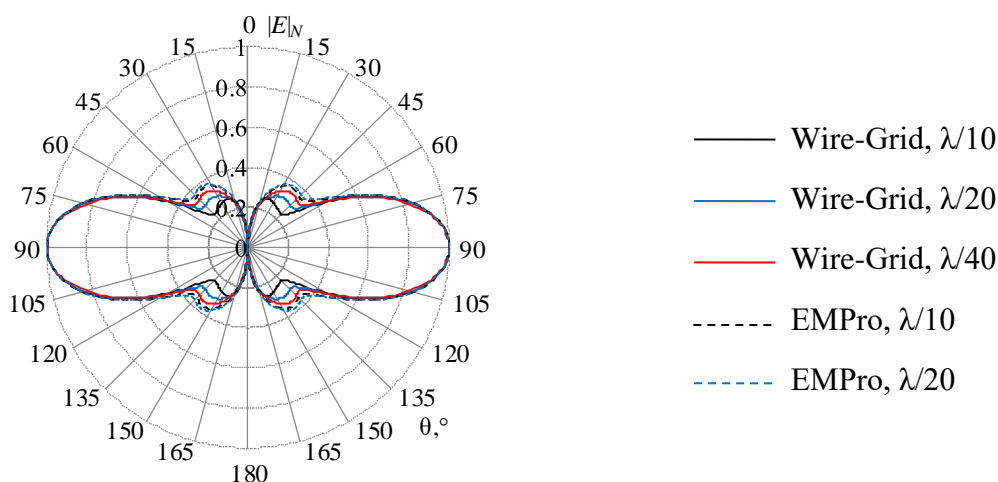


Рисунок 5.11 – Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частоте 0,5 ГГц в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ , вычисленные при изменении шага сетки в Wire-Grid и EMPro

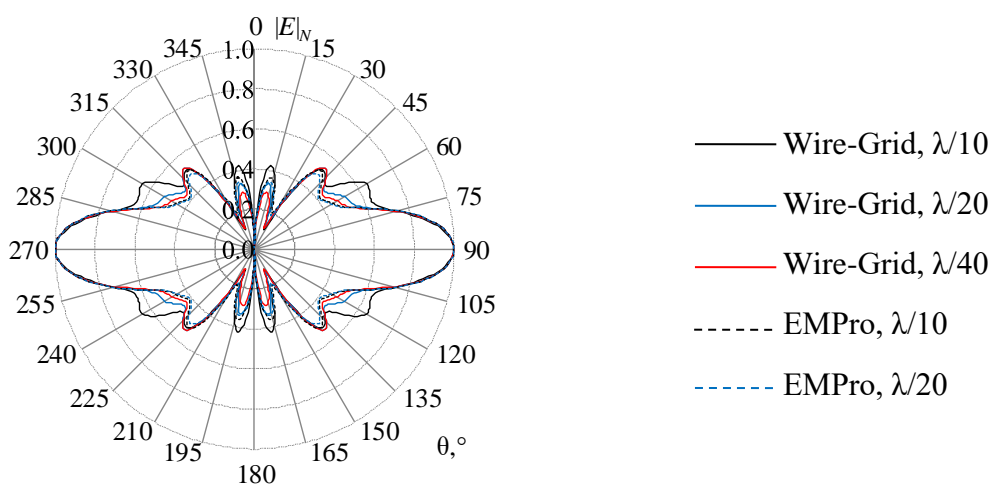


Рисунок 5.12 – Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частоте 1 ГГц в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ , вычисленные при изменении шага сетки в Wire-Grid и EMPro



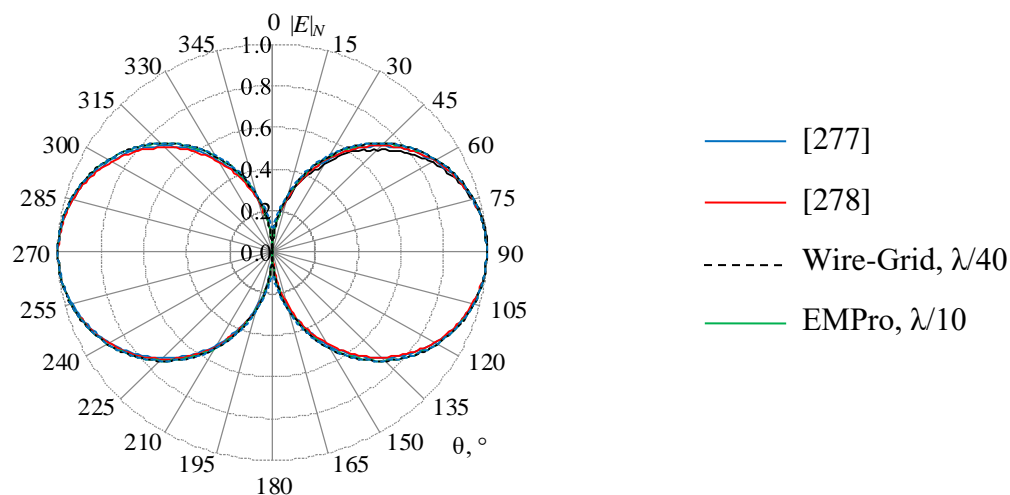


Рисунок 5.13 – Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частоте 0,1 ГГц в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ , полученные аналитически и вычисленные в Wire-Grid и EMPro

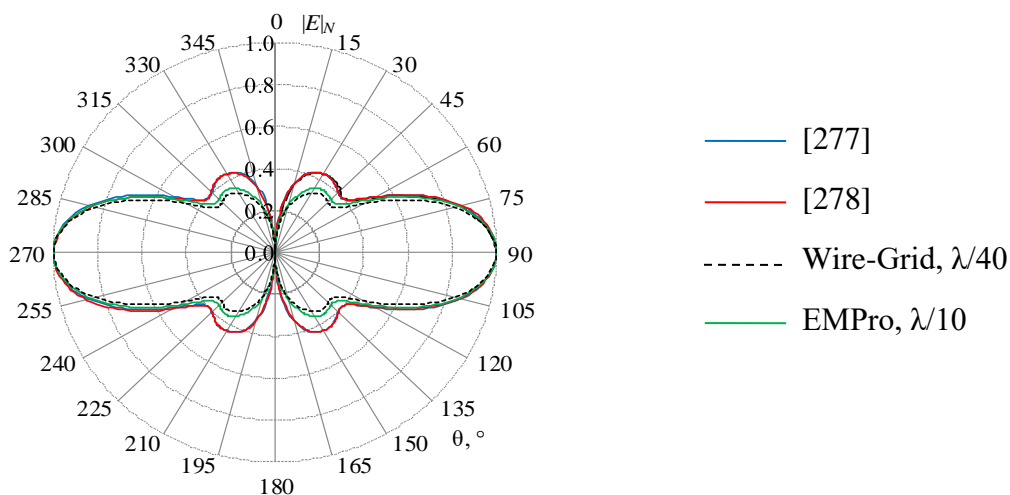


Рисунок 5.14 – Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частоте 0,5 ГГц в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ , полученные аналитически и вычисленные в Wire-Grid и EMPro

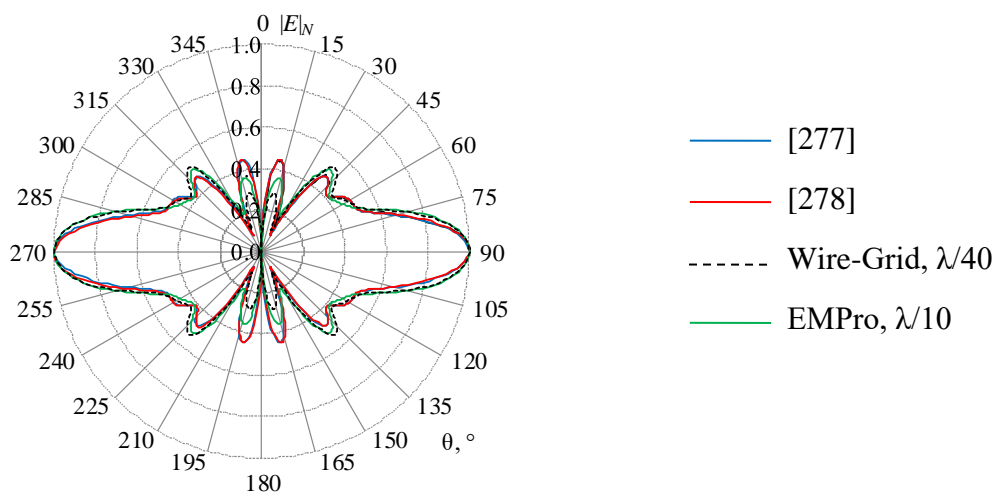


Рисунок 5.15 – Нормированные ДН симметричной биконической антенны на частоте 1 ГГц в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ , полученные аналитически и вычисленные в Wire-Grid и EMPro

В таблице 5.4 приведены максимальные различия нормированных ДН антенны, полученных при 0,1, 0,5 и 1 ГГц и шаге сетки  $\lambda/n$  относительно аналитических значений. Вычислительные затраты для расчёта характеристик антенны, и общее число используемых базисных функций  $N$  в Wire-Grid сведены в таблицу 5.5, а EMPro – таблицу 5.6. Из таблиц видно, что использование Wire-Grid позволяет сократить временные затраты на моделирование до 6,2 раз и требуемую память до 4 раза по сравнению с EMPro.

Таблица 5.4 – Максимальные различия нормированных ДН биконической антенны, полученные и шаге сетки  $\lambda/n$ , относительно аналитических значений

| Частота, ГГц | $n$ | EMPro  | Wire-Grid |
|--------------|-----|--------|-----------|
| 0,1          | 10  | 0,0189 | 0,0259    |
|              | 20  | 0,0189 | 0,0236    |
|              | 40  | –      | 0,0211    |
| 0,5          | 10  | 0,1080 | 0,1869    |
|              | 20  | 0,1030 | 0,1395    |
|              | 40  | –      | 0,1395    |
| 1            | 10  | 0,1291 | 0,1569    |
|              | 20  | 0,1268 | 0,1197    |
|              | 40  | –      | 0,1669    |

Таблица 5.5 – Затраты для расчёта характеристик биконической антенны в Wire-Grid

| Программа (шаг сетки)      | Частота, ГГц | Память, МБ        | Время, с | $N$  |
|----------------------------|--------------|-------------------|----------|------|
| Wire-Grid ( $\lambda/10$ ) | 0,1          | $\approx 1$       | 0,34     | 257  |
|                            | 0,5          | $\approx 20,29$   | 1,02     | 1153 |
|                            | 1            | $\approx 72,31$   | 4,03     | 2177 |
| Wire-Grid ( $\lambda/20$ ) | 0,1          | $\approx 4$       | 0,51     | 513  |
|                            | 0,5          | $\approx 72,31$   | 4,11     | 2177 |
|                            | 1            | $\approx 289,13$  | 18,29    | 4353 |
| Wire-Grid ( $\lambda/40$ ) | 0,1          | $\approx 12,28$   | 0,60     | 897  |
|                            | 0,5          | $\approx 289,13$  | 19,29    | 4353 |
|                            | 1            | $\approx 1156,27$ | 109,06   | 8705 |

Таблица 5.6 – Затраты для расчёта характеристик биконической антенны в EMPro

| Программа (шаг сетки)  | Частота, ГГц | Память, МБ     | Время, с | Число ячеек                   |
|------------------------|--------------|----------------|----------|-------------------------------|
| EMPro ( $\lambda/10$ ) | 0,1          | $\approx 922$  | 159      | $331 \times 311 \times 245$   |
|                        | 0,5          |                | 181      |                               |
|                        | 1            |                | 183      |                               |
| EMPro ( $\lambda/20$ ) | 0,1          | $\approx 4753$ | 567      | $584 \times 581 \times 448$   |
|                        | 0,5          |                | 649      |                               |
|                        | 1            |                | 676      |                               |
| EMPro ( $\lambda/40$ ) | 0,1          | –              | –        | $1126 \times 1120 \times 855$ |
|                        | 0,5          |                | –        |                               |
|                        | 1            |                | –        |                               |

Таким образом, вычисленные характеристики антенн и погрешность их вычисления с использованием предложенной методики сравнивались с результатами, полученными аналитически и с помощью EMPro. Показано, как уменьшение шага сетки влияет на ДН

и входной импеданс. ДН, полученные с помощью проводной сетки, близки к полученным аналитически. При этом вычислительные затраты при использовании проводной сетки значительно меньше, чем EMPro. Полученные результаты подтвердили, что использование предложенных рекомендаций для моделирования симметричной биконической антенны позволяет получить точные результаты с меньшими вычислительными затратами.

Далее выполнен расчет характеристик рупорной антенны с использованием МоМ по разработанной методике (рисунок 5.16а). Геометрия антенны симметрична в двух плоскостях. Геометрические параметры ее внутренней поверхности представлены в таблице 5.7. Толщина стенки регулярной части антенны составляет 1 мм, а нерегулярной – 2 мм. Моделирование выполнено на частотах 8, 9 и 10 ГГц в Wire-Grid. Результаты сравнивались с полученными в EMPro и измеренными для изготовленного прототипа этого рупора (его параметры после изготовления измерены и также представлены в таблице 5.7). Для дискретизации модели антенны в Wire-Grid использовались сегменты длиной  $\lambda/40$  (рисунок 5.16б). Возбуждение антенны осуществлялось путем установки провода на стыке регулярной и нерегулярной частей рупора между его широкими стенками. Длина провода соответствовала значению  $b$  из таблицы 5.7. Провод аппроксимировался одним отрезком.

На рисунке 5.17 приведены вычисленные в Wire-Grid ДН для нормированного модуля напряженности электрического поля ( $|E|_N$ , дБ) в плоскостях  $\varphi = 0^\circ$  и  $\varphi = 90^\circ$  при уменьшении шага расчетной сетки  $\lambda/n$ , где  $n = 10, 20, 40$ . При этом значения  $N$  составили 3906, 6480 и 12468 соответственно. Как видно из рисунка 5.17, значения сходятся при увеличении  $n$ .

Таблица 5.7 – Геометрические параметры (мм) внутренней поверхности рупорной антенны

| Геометрические параметры | $a_p$ | $b_p$ | $a$  | $b$  | $a_r$ | $b_r$ | $l$   | $l_r$ |
|--------------------------|-------|-------|------|------|-------|-------|-------|-------|
| Модель                   | 80    | 60    | 23   | 10   | 23    | 10    | 150   | 10    |
| Прототип                 | 79,9  | 59,8  | 23,0 | 10,0 | 23,0  | 10,0  | 149,9 | 10,0  |

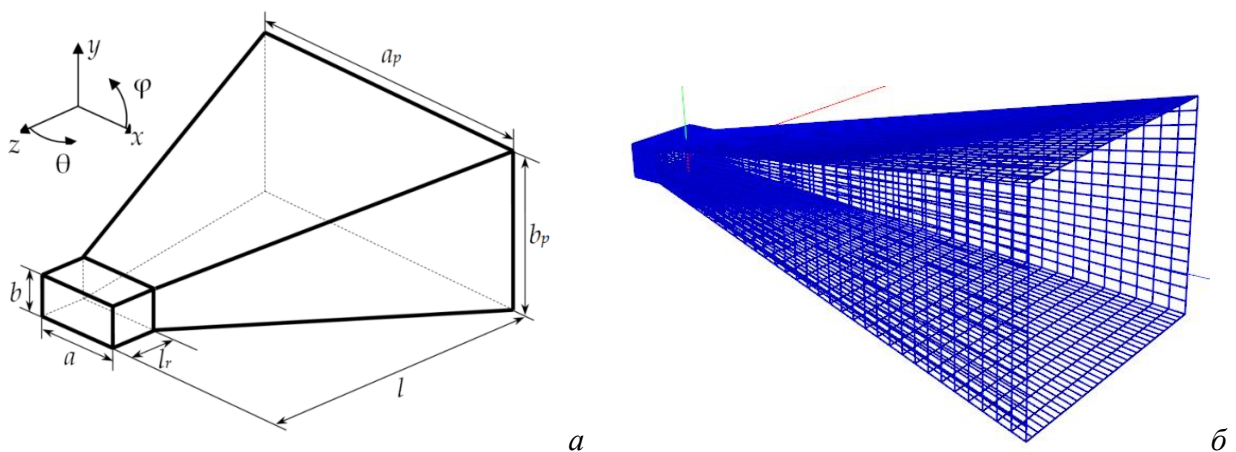


Рисунок 5.16 – Геометрическая модель (а) и расчетная сетка рупорной антенны в Wire-Grid (б)

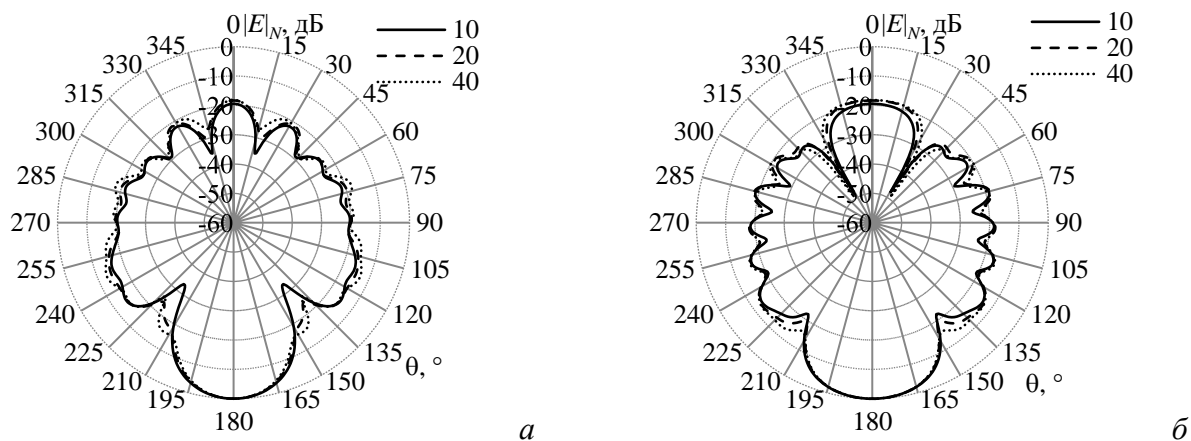


Рисунок 5.17 – ДН ( $|E|_N$ , дБ) рупорной антенны на частоте 8 ГГц в плоскостях  $\varphi = 90^\circ$  (а) и  $\varphi = 0^\circ$  (б) в Wire-Grid при  $n = 10, 20$  и  $40$

На рисунке 5.18 проведено сравнение результатов нормированных ДН, полученных с использованием предложенной методики и экспериментально. В таблице 5.8 приведены рассчитанные и измеренные значения ширины главного лепестка (ШГЛ) и уровни боковых лепестков (УБЛ).

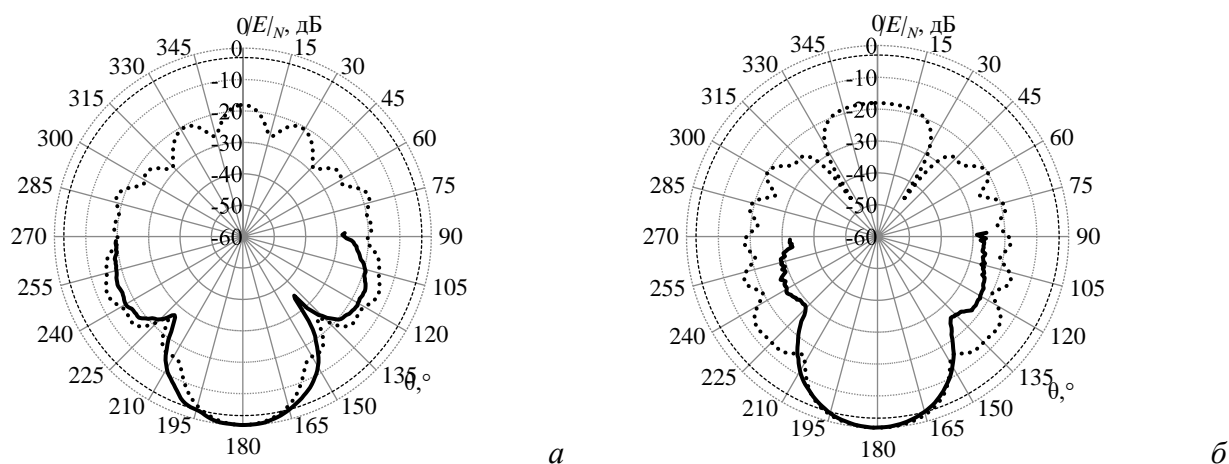
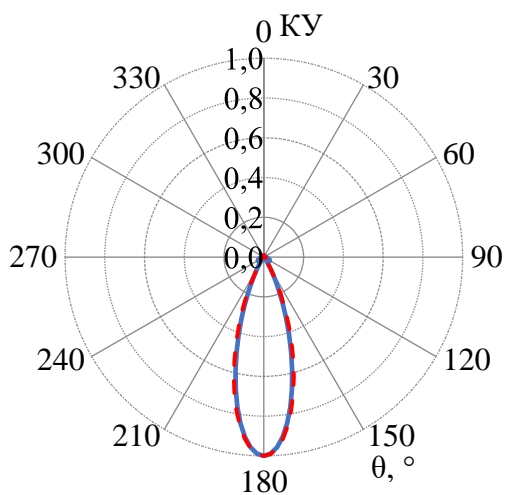


Рисунок 5.18 – ДН ( $|E|_N$ , дБ) рупорной антенны на частоте 8 ГГц в плоскостях  $\varphi = 90^\circ$  (а) и  $\varphi = 0^\circ$  (б), измеренные (—) и вычисленные в Wire-Grid (....)

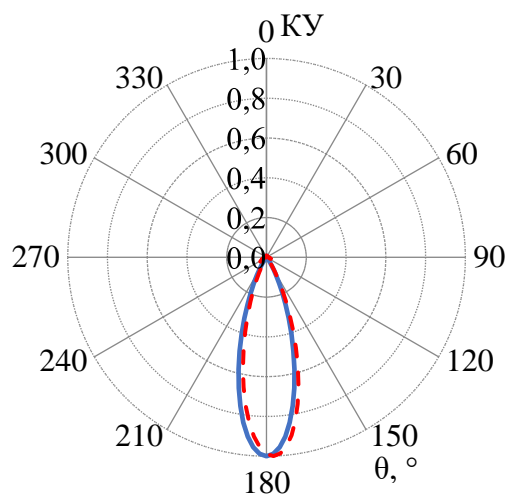
Таблица 5.8 – Вычисленные и измеренные характеристики рупорной антенны

| Характеристика                         | Wire-Grid | Измерения |
|--|-----------|-----------|
| ШГЛ ( $^\circ$ ), $\varphi = 90^\circ$ | 25        | 31        |
| ШГЛ ( $^\circ$ ), $\varphi = 0^\circ$  | 34        | 31        |
| УБЛ (дБ)                               | -12,61    | -16,93    |

Результаты также сравнивались с полученными в EMPro. На рисунках 5.19–5.21 приведены нормированные значения коэффициента усиления (КУ), рассчитанные в плоскостях  $\varphi=0^\circ$  и  $\varphi=90^\circ$ , на частотах 8, 9 и 10 ГГц соответственно. Видно, что результаты Wire-Grid хорошо согласуются с результатами EMPro.

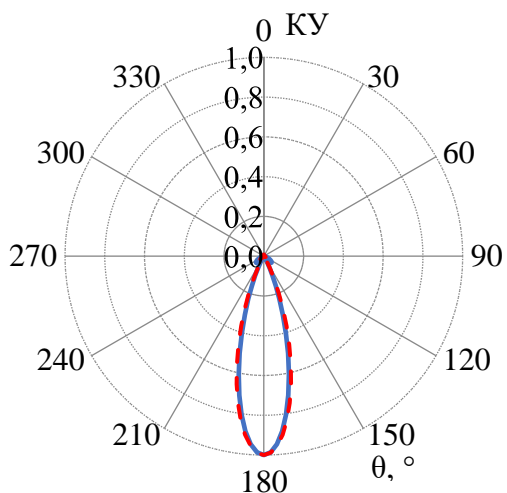


a

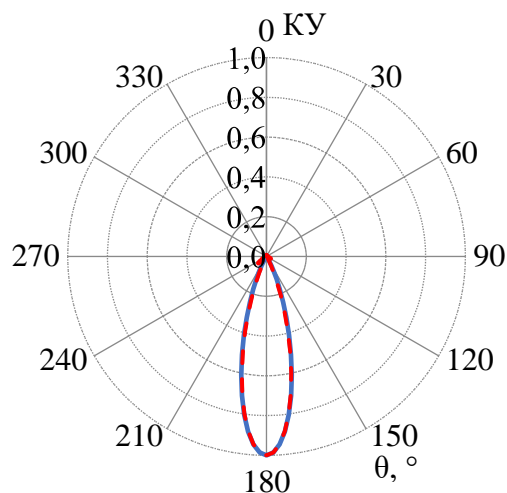


б

Рисунок 5.19 – Нормированные значения КУ рупорной антенны на частоте 8 ГГц в плоскостях  $\varphi=0^\circ$  (a) и  $\varphi=90^\circ$  (б): Wire-Grid (---) и EMPro (—)

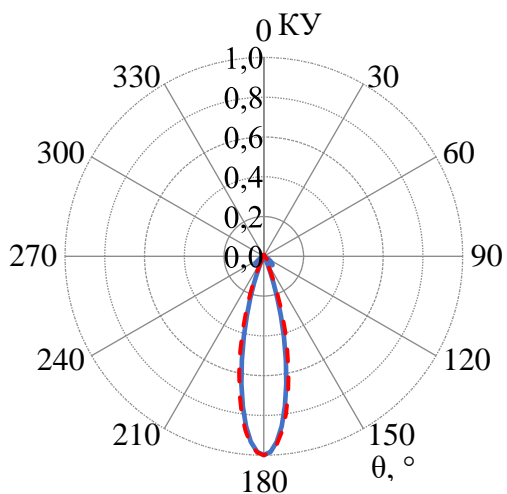


a

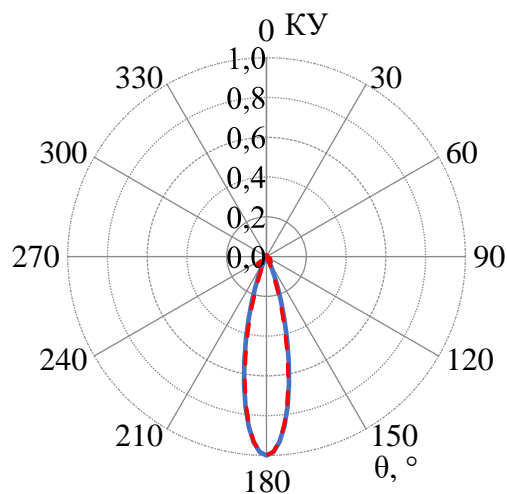


б

Рисунок 5.20 – Нормированные значения КУ рупорной антенны на частоте 9 ГГц в плоскостях  $\varphi=0^\circ$  (a) и  $\varphi=90^\circ$  (б): Wire-Grid (---) и EMPro (—)



a



б

Рисунок 5.21 – Нормированные значения КУ рупорной антенны на частоте 10 ГГц в плоскостях  $\varphi=0^\circ$  (a) и  $\varphi=90^\circ$  (б): Wire-Grid (---) и EMPro (—)

В таблицу 5.9 сведены вычислительные затраты, требуемые для расчёта характеристик антенны и общее число используемых базисных функций  $N$ . Из таблицы видно, что использование Wire-Grid позволяет сократить затраты времени на моделирование до 1,6 раза по сравнению с EMPro.

Таблица 5.9 – Затраты на вычисления характеристик рупорной антенны

| Программа | Частота, ГГц | Память, ГБ | Время, мс | Число ячеек | $N$   |
|-----------|--------------|------------|-----------|-------------|-------|
| EMPro     | 8            | ≈0,59      | 103000    | 631408      | –     |
|           | 9            | ≈0,68      | 139000    | 800976      | –     |
|           | 10           | ≈0,72      | 194000    | 1047112     | –     |
| Wire-Grid | 8            | ≈6,13      | 68233     | –           | 11483 |
|           | 9            | ≈10,09     | 117505    | –           | 14886 |
|           | 10           | ≈10,62     | 124243    | –           | 15277 |

Таким образом, характеристики антенны и погрешность их вычисления с использованием предложенной методики сравнивались с результатами, полученными измерением и с помощью EMPro. Показано, что ДН, полученные с помощью проводной сетки, близки к полученным измерением и в EMPro. При этом вычислительные затраты при использовании проводной сетки значительно меньше, чем при использовании EMPro. Полученные результаты подтвердили, что использование предложенных рекомендаций при моделировании рупорных антенн позволяет получить точные результаты с меньшими вычислительными затратами.

#### 5.4 Основные результаты раздела

Разработана методика для расчёта характеристик антенн методом моментов на основе аппроксимации проводной сеткой. Применение разработанной методики позволяет не только снизить вычислительные затраты, но и получить эквивалентную структуру антенны с меньшей массой, если ее можно изготовить в новом виде. Методика использовалась для расчета характеристик 3 антенн на разных частотах. Расчетные результаты сравнивались с полученными аналитически с использованием функций Лежандра и Ганкеля. Эти результаты хорошо согласуются не только с аналитическими, но и с полученными численного метода МКРВО.

Результаты, полученные с помощью разработанной методики, показали хорошее согласование с полученными аналитически, численно и экспериментально. Небольшие различия между расчетными результатами вполне ожидаемы, поскольку различные программные реализации не могут давать совершенно одинаковые результаты, даже если они основаны на одном и том же численном методе. Одной из причин этого являются ошибки округления. Неравенство расчетных и измеренных результатов является следствием неспособности моделирования учесть некоторые факторы, например, не идеальные

изготовление и расположение рупора. Кроме того, на данном этапе разработки методики не учитываются потери в проводах.

Отметим, что рекомендации в разработанной методике не могут быть применены к произвольным структурам. В случае радикального или сложного изменения структуры необходимо скорректировать их с учетом всех особых требований, которые предъявляет каждая уникальная структура, и исключить все ненужные элементы и зависимости. Например, при моделировании биконической антенны не использовались поперечные элементы сетки, поскольку ток в них оказывает незначительное влияние на интересующие характеристики. Напротив, в случае рупорной антенны их использование неизбежно из-за их влияния на задний лепесток ДН антенны. При построении сетки из проводов следует также учитывать связь между некоторыми элементами и длиной волны, что может привести к ряду ограничений на использование методики, например, на отношение длины сегментов к радиусу или на расстояние между проводами. Это приведет к тому, что к ограничениям на использование проводной сетки добавляется еще ряд ограничений на использование МоМ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

### Итоги работы

Основные результаты работы, полученные проверенными методами, широко апробированные и опубликованные, заключаются в следующем:

1. Разработана алгоритмическая математическая модель для оценки ИЭ от связанных помехозащитных структур, в.т.ч. от ПП с МР и витка МЛ, отличающаяся объединением квазистатического и электродинамического подходов и учётом тока в обратном проводнике.
  - 1.1. Разработанная модель позволяет рассчитывать ИЭ от цепи с МР с использованием тока в проводниках цепи, полученного с помощью квазистатического подхода.
  - 1.2. Результаты применения модели показали приемлемое совпадение распределения тока и ДН, полученных для простой тестовой структуры с помощью предложенной модели и электродинамического подхода.
  - 1.3. Показано, что эта модель дает приемлемые результаты при сравнении с результатами других методов.
  - 1.4. Доказано вычислительным экспериментом двумя подходами, что МР и виток МЛ способны уменьшить не только кондуктивную эмиссию, но и излучаемую, практически во всем исследуемом диапазоне частот, за исключением резонансных.
2. Показана возможность использования разработанной модели при решении задач ЭМС, в частности, при моделировании ИЭ от ПП с МР или витка МЛ, поскольку она способна дать не только приемлемые результаты по сравнению с электродинамическим подходом, но и значительно снизить вычислительные затраты. Например, моделирование рассогласованной ЛП в системе TALGAT заняло менее 2 мин, а в системе EMPro – 30 мин.
3. Впервые получены вычислительные и экспериментальные оценки ИЭ от ПП с однократным МР при изменении температуры.
  - 3.1. Доказано натурным экспериментом, что МР способно уменьшить не только кондуктивную эмиссию, но и излучаемую, в диапазоне частот до 5 ГГц при комнатной температуре на 10–20%.
  - 3.2. Доказано, что применение МР способно не только уменьшить ИЭ, но и повысить устойчивость ПП с МР к излучаемому воздействию, кроме случая отказа ХХ.
  - 3.3. Показано, что все  $S$ -параметры макетов с МР уменьшаются с увеличением температуры и увеличиваются с её уменьшением, во всем диапазоне частот, кроме резонансных.



- 3.4. Выявлено, что с ростом частоты уровень ИЭ от ПП без МР, в общем, уменьшается с увеличением температуры в среднем на 25% и увеличивается с её уменьшением во всём диапазоне частот в среднем на 15%, кроме резонансных.
  - 3.5. Отмечен сдвиг в резонансах на 50 МГц в сторону высоких частот с уменьшением температуры и также на 50 МГц в сторону низких частот с её увеличением, за счет изменения  $\epsilon_r$  и геометрических параметров линии передачи.
  - 3.6. Выводы, полученные для ПП без МР, схожи с полученными для ПП с МР, но уровень уменьшения и увеличения в среднем на 5% выше, чем для ПП без МР. Сдвиг в резонансах на 50 МГц с изменением температуры также остаётся. Также имеет место сдвиг на 50 МГц в сторону низких частот по сравнению с результатами для ПП без МР.
  - 3.7. Меняется чувствительность измеренных частотных зависимостей ПП к изменению окружающей температуры, так как разница в их значениях при минус 50°C для ПП с МР выше, чем для ПП без МР, и меньше – при 150°C. Амплитуды напряжения, в среднем, на 20% меньше, чем для ПП без МР, и особенно на дальнем конце.
  - 3.8. Показано, что сдвиг в резонансах не меняется после отказов. Поведение частотных зависимостей напряжения при минус 50 и 150°C сохраняется после отказов, но чувствительность ПП после отказов к изменению температуры повышается примерно на 10% при КЗ и снижается – при ХХ. Амплитуды напряжения, в среднем, на 10% меньше, чем для ПП с МР при КЗ, и выше – при ХХ, особенно на дальнем конце во всем диапазоне частот, кроме резонансных.
  - 3.9. Результаты измерения показали преимущества макета ПП с МР, по сравнению с ПП без МР и ПП с отказом КЗ, а именно, пониженные уровни ИЭ и восприимчивости при разных температурах.
  - 3.10. Выполнено сравнение результатов моделирования и измерения  $S$ -параметров линии ПП с МР до и после отказов КЗ и ХХ. Показано, что результаты моделирования и измерений согласуются, поскольку при изменении температуры вычисленные и измеренные частотные зависимости сдвигаются в ту же сторону, а различия малы.
4. Впервые получены экспериментальные оценки ИЭ от ПП с двух- и трехкратным МР. Анализ результатов показал, что с учётом уровней ИЭ для ПП 3-проводной МПЛ с двукратным МР, целесообразно выбирать активный проводник в центре, между двух пассивных, а для ПП 4-проводной МПЛ с трехкратным МР – по краям.
  5. Предложена методика виртуальных испытаний на ИЭ от ПП с МР, отличающаяся моделированием ПП в ТЕМ-камере с помощью квазистатического анализа.
    - 5.1. Показано, что на всех частотах напряжение на выходе ЦП ТЕМ-камеры при МР меньше (до 30%), чем без МР. Напряжение на входе ЦП меняется незначительно.

Поскольку напряжение на входе и выходе ЦП отражает ИЭ, то можно считать, что МР уменьшило их.

- 5.2. Для сравнения полученных результатов моделирования и эксперимента, необходимо согласовать, как можно лучше, исходные параметры моделирования и установленные в эксперименте, а также учитывать вклад всех паразитных явлений и параметров.
- 5.3. Поскольку система TALGAT, используемая в ходе выполнения данной работы, основана на квазистатическом анализе, требуется уделять больше внимания исходным параметрам и обеспечить хорошее представление при моделировании трёхмерных структур с её помощью.
- 5.4. Результаты моделирования и эксперимента близки друг к другу, но выделяется сдвиг в резонансных частотах примерно в два раза. Это связано с различием реального и используемого значений  $\varepsilon_r$  использованного диэлектрика при моделировании.
6. Предложен способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с МР, отличающийся тем, что единый опорный проводник изготавливается в виде проводников на другой стороне ПП, причем торцы каждого опорного проводника располагаются под внешними торцами соответствующих резервируемого и резервного проводников.
7. Предложена методика моделирования антенн проводной сеткой с использованием тонкопроводной аппроксимации и метода моментов, отличающаяся использованием предложенных правил для построения проводной сетки.
  - 7.1. Показано, как уменьшение шага сетки влияет на ДН и входной импеданс.
  - 7.2. Показано, что ДН, полученные с помощью проводной сетки, близки к полученным по аналитическим выражениям и измерением.
  - 7.3. Показано, что вычислительные затраты при использовании проводной сетки значительно меньше, чем при использовании EMPro.
  - 7.4. Доказано, что использование предложенных рекомендаций при моделировании биконических и рупорных антенн позволяет получить точные результаты при меньших вычислительных затратах.

Проведена объемная работа по опубликованию результатов исследования: 6 статей в журналах из перечня ВАК, 5 статей в журналах, входящих в Q1 WoS или Scopus, 1 публикация в журнале, индексируемом в WoS и Scopus, 21 доклад в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus, 39 докладов в трудах других конференций, 3 патента на изобретение, 14 свидетельств о регистрации программы для ЭВМ. Число опубликованных работ свидетельствует о научной новизне и широкой апробации результатов диссертационной

работы. Использование результатов в ряде НИР и учебном процессе подтверждает их практическую значимость.

Таким образом, разработаны модель и методики для оценки уровня излучения от ПП с МР и расчета характеристик антенн на основе аппроксимации проводной сеткой и метода моментов, и проведены натурные и вычислительные эксперименты на их основе, так что цель диссертационной работы достигнута.

### **Рекомендации**

1. Предложенные модель и программы целесообразно применять на ранних этапах проектирования ПП с МР для моделирования ИЭ от них. Они могут использоваться в рамках образовательного процесса, при выполнении различных НИР, а также в качестве основы для дальнейших исследований.

2. Методику виртуальных испытаний и программы, целесообразно применять на ранних этапах проектирования ПП с МР для получения быстрых оценок ИЭ от них.

3. Способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с МР можно использовать при изготовлении ПП с МР для уменьшения изгиба ПП, массы ПП, восприимчивости цепей к внешней кондуктивной эмиссии и уровня кондуктивной эмиссии от них.

4. Методику моделирования антенн проводной сеткой и программы, целесообразно применять на ранних этапах проектирования антенн для расчета их характеристик с меньшими вычислительными затратами и контролем точности.

### **Перспективы дальнейшей разработки темы**

1. Оценить ИЭ от ПП с двух- и трехкратным МР при изменении температуры.

2. Расширение функциональных возможностей разработанных программ и оптимизация их работы, в том числе за счет создания графического интерфейса.

3. Анализ поведения частотных характеристик напряженности электрического поля при оценке вычисленных и измеренных уровней ИЭ от структур с однократным МР в расширенном частотном диапазоне (до 18 ГГц).

4. Определение возможности улучшения характеристик МР с учетом специфики поведения характеристик напряженности электрического поля, полученных при оценке ИЭ от структур с однократным МР в определенных диапазонах частот.

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

|       |   |
|-------|---|
| ДН    | Диаграмма направленности                      |
| ИЭ    | Излучаемая эмиссия                            |
| КЗ    | Короткое замыкание                            |
| КУ    | Коэффициент усиления                          |
| МКРВО | Метод конечных разностей во временной области |
| МоМ   | Метод моментов                                |
| МПЛ   | Микрополосковая линия                         |
| МПЛП  | Многопроводная линия передачи                 |
| МР    | Модальное резервирование                      |
| МФ    | Модальный фильтр                              |
| МЛ    | Меандровая линия                              |
| ПП    | Печатная плата                                |
| РЭУ   | Радиоэлектронное устройство                   |
| СКИ   | Сверхкороткий импульс                         |
| СЛАУ  | Система линейных алгебраических уравнений     |
| ХХ    | Холостой ход                                  |
| ЦП    | Центральный проводник                         |
| ЭМП   | Электромагнитная помеха                       |
| ЭМС   | Электромагнитная совместимость                |

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Говоренко, Г.С. Обеспечение показателей надежности и качества бортовых систем управления летательных аппаратов на этапах жизненного цикла / Г.С. Говоренко // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». – 2011. – С. 1–8.
2. Сивякова, Г.А. Резервирование промышленных электроприводов / Г.А. Сивякова, Л.Г. Лимонов // Электротехнические и компьютерные системы. – 2015. – № 19. – С. 83–87.
3. Русанов, В.Н. Анализ структур и надежности бортовых вычислительных систем / В.Н. Русанов, С.А. Королев, Н.В. Сильянов // Авиакосмическое приборостроение. – 2015. – № 7. – С. 18–30.
4. Degraeve, A. Study of the effectiveness of spatially EM-diverse redundant systems under plane-wave illumination / A. Degraeve, D. Pissoort // 2016 Asia-Pacific international symposium on electromagnetic compatibility (APEMC). – 2016. – P. 211–213.
5. Degraeve, A. Study of the effectiveness of spatially EM-diverse redundant systems under reverberation room condition / A. Degraeve, D. Pissoort // 2016 IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC). – 2016. – P. 374–378.
6. Бганцева, С.М. Обеспечение надежности бортовой аппаратуры космического аппарата / С.М. Бганцева, Ю.В. Ягудина // Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – 2018. – С. 293–294.
7. Бугай, Т.В. Рекомендации по проектированию печатных плат для обеспечения защиты космической аппаратуры от возникновения и развития дугового разряда / Т.В. Бугай, В.В. Быков, А.М. Гильжинский // Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – 2018. – С. 72–73.
8. Чучупало, А.М. Метод резервирования силового преобразователя, имеющего в составе не менее трех силовых блоков, и способ контроля их работоспособности / А.М. Чучупало, В.В. Дерябин // Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – 2018. – С. 52–54.
9. Русанов, В.Н. Самодиагностируемая трехканальная бортовая вычислительная система с резервированием замещением / В.Н. Русанов, А.Ю. Киселев, Н.В. Сильянов // Авиакосмическое приборостроение. – 2015. – № 3. – С. 23–32.
10. Использование резервирования критических узлов бортовой аппаратуры для увеличения сроков активного существования космических аппаратов / В.Ф. Зинченко, К.В. Лаврентьев, Р.Г. Усеинов, В.М. Ужegov, Н.Н. Булгаков, А.С. Семочкин // Вопросы атомной науки и техники. Серия: физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. – 2016. – № 1. – С. 22–28.
11. Логинов, И.С. Исследование системы резервирования цепей управления космического аппарата / И.С. Логинов, Л.А. Белов, И.С. Садилкин // XXII международная научно-техническая конференция «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». – 2016. – С. 29.
12. Хандорин, М.М. Прибор управления системой электропитания с резервированным на два отказа микропроцессорным устройством управления / М.М. Хандорин, Е.В. Карпов, Д.В. Иванов // Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – 2018. – С. 9–12.
13. Gandolfo, D.A. Superconductive microwave meander lines / D.A. Gandolfo, A. Boornard, L.C. Morris // Journal of applied physics. – 1968. – Vol. 39. – P. 2657–2660.
14. Galehdar, A. Tapered meander line antenna for maximum efficiency and minimal environmental impact / A. Galehdar, D. Thiel, S.G. O'Keefe // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2009. – Vol. 8. – P. 244–247.

15. Cheng-Ta, L. A compact dual-band chip antenna using a nonuniform meander-line to suppress spurious emissions / L. Cheng-Ta, L. Ming-Shing, C.-N. Chiu // *Microwave and optical technology letters*. – 2007. – Vol. 49. – P. 773–776.
16. Jones, E.M.T. Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers / E.M.T. Jones // *IRE Transactions on microwave theory and techniques*. – 1956. – Vol. 4. – P. 75–81.
17. Measurement-assisted electromagnetic extraction of interconnect parameters on low-cost FR-4 boards for 6-20 Gb/sec applications / Y. Shlepnev, A. Neves, T. Dagostino, S. Mcmorrow // *Designcon*. – 2009. – Vol. 3. – P. 1290–1317.
18. Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antenna / E. Tsutomu, S. Yonehiko, S. Shinichi, K. Takashi // *Electronics and communications in Japan (Electronics)*. – 2000. – Vol. 83. – P. 52–58.
19. Surovtsev, R. Pulse decomposition in the turn of meander line as a new concept of protection against UWB pulses / R. Surovtsev, T. Gazizov, A. Zabolotsky // *International Siberian conference on control and communications (SIBCON)*. – 2015. – P. 1–5.
20. Radiation from the transmission line with an acute bend / T. Nakamura, N. Hayashi, H. Fukuda, S. Yokokawa // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 1995. – Vol. 37. – P. 317–325.
21. Das, A. Efficient adaptive mesh refinement for MoM-based package-board 3D full-wave extraction / A. Das, R.R. Nair, D. Gope // *IEEE 22nd. Conference on electrical performance of electronic packaging and systems (EPEPS)*. – 2013. – P. 239–242.
22. Das, A. Adaptive mesh refinement for fast convergence of EFIE-based 3-D extraction / A. Das, D. Gope // *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology*. – 2015. – Vol. 5, no. 3. – P. 404–414.
23. Bebendorf, M. Approximation of boundary element matrices / M. Bebendorf // *Numer. Mathematik*. – 2000. – Vol. 86, no. 4. – P. 586–589.
24. Bruns, H.D. Fast evaluation of electromagnetic fields using a parallelized adaptive cross approximation / H.D. Bruns, C. Schuster, A. Schroder // *IEEE transactions on antennas and propagation*. – 2014. – Vol. 62, no. 5. – P. 2818–2822.
25. Basermann, A. Parallel solvers for electromagnetic field computations on printed circuit boards / A. Basermann, H. Tohya, F. Cortial-Goutaudier // *IEEE Transactions on magnetics*. – 2000. – Vol. 36, no. 4. – P. 1764–1768.
26. Stavtsev, S.L. Block LU Preconditioner for the electric field integral equation / S.L. Stavtsev // *PIERS proceedings*. – 2015. – P. 1523–1527.
27. П'In, V.P. Problems of parallel solution of large systems of linear algebraic equations / V.P. П'In // *Journal of mathematical sciences*. – 2016. – Vol. 216, no. 6. – P. 795–804.
28. Гурьева, Я.Л. Алгебро-геометрические и информационные структуры методов декомпозиции областей / Я.Л. Гурьева, В.П. Ильин, Д.В. Перевозкин // *Выч. мет. программирование*. – 2016. – Т. 17, № 2. – С. 132–146.
29. Accelerated direct solution of the method-of-moments linear system / J.M. Rius, J.M. Tamayo, E. Ubeda, A. Heldring // *Proceedings of the IEEE*. – 2014. – Vol. 101, no. 2. – P. 364–371.
30. Jolivet, P. Block iterative methods and recycling for improved scalability of linear solvers / P. Jolivet, P.H. Tournier // *SC'16: Proceedings of the international conference for high performance computing, networking, storage and analysis*. – 2016. – P. 1–15.
31. Тора, Т. Efficient out-of-GPU memory strategies for solving matrix equation generated by method of moments / Т. Тора // *Electronics Letters*. – 2015. – Vol. 51, no. 19. – P. 1542–1544.
32. Суровцев, Р.С. Аналитическая оценка вычислительных затрат на решение СЛАУ при многократном вычислении емкостной матрицы в диапазоне изменения диэлектрической проницаемости диэлектриков / Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // *Численные методы и вопросы организации вычислений. XXVII. Зап. научн. семина. ПОМИ*. – 2014. – Т. 428. – С. 196–207.

33. Birk, S. Deflated shifted block Krylov subspace methods for hermitian positive definite matrices : Ph.D. Thesis / Birk Sebastian. – fachbereich mathematik und naturwissenschaften der bergischen universität wuppertal., 2015. – P. 250.
34. Updating incomplete factorization preconditioners for model order reduction / H. Anzt, E. Chow, J. Saak, J. Dongarra // Numerical algorithms. – 2016. – Vol. 73, no. 3. – P. 611–630.
35. Bertaccini, D. Interpolating preconditioners for the solution of sequence of linear systems / D. Bertaccini, F. Durastante // Computers & mathematics with applications. – 2016. – Vol. 72, no. 4. – P. 1118–1130.
36. Bai, Y.Q. Accelerated preconditioner updates for solving shifted linear systems / Y.Q. Bai, T.Z. Huang, W.H. Luo // International journal of computer mathematics. – 2016. – Vol. 94, no. 4. – P. 747–756.
37. Soodhalter, K.M. Two recursive GMRES-type methods for shifted linear systems with general preconditioning / K.M. Soodhalter // Electronic transactions on numerical analysis. – 2016. – Vol. 45. – P. 499–523.
38. **Alhaj Hasan, A.** Ensuring the reliability and EMC by modal reservation: a brief history and recent advances / **A. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // Symmetry. – 2022. – Vol. 14. – P. 2466. <https://doi.org/10.3390/sym14112466>.
39. **Алхадж, Х.А.** Обзор исследований по модальному резервированию / **Х.А. Алхадж**, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 4. – С. 54–67. DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-54-67.
40. Trivedi, K. Reliability and availability engineering: modeling, analysis, and applications / K. Trivedi, A. Bobbio. – Cambridge: Cambridge university press, 2017. – 712 p. – DOI 10.1017/9781316163047.
41. Amari S.V. Redundancy optimization problem with warm-standby redundancy. / S.V. Amari, G. Dill // . – San Jose, CA: IEEE Proceedings – Annual reliability and maintainability symposium (RAMS), 2010. –P. 1–6. – DOI 10.1109/RAMS.2010.5448068.
42. Optimal reliability design: fundamentals and applications / S.V.W. Kuo, V.R. Prasad, F.A. Tillman, C.L. Hwang. – Cambridge: Cambridge university press, 2001. – 412 p.
43. Von Neumann, J. Probabilistic logics and the synthesis of reliable organisms from unreliable components. – Automata studies: Princeton university press, 1956. – P. 43–98.
44. Chen, D.M. Satellite engineering series: communications satellite payload technology. – China astronautic publishing house, 2001.
45. Coit, D.W. Maximization of system reliability with a choice of redundancy strategies / D.W. Coit // IIE Transactions. – 2003. – Vol. 35. – P. 535–543. – DOI /10.1080/07408170304420.
46. Grida, M. Repairable 3-out-of-4: cold standby system availability / M. Grida, A. Zaid, G. Kholief // Annual reliability and maintainability symposium (RAMS). – 2017. – P. 1–6. – DOI 10.1109/RAM.2017.7889797.
47. Lobur, M. Modelling of type I and II errors of switching device for systems with hot and cold redundancy based on two-terminal dynamic fault tree / M. Lobur, T. Stefanovych, S. Shcherbovskykh // The 14th International conference of the experience of designing and application of CAD systems in microelectronics (CADSM). – 2017. – P. 19–21. – DOI 10.1109/CADSM.2017.7916075.
48. Redundancy design of modular DC solid-state transformer based on reliability and efficiency evaluation / Y. Li, Y. Zhang, R. Cao, X. Liu, C. Lv, J. Liu // CPSS Transactions on power electronics and applications. – 2021. – Vol. 6, no. 2. – P. 115–126. – DOI 10.24295/CPSSSTPEA.2021.00010.
49. Design and optimization of an integrated reliability redundancy system with multiple constraints / G. Sankaraiah, Y. Raghunatha Reddy, C. Umasankar, B.D. Sarma // The 2nd International conference on reliability, safety and hazard – Risk-based technologies and physics-of-failure methods (ICRESH). – 2010. – P. 118–122. –

- DOI 10.1109/ICRESH.2010.5779527.
50. Pan, D. Study on optimization of system reliability redundancy based on hybrid intelligent algorithm / D. Pan // The International conference on environmental science and information application technology. – 2009. – P. 560–563. – DOI 10.1109/ESIAT.2009.426.
  51. Boland, P.J. Component redundancy vs system redundancy in the hazard rate ordering / P.J. Boland, E. El-Newehi // IEEE Transactions on reliability. – 1995. – Vol. 44, no. 4. – P. 614–619. – DOI 10.1109/24.475980.
  52. Shcherbovskykh, S. Modelling features of type I and II errors of switching device for system with double hot and double cold redundancy based on two-terminal dynamic fault tree / S. Shcherbovskykh, T. Stefanovych // The 14th international conference on advanced trends in radioelectronics, telecommunications and computer engineering (TCSET). – 2018. – P. 753–756. – DOI 10.1109/TCSET.2018.8336309.
  53. Neves, F.G.R. Comparison between redundancy techniques for real time applications / F.G.R. Neves, O. Saotome // The fifth international conference on information technology: new generations (ITNG). – 2008. – P. 1299–1300. – DOI 10.1109/ITNG.2008.229.
  54. Peterson, W. Error-correcting codes / W. Peterson, E. Weldon. – Cambridge, MA: MIT press, 1972. – 576 p.
  55. Memristive stateful logic with n-modular redundancy error correction design towards high reliability / X. Zhu, H. Xu, H. Long, Q. Li, Z. Li, H. Liu, Y. Wang // The 5th IEEE electron devices technology & manufacturing conference (EDTM). – 2021. – P. 1–3. – DOI 10.1109/EDTM50988.2021.9420918.
  56. Logic computing with stateful neural networks of resistive switches / Z. Sun, E. Ambrosi, A. Bricalli, D. Ielmini // Adv. Mater. – 2018. – Vol. 30, no. 38. – P. 1–8. – DOI 10.1002/adma.201802554.
  57. A performance evaluation of the Intel iAPX 432 / P. Hansen, M. Linton, R. Mayo, M. Murphy, D. Patterson // SIGARCH Comput. Archit. News. – 1982. – Vol. 10, no. 4. – P. 17–26. – DOI 10.1145/641542.641545.
  58. Namazi, A. Gate-level redundancy: a new design-for-reliability paradigm for nanotechnologies / A. Namazi, M. Nourani // IEEE Transactions on very large-scale integration (VLSI) Systems. – 2010. – Vol. 18, no. 5. – P. 775–786. – DOI 10.1109/TVLSI.2009.2016206.
  59. Xiong, X. Research on redundancy solution of satellite transponders based on reliability analysis / X. Xiong, H.T. Zhao, T.B. Hu // The International conference on quality, reliability, risk, maintenance, and safety engineering (QR2MSE). – 2019. – P. 689–694. – DOI 10.1109/QR2MSE46217.2019.9021237.
  60. Sklaroff, J.R. Redundancy management technique for space shuttle computers / J.R. Sklaroff // IBM journal of research and development. – 1976. – Vol. 20, no. 1. – P. 20–28. – DOI 10.1147/rd.201.0020.
  61. Xiao, C. Reliability research on airborne dual redundancy of electrical wiring interconnection system / C. Xiao, L. Deng // The 11th international symposium on computational intelligence and design (ISCID). – 2018. – P. 137–140. – DOI 10.1109/ISCID.2018.10132.
  62. GPR-based EMI prediction for UAV's dynamic datalink / D. Zhang, M. Zhao, E. Cheng, Y. Chen // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2021. – Vol. 63, no. 1. – P. 19–29. – DOI 10.1109/TEMC.2020.3000919.
  63. Rentschler, M. Performance analysis of parallel redundant WLAN / M. Rentschler, P. Laukemann // Proceedings of 2012 IEEE 17th international conference on emerging technologies & factory automation (ETFA 2012). – 2012. – P. 1–8. – DOI 10.1109/ETFA.2012.6489647.
  64. Introduction to printed circuit board failures / D. Slee, J. Stepan, W. Wei, J. Swart // IEEE symposium on product compliance engineering. – 2009. – P. 1–8. – DOI 10.1109/PSES.2009.5356012.
  65. Heterogeneous redundancy for PCB track failures: an automotive example / M.G. Labib,



- D.G. Mahmoud, G.I. Alkady, I. Adly, H.H. Amer, R.M. Daoud, H.M. ElSayed // The 14th international conference on computer engineering and systems (ICCES). – 2019. – P. 189–194. – DOI 10.1109/ICCES48960.2019.9068123.
66. Chen, H.C. Improvement of high-current density PCB design with PSU load balance and redundancy on a high-end server system / H.C. Chen, Y.W. Bai // Canadian journal of electrical and computer engineering. – 2014. – Vol. 37, no. 4. – P. 203–211. – DOI 10.1109/CJECE.2014.2327091.
  67. Functional safety standard's techniques and measures in light of electromagnetic interference / J.V. Waes, J. Vankeirsbilck, D. Pissoort, J. Boydens // XXVI International scientific conference electronics (ET). – 2017. – P. 1–4. – DOI 10.1109/ET.2017.8124403.
  68. Pissoort, D. Why is the IEEE developing a standard on managing risks due to EM disturbances? / D. Pissoort, K. Armstrong // IEEE International symposium on electromagnetic compatibility (EMC). – 2016. – P. 78–83. – DOI 10.1109/ISEMC.2016.7571612.
  69. Resilience of error correction codes against harsh electromagnetic disturbances: fault mechanisms / J.V. Waes, D. Vanoost, J. Vankeirsbilck, J. Lannoo, D. Pissoort, J. Boydens // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, no. 4. – P. 1017–1027. – DOI 10.1109/TEMC.2019.2931369.
  70. Luo, S. A review of distributed power systems. Part II. High frequency AC distributed power systems / S. Luo, I. Batarseh // IEEE Aerospace and electronic systems magazine. – 2006. – Vol. 21, no. 6. – P. 5–14. – DOI 10.1109/MAES.2006.1662037.
  71. Techniques and measures to achieve EMI resilience in mission- or safety-critical systems / D. Pissoort, J. Lannoo, J.V. Waes, A. Degraeve, J. Boydens // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2017. – Vol. 6, no. 4. – P. 107–114. – DOI 10.1109/MEMC.0.8272297.
  72. Study on the use of different transmission line termination strategies to obtain EMI-diverse redundant systems / J. Lannoo, A. Degraeve, D. Vanoost, J. Boydens, D. Pissoort // IEEE international symposium on electromagnetic compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific symposium on electromagnetic compatibility (EMC/APEMC). – 2018. – P. 210–215. – DOI 10.1109/ISEMC.2018.8393768.
  73. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System design and assessment notes. – 2014. – P. 1–43.
  74. Gazizov, T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // The 18th international Zurich symposium on electromagnetic compatibility. – 2007. – P. 273–276. – DOI 10.1109/EMCZUR.2007.4388248.
  75. Orlov, P.E. Contactless modal phenomena based approach to detecting, identifying, and diagnosing of electrical connections / P.E. Orlov, T.R. Gazizov // Complexity. – 2018. – Vol. 2018. – 5081684 p. – DOI 10.1155/2018/5081684.
  76. Quasistatic simulation of ultrashort pulse propagation in the spacecraft autonomous navigation system circuit with modal reservation / P.E. Orlov, A.V. Medvedev, V.R. Sharafutdinov, I.F. Kalimulin // International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON). – 2017. – P. 495–500. – DOI 10.1109/SIBIRCON.2017.8109935.
  77. Orlov, P.E. Quasistatic simulation of ultrashort pulse propagation in the spacecraft autonomous navigation system power circuit with modal reservation / P.E. Orlov, A.V. Medvedev, V.R. Sharafutdinov // The 19th international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2018. – P. 1–6. – DOI 10.1109/EDM.2018.8435026.
  78. Method of lay-out of a multilayer PCB for circuits with triple reservation / P.E. Orlov, E.N. Buichkin, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // International siberian conference on control and communications (SIBCON). – 2017. – P. 1–4. – DOI 10.1109/SIBCON.2017.7998528.
  79. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against

- ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, M.A. Samoylichenko, A.V. Medvedev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2020. – Vol. 12, no. 7. – 1117 p. – DOI 10.3390/sym12071117.
80. Orlov, P.E. Quasistatic and electromagnetic simulation of interconnects of printed circuit boards with modal reservation / P.E. Orlov, E.N. Buichkin // The 18th international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2017. – P. 54–58. – DOI 10.1109/EDM.2017.7981707.
81. Optimization of stack parameters of multi-layer PCB for circuits with redundancy by genetic algorithm / P.E. Orlov, T.R. Gazizov, V.R. Sharafutdinov, I.F. Kalimulin // International multi-conference on engineering, computer and information Sciences (SIBIRCON). – 2017. – P. 463–467. – DOI 10.1109/SIBIRCON.2017.8109928.
82. Патент на изобретение № 2603850 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 2015129253/07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.2016, Бюл. № 34. – 7 с.
83. Патент на изобретение № 2603851 РФ, МПК Н 04 В 15/00. Способ трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 2015129263/07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.2016, Бюл. № 34. – 8 с.
84. Патент на изобретение № 2603843 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ резервирования для печатных плат / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 2015137547/07; заявл. 02.09.15; опубл. 10.12.2016, Бюл. № 34. – 8 с.
85. Патент на изобретение № 2762336 РФ, МПК Н 05 К 3/00, Н 04 В 15/02. Способ трассировки двухсторонней печатной платы для цепей с модальным резервированием / Т.Р. Газизов, М. Самойличенко. – Заявка № 2021105511; заявл. 04.03.21; опубл. 20.12.2021, Бюл. № 35. – 7 с.
86. Патент на изобретение № 2732607 РФ, МПК Н 04 В 15/00, Н 01 Р 11/00. Способ однократного модального резервирования межсоединений / Т.Р. Газизов, А.О. Белоусов, Е. Черникова. – Заявка № 2019140187; заявл. 09.12.19; опубл. 25.09.2020, Бюл. № 27. – 7 с.
87. Патент на изобретение № 2752232 РФ, МПК Н 04 В 15/02, Н 01 Р 11/00. Способ трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для цепей с двукратным резервированием / Т.Р. Газизов, А.В. Медведев. – Заявка № 2019140181; заявл. 19.12.19; опубл. 23.07.2021, Бюл. № 16. – 7 с.
88. Патент на изобретение № 2752233 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трассировки печатных проводников на двуслойной печатной плате для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, А.В. Медведев, А. Алхадж Хасан, О.М. Кузнецова-Таджибаева. – Заявка № 2020122274; заявл. 06.07.20; опубл. 23.07.2021, Бюл. № 21. – 8 с.
89. Патент на изобретение № 2779536 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трассировки печатных проводников цепей питания с резервированием / Т.Р. Газизов, А.В. Медведев и др. – Заявка № 2021115972; заявл. 03.06.21; опубл. 08.09.2022, Бюл. № 25. – 6 с.
90. Патент на изобретение № 2614156 РФ, МПК Н 04 В 15/02, Н 03 Н 3/00, Н 05 К 3/36. Способ компоновки печатных плат для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 2015137532; заявл. 02.09.15; опубл. 06.03.2017, Бюл. № 7. – 10 с.
91. Патент на изобретение № 2693838 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ компоновки неформованных радиоэлектронных компонентов на печатных платах для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов. – Заявка № 2018124928; заявл. 06.07.18; опубл. 05.07.2019, Бюл. № 19. – 12 с.
92. Патент на изобретение № 2624637 РФ, МПК Н 04 В 15/02, Н 03 Н 3/00, Н 05 К 3/36. Способ внутренней компоновки печатных плат для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 2015137548;

- заявл. 02.09.15; опубл. 05.07.2017, Бюл. № 19. – 10 с.
93. Патент на изобретение № 2603848 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ резервирования плоских кабелей / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 2015156667/07; заявл. 28.12.15; опубл. 10.12.2016, Бюл. № 34. – 6 с.
  94. Orlov, P.E. Evaluation of efficiency of modal filtration in different types of redundant electrical connections / P.E. Orlov, T.R. Gazizov, E.N. Buichkin // International Siberian conference on control and communications (SIBCON). – 2016. – P. 1–3. – DOI 10.1109/SIBCON.2016.7491786.
  95. Orlov, P.E. Method of lay-out of multilayer PCBs for circuits with redundancy / P.E. Orlov, E.N. Buichkin, T.T. Gazizov // The 17th international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2016. – P. 155–158. – DOI 10.1109/EDM.2016.7538715.
  96. Патент на изобретение № 2663230 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трехкратного резервирования цепей в многослойных печатных платах / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов. – Заявка № 2017113045; заявл. 14.04.17; опубл. 02.08.2018, Бюл. № 22. – 8 с.
  97. Патент на изобретение № 2738955 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трёхкратного резервирования межсоединений / Т.Р. Газизов, А.В. Медведев, В.Р. Шарафутдинов. – Заявка № 2019138502; заявл. 27.11.19; опубл. 21.12.2020, Бюл. № 36. – 8 с.
  98. Methods for increasing noise immunity of radio electronic systems with redundancy / P.E. Orlov, A.V. Medvedev, V.R. Sharafutdinov, T.R. Gazizov, A.V. Ubaichin // Journal of physics: conference series. – 2018. – Vol. 1015, no. 5. – 052022 p. – DOI 10.1088/1742-6596/1015/5/052022.
  99. Патент на изобретение № 2751672 РФ, МПК Н 04 В 15/02, Н 01 Р 11/00. Способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием / Т.Р. Газизов, Е.С. Жечев, А.О. Белоусов и др. – Заявка № 2020126549; заявл. 10.08.20; опубл. 15.07.2021, Бюл. № 20. – 9 с.
  100. Патент на изобретение № 2754078 РФ, МПК Н 04 В 15/02, Н 05 К 3/00. Способ компоновки многослойных печатных плат для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, А.В. Медведев и др. – Заявка № 2020122293; заявл. 06.07.20; опубл. 26.08.2021, Бюл. № 24. – 7 с.
  101. Sharafutdinov, V.R. Using modal reservation for ultrashort pulse attenuation after failure / V.R. Sharafutdinov, A.V. Medvedev // International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON). – 2019. – P. 0293–0296. – DOI 10.1109/SIBIRCON48586.2019.8958018.
  102. Medvedev, A.V. Evaluating modal reservation efficiency before and after failure / A.V. Medvedev, T.R. Gazizov, Y.S. Zhechev // Journal of physics: conference series. – 2020. – Vol. 1488, no. 1. – 012015 p. – DOI 10.1088/1742-6596/1488/1/012015.
  103. Medvedev, A.V. Analysis of frequency characteristics of a structure with single modal reservation before and after failure / A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev // Journal of physics: conference series. – 2020. – Vol. 862, no. 2. – 022037 p. – DOI 10.1088/1757-899x/862/2/022037.
  104. Medvedev, A.V. Experimental study of a structure with single modal reservation before and after failure / A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2022. – Vol. 64, no. 4. – P. 1171–1181. – DOI 10.1109/TEMC.2022.3171770.
  105. Medvedev, A.V. Studying the switching order for a three-wire structure with modal reservation after failures / A.V. Medvedev // Journal of physics: conference series. – 2020. – Vol. 919, no. 5. – 052022 p. – DOI 10.1088/1757-899x/919/5/052022.
  106. Medvedev, A.V. Studying the circuit switching order after failures for a shielded structure with triple modal reservation / A.V. Medvedev, T.R. Gazizov // Ural symposium on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBREIT). – 2021. –

- P. 0427–0430. – DOI 10.1109/USBREIT51232.2021.9455028.
107. Switching order after failures in symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation / A.O. Belousov, A.V. Medvedev, E.B. Chernikova, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // *Symmetry*. – 2021. – Vol. 13, no. 6. – 1074 p. – DOI 10.3390/sym13061074.
  108. Патент на изобретение № 2770516 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ переключения цепей с двукратным резервированием после отказов / Т.Р. Газизов, А.В. Медведев. – Заявка № 2021115974; заявл. 03.06.21; опубл. 18.04.2022, Бюл. № 11. – 7 с.
  109. Патент на изобретение № 2767190 РФ, МПК Н 02 Н 3/05. Способ переключения цепей с трехкратным резервированием после отказов / Т.Р. Газизов, А.В. Медведев и др. – Заявка № 2021116338; заявл. 07.06.21; опубл. 16.03.2022, Бюл. № 8. – 7 с.
  110. Using N-norms for analysing a device with a single modal reservation / Y.S. Zhechev, A.V. Zhecheva, A.V. Medvedev, T.R. Gazizov // *Journal of physics: conference series*. – 2020. – Vol. 1611, no. 1. – 012065 p. – DOI 10.1088/1742-6596/1862/1/012003.
  111. Gazizov, R.R. Using portraits of N-norms for large-scale investigation of circuits with modal reservation / R.R. Gazizov, A.V. Medvedev, T.R. Gazizov // *Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)*. – 2021. – P. 1–4. – DOI 10.1109/Dynamics52735.2021.9653464.
  112. Using N-norms for analyzing symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation / Y.S. Zhechev, A.V. Zhecheva, A.A. Kvasnikov, A.M. Zabolotsky // *Symmetry*. – 2021. – Vol. 13, no. 12. – 2390 p. – DOI 10.3390/sym13122390.
  113. Demakov, A.V. Improved TEM-cell for EMC tests of integrated circuits / A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // *IEEE International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON)*. – 2017. – P. 399–402. – DOI 10.1109/SIBIRCON.2017.8109915.
  114. Wilson P.F. Small aperture analysis of the dual TEM cell and an investigation of test object scattering in a single TEM cell / P.F. Wilson, M.T. Ma // *National bureau of standards, Tech. Note 1076, USA* – 1984. – 57 p.
  115. Wilson P.F. Shielding-effectiveness measurements with a dual TEM cell / P.F. Wilson, M.T. Ma // *IEEE Trans. on electromagn. compat. EMC-27*, № 3, Aug. 1985. P. 137–142.
  116. Wilson P.F. Techniques for measuring the electromagnetic shielding effectiveness of materials: part II – near-field source simulation / P.F. Wilson, M.T. Ma // *IEEE Trans. on electromagn. compat.*, Vol. 30, №. 3, Aug. 1988, P. 251–259.
  117. Патент на изобретение № 2727075 РФ, МПК Н 01 Р 1/00. ТЕМ-камера для оценки помехоэмиссии и помехоустойчивости интегральных схем / Т.Р. Газизов, А.В. Демаков, М.Е. Комнатнов. – Заявка № 2019140183; заявл. 09.12.19; опубл. 17.07.2020, Бюл. № 20. – 12 с.
  118. Патент на изобретение № 2606173 РФ, МПК Н 01 Р 1/00. ТЕМ-Камера / Т.Р. Газизов, М.Е. Комнатнов. – Заявка № 2015156668; заявл. 28.12.15; опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1. – 15 с.
  119. Тихонов А. Н. Уравнения математической физики / А. Н. Тихонов, А. А. Самарский. – М.: Наука, 1977. – 735 с.
  120. Аполлонский С. М. Дифференциальные уравнения математической физики в электротехнике / С. М. Аполлонский. – СПб.: Питер, 2012. – 352 с.
  121. Связанные полосковые линии и устройства на их основе / Н. Д. Малютин, А. Н. Сычев, Э. В. Семенов [и др.], в 2-х частях: Ч.1. – Томск: ТУСУР, 2012. – 176 с.
  122. Nie B.-L. An improved circuit method for the prediction of shielding effectiveness of an enclosure with apertures excited by a plane wave / B.-L. Nie, P.-A. Du, P. Xiao // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2018. – Vol. 60. – no. 5. – P. 1376–1383.
  123. Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / Д. И. Воскресенский, С. Д. Кременецкий, А. Ю. Гринев [и др.]. – М.: Радио и связь, 1988. – 239 с.

124. Самарский А. А. Математическое моделирование: Идеи. Методы. Примеры / А. А. Самарский, А. П. Михайлов. – М.: Физматлит, 2005. – 320 с.
125. Норенков И. П. Основы автоматизированного проектирования: учебник для вузов / И. П. Норенков. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2009. – 434 с.
126. Баскаков С. И. Электродинамика и распространение радиоволн / С. И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1992. – 416 с.
127. Bermúdez A. Mathematical models and numerical simulation in electromagnetism / A. Bermúdez, D. Gómez, P. Salgado. – Cham/Heidelberg/New York/Dordrecht/London: Springer, 2014. – 432 p.
128. Empire XPU [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.empire.de/>.
129. ANSYS HFSS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>.
130. FEKO [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.feko.info/>.
131. CST MICROVAWE STUDIO [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cst.com/products/CSTMWS>.
132. IEEE Std 1597.1–2008. Standard for validation of computational electromagnetics computer modeling and simulation. Part 1, 2. – IEEE Standard, 2008. – 41 p.
133. IEEE Std 1597.2–2010. Recommended practice for validation of computational electromagnetics computer modeling and simulations. – IEEE Standard, 2010. – 124 p.
134. Jakobus U. Aspects of and insights into the rigorous validation, verification, and testing processes for a commercial electromagnetic field solver package / U. Jakobus, R.G. Marchand, D.J. Ludick // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2014. – Vol. 56, no. 4. – P. 759–770.
135. Lessons from applying IEEE standard 1597 for validation of computational electromagnetics computer modeling and simulations / S. Park, M. Kotzev, H.D.D. Bruns, et al. // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2017. – Vol. 6, no. 2. – P. 55–67.
136. Development of next generation FSV tools and standards / A.L. Drozd, B. Archambeault, A. Duffy, et al. // IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Pittsburgh, USA, 2012. – P. 647–648.
137. Geng Y. Research on FSV in membership function credibility verification – for system performance evaluation / Y. Geng, T. Jiang, X. Zhang // Proc. of progress in electromagnetic research symposium (PIERS). – Shanghai, China, 2016. – P. 4723-4727.
138. Pocklington H. C. Electrical oscillations in wires / H. C. Pocklington // Mathematical proceedings of the Cambridge philosophical society. – 1897. – no. 9. – P. 324–332.
139. Hallen E. Theoretical investigation into the transmitting and receiving qualities of antennas / E. Hallen // Nova Acta (Uppsala). – 1938. – no. 11. – P. 1–44.
140. Levin B. M. The theory of thin antennas and its use in antenna engineering / B. M. Levin. – Bentham Science Publ, 2013. – 318 p.
141. Кинг Р. Антенны в материальных средах / Р. Кинг, Г. Смит, в 2-х кн., пер. с англ., под ред. Б. В. Штейншлейгера. – М.: Мир, 1984. – 824 с.
142. Richmond J. H. Digital computer solution of the rigorous equations for scattering problems / J. H. Richmond // Proceeding of the IEEE. – 1965. – Vol. 53. – no. 3. – P. 796–804.
143. Назаров В. Е. Численное решение задач об основных характеристиках и параметрах сложных проволочных антенн / В. Е. Назаров, А. В. Рунов, В. Е. Подиниогин // Радиотехника и электроника. – 1976. – № 6. – С. 153–157.
144. Стрижков В. А. Математическое моделирование электрических процессов в проволочных антенных системах / В. А. Стрижков // Математическое моделирование. – 1989. – Т. 1. – № 38. – С. 127–138.
145. Эминов С. И. Теория интегрального уравнения тонкого вибратора / С. И. Эминов // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38. – № 12. – С. 2160–2168.

146. Werner D. H. Some computational aspects of Pocklington electric field integral equation for thin wires / D. H. Werner, P. L. Werner, J. K. Breakall // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1994. – Vol. 42. – no. 4. – P. 561–563.
147. Kraus J. D. Antennas for all applications / J. D. Kraus, R. J. Marhefka, 3rd ed. – New Delhi: McGraw-Hill, 2006. – 892 p.
148. Richmond J. H. A wire-grid model for scattering by conducting bodies / J. H. Richmond // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1966. – Vol. AP-14. – no. 6. – P. 782–786.
149. Numerical Electromagnetics Code (Method of Moments). NEC simulates the electromagnetic response of antennas and metal structures [Электронный ресурс]. URL: nec2.org (дата обращения: 19.08.2021).
150. Computer techniques for electromagnetic scattering and radiation analyses / S. Gee, E. K. Miller, A. J. Poggio [et al.] // Computational electromagnetics. frequency domain method of moments. – 1992. – P. 142–152.
151. Stutzman W. L. Antenna theory and design / W. L. Stutzman, G. A. Thiele. – John Wiley & Sons, 2001. – 598 p.
152. Lee K. S. H. Limitations of wire-grid modeling of a closed surface / K.S. H. Lee, L. Marin, P. Castillo // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1976. – Vol. 18, no. 3. – P. 123–129.
153. A parallel implementation of NEC for the analysis of large structures / A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein [et al.] // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2003. – Vol. 45, no. 2. – P. 177–188.
154. Fundamentals of RCS prediction methodology using parallelized numerical electromagnetics code (NEC) and finite element pre-processor / V. Joy, G. L. Rajeshwari, H. Singh, R. U. Nair. – Springer, 2021. – 84 p.
155. Rubinstein A. On wire-grid representation of solid metallic surfaces / A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2005. – Vol. 47, no. 1. – P. 192–195.
156. Topa T. Using GPU with CUDA to accelerate MoM-based electromagnetic simulation of wire-grid models / T. Topa, A. Karwowski, A. Noga // IEEE Antennas wireless and propagation letters. – 2011. – no. 10. – P. 342–345.
157. Rao B. R. Resistivity Tapered wideband high frequency antennas for tactical communications / B. R. Rao, D. N. Jones, P. S. Debroux // Tactical communications conference. – 1992. – Vol. I. – P. 271–279.
158. Rao S. A simple and efficient method of moments solution procedure for solving time-domain integral equation – Application to wire-grid model of perfect conducting objects / S. Rao // IEEE Journal on multiscale and multiphysics computational techniques. – 2019. – Vol. 4. – P. 57–63.
159. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
160. Газизов Р.Р. Вычисление токов вдоль многопроводных межсоединений печатных плат // Материалы 51-й Международной научной студенческой конференции «Студент и научно-технический прогресс»: Информационные технологии. – Новосибир. гос. ун-т. Новосибирск, 2013. – С. 37.
161. Газизов Р.Р. Методика и алгоритмы для выявления и локализации экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи // Системы управления, связи и безопасности. – 2017. – № 4. – С. 1–14.
162. Газизов Р.Р. Результаты квазистатического анализа токов вдоль отрезка многопроводной шины печатной платы // Научная сессия ТУСУР-2013: материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 15–17 мая 2013: в 5 частях. – Ч. 1. – С. 103–105.
163. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и

- влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. докт. техн. наук / Т.Р. Газизов. – Томск, 2010. – 357 с.
164. High-fidelity, high-performance computational algorithms for intrasystem electromagnetic interference analysis of IC and electronics / Z. Peng, Y. Shao, H.W. Gao, S. Wang, S. Lin // *IEEE Trans. on components, packaging and manufacturing technology*. – January 16, 2017. – Vol. 7. – P. 653–668.
  165. Djordjevic A.R. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar // *IEEE Trans. microwave theory tech.* – 1987. – Vol. MTT-35. – P. 898–908.
  166. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // *Proc. of the IEEE*. – 2001. – Vol. 89, No. 5. – P. 693–728.
  167. Djordjevic A.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // *IEEE Proc.* – 1987. – Vol. 75, No. 6. – P. 743–764.
  168. Заболоцкий А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: дис. д-ра техн. наук: 05.12.04, 05.12.07 / Заболоцкий Александр Михайлович. – Томск, 2016. – 359 с.
  169. Газизов Р.Р. Математическая модель, численный метод и комплекс программ для выявления и локализации экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи: дис. кан. техн. наук / Р.Р. Газизов. – Томск, 2018. – 224 с.
  170. Gazizov, R.R. Detection and localization of interference and useful signal extreme points in closely coupled multiconductor transmission line networks / R.R. Gazizov, T.T. Gazizov, T.R. Gazizov // *Symmetry*. – 2019. – Vol. 11, no. 10. – P. 1209.
  171. Balanis C. A. *Advanced engineering electromagnetics* / C. A. Balanis, 2nd ed. – New York: John Wiley & Sons, 2012. – 1040 p.
  172. Jackson J. D. *Classical electrodynamics* / J. D. Jackson. – New York: John Wiley & Sons, 1962. – 641 p.
  173. Mosig J. R. Integral equation technique / J. R. Mosig, T. Itoh // *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*. – 1989. – P. 133–213.
  174. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики / А. Д. Григорьев. – М.: Физматлит, 2013. – 430 с.
  175. Harrington R. F. *Field computation by moment methods* / R. F. Harrington. – NY: Macmillan, 1968. – 240 p.
  176. Куксенко С. П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости. Дисс. на соиск. уч. ст. доктора техн. наук: 05.12.07 / С. П. Куксенко. – Томск, 2019. – 436 с.
  177. Семенов Н. А. *Техническая электродинамика: учебное пособие для вузов* / Н. А. Семенов. – М.: Связь, 1973. – 480 с.
  178. Митра Р. *Вычислительные методы в электродинамике* / Р. Митра. – М.: Мир, 1977. – 487 с.
  179. Harrington, R.F. Matrix methods for field problems / R.F. Harrington // *Proc. of the IEEE*. – 1967. – no. 2. – P. 136–149.
  180. *Electromagnetic compatibility requirements for space equipment and systems*. – Aerospace Report no. TOR-2005(8583)-1; 8 August 2005.
  181. Roy, S. Macromodeling of multilayered power distribution networks based on multiconductor transmission line approach / S. Roy, A. Dounavis // *IEEE Trans. on components, packaging and manufacturing technology*. – 2013. – Vol. 3. – P. 1047–1056.
  182. Printed circuit boards with reserve circuits arrangement method / T.R. Gazizov, P.E. Orlov, V.R. Sharafutdinov, O.M. Kuznetsova-Tadjibaeva, A.M. Zabolotsky, S.P. Kuksenko, E.B. Buichkin. – R.F. Patent 2 614 156 C2, March 03, 2017.
  183. **Alhaj Hasan, A.** Approach to estimation of radiated emission from circuits with modal

- reservation / **A. Alhaj Hasan**, A. Kvasnikov, T.R. Gazizov // international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2020. – P. 169–173.
184. **Alhaj Hasan, A.** Estimation of the radiated emission from a single and coupled wires with insulation above the ground plane / **A. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2021. – P. 149–152.
185. **Alhaj Hasan, A.** Comparing the estimates of the radiated emission from a structure with modal reservation by two approaches / **A. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2021. – P. 145–148.
186. **Alhaj Hasan A.** Estimation of the radiated emission from a protective turn of a meander line in the air / **A. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // International Siberian conference on control and communications (SIBCON). – 2021. – P. 1–5.
187. Zhechev, Y.S. New technique for improving modal filter performance by using an electromagnetic absorber / Y.S. Zhechev, **A.H. Adnan**, K.P. Malygin // IEEE Access. – 2022. – vol. 10. – P. 86663–86670. – DOI 10.1109/ACCESS.2022.3199360.
188. **Alhaj Hasan, A.** Estimation of radiated emissions from a structure with a single modal reservation / **A. Alhaj Hasan**, Y.S. Zhechev, T.R. Gazizov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2021. – Vol. 1862, no. 1. – P. 012003. – DOI 10.1088/1742-6596/1862/1/012003.
189. **Alhaj Hasan, A.** Comparison of quasistatic and electrodynamic estimations of the radiated emission from two coupled wires over a ground plane / **A. Alhaj Hasan** // Перспективы развития фундаментальных наук: сборник научных трудов XVII Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 21–24 апреля 2020 года. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2020. – P. 17–19.
190. **Alhaj Hasan, A.** The effect of the dimension domains on the current distribution along two coupled wires over a ground plane / **A. Alhaj Hasan** // TUSUR Scientific Session: Collection of selected papers. – Томск, Россия. – 2020. – С. 320–323.
191. **Алхадж Хасан, А.** Оценка излучаемых эмиссий структуры с однократным модальным резервированием / **А. Алхадж Хасан**, Е.С. Жечев, Т.Р. Газизов // Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ-2020). – 2020. – №. 1. – С. 250–253.
192. **Алхадж Хасан, А.** Влияние сегментации и согласования на ток в связанных проводах / **А. Алхадж Хасан**, Т.Р. Газизов // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-26-2020) : 26-я международная научно-практическая конференция, Томск, 24 ноября 2020 года. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2020. – С. 134–140.
193. **Алхадж Хасан, А.** Оценка излучаемой эмиссии от одиночной и двух связанных проводов с изоляцией над плоскостью земли / **А. Алхадж Хасан**, Т.Р. Газизов // Дайджесты IEEE XXII международной конференции молодых специалистов в области электронных приборов и материалов (EDM 2021). – 2021. – С. 148–153.
194. **Алхадж Хасан, А.** Сравнение оценок излучаемых эмиссий структуры с модальным резервированием двумя подходами / **А. Алхадж Хасан**, Т.Р. Газизов // Дайджесты IEEE XXII международной конференции молодых специалистов в области электронных приборов и материалов (EDM 2021). – 2021. – С. 142–147.
195. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021663568. Программа для оценки излучаемой эмиссии структуры с модальным резервированием / **А. Алхадж Хасан**, А.А. Кvasnikov, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2021662273. Дата поступления 06.08.2021 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 18.08.2021 г.
196. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021663457.



- Программа для оценки излучаемой эмиссии от одного и двух связанных проводов над плоскостью земли с диэлектриком и без него / **А. Алхадж Хасан**, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2021662294. Дата поступления 06.08.2021 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 17.08.2021 г.
197. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021662938 РФ. Программа для оценки излучаемой эмиссии от защитных меандровых линий / **А. Алхадж Хасан**, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2021662332. Дата поступления 06.08.2021 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.08.2021 г.
  198. **Алхадж Хасан А.** Сравнение измеренных частотных характеристик печатных плат с модальным резервированием до и после отказа при разных температурах / **А. Алхадж Хасан**, Т.Р. Газизов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2023. – Т. 26, № 2. – С. 37–51. DOI: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-37-51.
  199. **Alhaj Hasan, A.F.** Studying the features of a PCB with modal reservation in the frequency domain using TALGAT / **A.F. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // 2022 Ural-Siberian conference on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBREIT). – 2022. – P. 102–107. – DOI 10.1109/USBREIT56278.2022.9923338.
  200. **Alhaj Hasan, A.F.** Frequency characteristics of PCB with modal reservation before and after failure using TALGAT / **A.F. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // 2022 IEEE 23rd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM). – 2022. – P. 140–146. – DOI 10.1109/EDM55285.2022.9855089.
  201. **Alhaj Hasan, A.F.** Measuring the level of radiated emissions from PCBs with modal reservation before and after failure / **A.F. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // 2022 International conference on actual problems of electron devices engineering (APEDE). – 2022. – P. 13–16. – DOI 10.1109/APEDE53724.2022.9912782.
  202. **Alhaj Hasan, A.F.** TEM-cell measurements of the radiated emissions from PCBs with modal reservation before and after failure / **A.F. Alhaj Hasan**, M.E. Komnatnov, T.R. Gazizov // 2022 International Ural conference on electrical power engineering (UralCon). – 2022. – P. 196–200. – DOI 10.1109/UralCon54942.2022.9906698.
  203. **Alhaj Hasan, A.F.** Measuring frequency characteristic of PCBs with modal reservation under climatic impact before and after short circuit failure / **A.F. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // 2022 Dynamics of systems, mechanisms and machines (Dynamics). – 2022. – P. 1–6. – DOI 10.1109/Dynamics56256.2022.10014910.
  204. **Alhaj Hasan, A.F.** Measuring frequency characteristic of PCBs with modal reservation under climatic impact / **A.F. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // 2022 IEEE International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON). – 2022. – P. 1090–1094. – DOI 10.1109/SIBIRCON56155.2022.10017108.
  205. **Alhaj Hasan, A.F.** Measuring frequency characteristics of PCBs with modal reservation before and after open circuit failure under climatic impact / **A.F. Alhaj Hasan** // 2022 International Siberian conference on control and communications (SIBCON). – 2022. – P. 1–6. – DOI 10.1109/SIBCON56144.2022.10002964.
  206. **Alhaj Hasan, A.F.** Radiated Emissions from PCBs with double MR before and after Failure / **A.F. Alhaj Hasan**, V.A. Semenyuk, T.R. Gazizov // 2023 IEEE 2022 International Ural conference on electrical power engineering (UralCon). – 2023. P. 1–5.
  207. **Alhaj Hasan, A.F.** Experimental study on after failure radiated emissions of triple modal reservation circuits / **A.F. Alhaj Hasan**, V.A. Semenyuk, T.R. Gazizov // 2023 IEEE International Russian automation conference (RusAutoCon). – 2023. P. 837–842, doi: 10.1109/RusAutoCon58002.2023.10272869.
  208. **Alhaj Hasan, A.F.** Understanding the effectiveness of double modal reservation in PCB manufacturing: experimental study on radiated emissions / **A.F. Alhaj Hasan**, V.A. Semenyuk, T.R. Gazizov // 2023 IEEE Russian workshop on power engineering and automation of metallurgy industry: research & practice, Magnitogorsk. – 2023. P. 1–5.

209. **Alhaj Hasan, A.F.** Exploring the impact of triple modal reservation on radiated emissions: experimental insights for PCB manufacturing / **A.F. Alhaj Hasan**, V.A. Semenyuk, T.R. Gazizov // 2023 IEEE 5th International scientific conference on information, control, and communication technologies (ICCT). – 2023. P. 1–5.
210. **Alhaj Hasan, A.F.** Exploring the impact of triple modal reservation on radiated emissions: experimental insights for PCB manufacturing / **A.F. Alhaj Hasan**, V.A. Semenyuk, T.R. Gazizov // VII Международная конференция "информационные технологии и технические средства управления" (ICCT-2023). – 2023. P. 1–3.
211. Гребенюк, А.В. Проектирование и изготовление тестовых печатных плат с модальным резервированием / А.В. Гребенюк, А.В. Медведев // Сборник избранных статей международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2022». – 2022. – Ч. 1. – С. 221–224.
212. **Алхадж Хасан, А.** Виртуальные испытания структуры с модальным резервированием в системе TALGAT / **А. Алхадж Хасан** // 28-я Межд. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (СИБРЕСУРС-28-2022). – 2022. – С. 102–107.
213. **Алхадж Хасан, А.** Квазистатическое моделирование мини-ТЕМ-камеры в системе TALGAT для испытания структур с модальным резервированием до частоты 5 ГГц / **А. Алхадж Хасан** // 28-я Межд. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (СИБРЕСУРС-28-2022). – 2022. – С. 96–101.
214. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022683074 РФ. Оценка излучаемых эмиссий от печатной платы с модальным резервированием путём виртуальных испытаний в мини-ТЕМ-камере / **А. Алхадж Хасан**, А.А. Квасников, Т.Р. Газизов // Заявка №2022681828. Дата поступления 18.11.2022. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 30.11.2022.
215. **Алхадж Хасан, А.** Влияние ширины опорного проводника на параметры структуры с модальным резервированием / **А. Алхадж Хасан** // 28-я Межд. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (СИБРЕСУРС-28-2022). – 2022. – С. 108–116.
216. Патент на изобретение № 2794739 РФ, МПК Н 05 К 1/02, Н 04 В 15/00. Способ симметричной трассировки сигнальных и опорных проводников цепей с модальным резервированием / **А. Алхадж Хасан**, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2022130296; заявл. 23.11.22; опубл. 24.04.2023, Бюл. № 12. – 6 с.
217. Wire-grid and sparse MoM antennas: past evolution, present implementation, and future possibilities / **A. Alhaj Hasan**, M.T. Nguyen, S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov // Symmetry. – 2023. – Vol. 15, no. 2. – P. 378. – DOI 10.3390/sym15020378.
218. **Алхадж Хасан, А.Ф.** Моделирование антенн методом моментов: аппроксимация поверхности проводниками / **А.Ф. Алхадж Хасан**, М.Т. Нгуен, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26, №. 2. – С. 51–71. – DOI 10.21293/1818-0442-2023-26-2-51-71.
219. **Алхадж Хасан, А.** Особенности применения систем автоматизированного проектирования в ходе образовательного процесса / **А. Алхадж Хасан**, А.А. Квасников // Современное образование: интеграция образования, науки, бизнеса и власти : Материалы международной научно-методической конференции. В 2-х частях, Томск, 27–28 января 2022 года. Том Часть 1. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2022. – С. 108–111. <https://elibrary.ru/item.asp?id=49282418>
220. Каткова, М.И. Особенности метода MARCHING ON-IN-TIME / М.И. Каткова, **А. Алхадж Хасан** // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1–1. – С. 187–191. <https://elibrary.ru/item.asp?id=49510113>
221. Гилева, А.Н. Обзор особенностей моделирования поверхностных антенн проводной сеткой / А.Н. Гилева, **А. Алхадж Хасан** // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск. – Томск: ТУСУР. – 2023. – Ч. 1. – С. 243–249.

- [https://storage.tusur.ru/files/163622/2023\\_1.pdf](https://storage.tusur.ru/files/163622/2023_1.pdf)
222. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022616518 РФ. Функционал импорта произвольных геометрических структур в системе TALGAT / К.Е. Зиновьев, А.А. Квасников, **А. Алхадж Хасан**. – Заявка №2022616249. Дата поступления 12.04.2022. Зарегистрировано в Реестре 19.04.2022. Дата публикации 19.04.2022.
  223. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022681597 РФ. Программа для моделирования антенн на основе тонкопроводной аппроксимации / Т.Р. Газизов, А.А. Квасников, И.А. Онищенко, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко. – Заявка № 2022680447. Дата поступления 02.11.2022. Зарегистрировано в Реестре 15.11.2022. Дата публикации 15.11.2022.
  224. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022680875 РФ. Программа для моделирования антенн на основе поверхностной треугольной аппроксимации / А.А. Квасников, А.В. Демаков, Д.В. Клюкин, А.А. Иванов, **А. Алхадж Хасан**, А.Е. Максимов, С.П. Куксенко. – Заявка №2022680455. Дата поступления 02.11.2022. Зарегистрировано в Реестре 08.11.2022. Дата публикации 08.11.2022.
  225. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023660653 РФ. Генерация эквивалентной проводной сетки для развертываемой зеркальной антенны из композитных материалов / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2023619968. Дата поступления 19.05.2023. Зарегистрировано в Реестре 23.05.2023. Дата публикации: 23.05.2023.
  226. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023619337 РФ. Генерация эквивалентной разреженной проводной сетки для развертываемой зеркальной антенны из композитных материалов / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2023618038. Дата поступления 27.04.2023. Зарегистрировано в Реестре 10.05.2023. Дата публикации: 10.05.2023.
  227. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617502 РФ. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2023616532. Дата поступления 05.04.2023. Зарегистрировано в Реестре 11.04.2023. Дата публикации: 11.04.2023.
  228. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617713 РФ. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт устраняющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2023616574. Дата поступления 06.04.2023. Зарегистрировано в Реестре 12.04.2023. Дата публикации: 12.04.2023.
  229. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617597 РФ. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой с минимальным количеством проводов / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2023616558. Дата поступления 06.04.2023. Зарегистрировано в Реестре 11.04.2023. Дата публикации: 11.04.2023.
  230. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023616977 РФ. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой / **А. Алхадж Хасан**, М.Т. Нгуен, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2023615443. Дата поступления 24.03.2023. Зарегистрировано в Реестре 04.04.2023. Дата публикации: 04.04.2023.
  231. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023619600 РФ. Генерация конструкции рупорной антенны за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой / **А. Алхадж Хасан**, М.Т. Нгуен, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2023618304. Дата поступления 27.04.2023. Зарегистрировано в Реестре 12.05.2023.

- Дата публикации: 12.05.2023.
232. On wire-grid representation for modeling symmetrical antenna elements / **A. Alhaj Hasan**, D.V. Klyukin, A.A. Kvasnikov, M.E. Komnatnov, S.P. Kuksenko // *Symmetry*. – 2022. – Vol. 14, no. 7. – P. 1354. – DOI 10.3390/sym14071354.
  233. On modeling antennas using mom-based algorithms: wire-grid versus surface triangulation / **A. Alhaj Hasan**, A.A. Kvasnikov, D.V. Klyukin, A.A. Ivanov, A.V. Demakov, D.M. Mochalov, S.P. Kuksenko // *Algorithms*. – 2023. – Vol. 16, no. 4. – P. 200. – DOI 10.3390/a16040200.
  234. Верификация моделирования проводных антенн методом моментов / **А.А. Хасан**, А.А. Квасников, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // *Журнал радиоэлектроники*. – 2021. – №. 11.
  235. **Алхадж, Х. А.** Модифицированное правило равной площади для аппроксимации проводящих поверхностей сеткой из проводов при решении задач излучения / **Х.А. Алхадж** // САПР и моделирование в современной электронике : Сборник научных трудов V Международной научно-практической конференции, Брянск, 21–22 октября 2021 года. – Брянск: Новый формат, 2021. – С. 171–174. – DOI 10.30987/conferencearticle\_61c997ef33ae75.50943664.
  236. Зиновьев, К.Е. Разработка функционала импорта произвольных геометрических структур в системе TALGAT / К.Е. Зиновьев, А.А. Квасников, **А. Алхадж Хасан** // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1–1. – С. 259–262. <https://elibrary.ru/item.asp?id=49510138>
  237. Клюкин, Д.В. О точности расчета параметров и характеристик прямоугольной спиральной антенны методом моментов / Д.В. Клюкин, **А. Алхадж Хасан** // XX Международной конференции «Перспективы развития фундаментальных наук». Томск, Россия. 25–28 апреля 2023, Изд-во Томского политехнического университета. – Т. 7. – С. 73–75. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54601505>.
  238. Мочалов, Д.М. О точности моделирования радиотехнических характеристик планарных антенн методом моментов / Д.М. Мочалов, **А. Алхадж Хасан** // XXX Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА и ИНФОРМАТИКА-2023». – 2023. – С. 194.
  239. Клюкин, Д.В. О точности расчета характеристик антенны типа «бабочка» методом моментов / Д.В. Клюкин, А.А. Квасников, **А. Алхадж Хасан** // XII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург, Россия, 29 мая–2 июня 2023 г. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54395908>.
  240. Мочалов, Д.М. О точности расчёта радиотехнических характеристик биконической антенны методом моментов / Д.М. Мочалов, **А. Алхадж Хасан** // Национальная научно-практическая конференция молодых ученых, специалистов организаций «Техносферная и информационная безопасность», Тольятти. 13 апреля 2023. Принято к публикации.
  241. Зима, Е.А. Верификация моделирования измерительных дипольных антенн, используемых в приложении ЭМС / Е.А. Зима, **А. Алхадж Хасан** // Всероссийская научно-инженерная конференция имени профессора А.И. Комиссарова, Москва, Россия, 29 мая–01 июня 2023 г.
  242. Зима, Е.А. Верификация моделирования проводной биконической антенны в системе TALGAT / Е.А. Зима, **Х.А.Ф. Алхадж** // Школа молодых новаторов: сборник научных статей 4-й Международной научной конференции перспективных разработок молодых ученых, Курск. – Курск: ЗАО «Университетская книга». – 2023. – Т. 2. – С. 60–63. – DOI 10.47581/2023/ML-02/Zima.01.
  243. Нгуен, М.Т. Использование проводной сетки при создании широкополосной рупорной антенны / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // XII Всероссийская конференция

- «Актуальные проблемы прикладной математики и механики», посвященная памяти академика А.Ф. Сидорова, Джанхот. – Екатеринбург: УрО РАН. – 2023 г. – С. 38–39. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54496644&pff=1>
244. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУРе / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов, А.А. Квасников, В. Демаков, А.А. Иванов, Д.В. Клюкин, **А. Алхадж Хасан**, А.Е. Максимов, А.В. Осинцев // Наноиндустрия. – 2023. – Т. 16, № S9–1(119). – С. 170–178. – DOI 10.22184/1993-8578.2023.16.9s.170.178.
245. Зиновьев, К.Е. Графический интерфейс для расчёта характеристик антенн при проводно-сеточной аппроксимации в системе TALGAT / К.Е. Зиновьев, А.А. Квасников, **А. Алхадж Хасан** // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2021. – № 1–2. – С. 11–12. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=48165763>
246. Алхадж Хасан, А. Тестовое моделирование диполей в системе TALGAT / **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-27-2021): Доклады (материалы) 27-й международной научно-практической конференции, Томск, 16 ноября 2021 года. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2021. – С. 106–112. <https://elibrary.ru/item.asp?id=47572560>
247. Каткова, М. И. Моделирование антенны в форме чайки методом моментов / М.И. Каткова, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-27-2021): Доклады (материалы) 27-й международной научно-практической конференции, Томск, 16 ноября 2021 года. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2021. – С. 121–127. <https://elibrary.ru/item.asp?id=47572563>
248. Нгуен, М.Т. Эквивалентная проводная сетка для развертываемой космической зеркальной антенны из композитных материалов / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск. – Томск: ТУСУР. – 2023. – Ч. 2. – С. 22–25. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=54595026>
249. Гилева, А.Н. Предварительное моделирование и перестроение проводной сетки рупорной антенны / А.Н. Гилева, **А. Алхадж Хасан** // XX Международной конференции «Перспективы развития фундаментальных наук». Томск, Россия. 25–28 апреля 2023, Изд-во Томского политехнического университета. – Т. 7. – С. 40–42. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=54601494>.
250. Нгуен, М.Т. Сравнение эффективности электродинамических САПР, на примере дипольной антенны / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // 4-й Международная научная конференция перспективных разработок молодых ученых «Школа молодых новаторов», Курск. – Курск: ЗАО «Университетская книга». – 2023. – Т. 2. – С. 84–87. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54156921&pff=1>
251. **Alhaj, H.A.** Investigation of the Distorting Methods of Reducing the Peak-Factor of the OFDM Signal / **H.A. Alhaj** // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – 2019. – P. 0250–0253. – DOI 10.1109/SIBIRCON48586.2019.8958268.
252. **Alhaj Hasan, A.** Review of the use and current status of UAV technology and their capabilities / **A. Alhaj Hasan** // Electronic Devices and Control Systems: International Scientific-Practical Conference. – 2019. – no. 1–2. – P. 237–240. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=42559859>
253. **Alhaj Hasan, A.** Review of the counter-drone systems and their efficiency against the UAV technology / **A. Alhaj Hasan** // Electronic Devices and Control Systems: International Scientific-Practical Conference. – 2019. – no. 1–2. – P. 241–244. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=42559861>

254. **Алхадж Хасан, А.** Исследование искажающих методов снижения пикового фактора сигнала OFDM / **А. Алхадж Хасан** // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2019. – № 1–1. – С. 9–13. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=42551038>
255. Зима, Е.А. Верификация моделирования биконической антенны над идеально отражающей поверхностью земли / Е.А. Зима, **А.Ф. Алхадж Хасан** // Актуальные проблемы прикладной математики и механики: Тезисы докладов XII Всероссийской конференции с элементами школы молодых ученых, посвященной памяти академика А.Ф. Сидорова, Джанхот, 04–10 сентября 2023 года. – Екатеринбург: Институт математики и механики УрО РАН им. Н.Н. Красовского. – 2023. – С. 18–19. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54496623&pff=1>
256. **Hasan, A.A.** Wire grid sparse antennas: verification of a modified modeling approach / **A.A. Hasan**, T.M. Nguyen, T.R. Gazizov // 2023 IEEE Ural-Siberian conference on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBREIT). – 2023. – P. 100–104. – DOI 10.1109/USBREIT58508.2023.10158826.
257. Gazizov, T.R. A simple modeling methodology for creating hidden antennas / T.R. Gazizov, **A. Alhaj Hasan**, M.T. Nguyen // 2023 International conference on industrial engineering, applications and manufacturing (ICIEAM). – 2023. – P. 1080–1084. DOI 10.1109/ICIEAM57311.2023.10139026.
258. **Alhaj Hasan, A.** Novel MoM-based approaches for generating wire-grid sparse antenna structures / **A. Alhaj Hasan**, M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // 2023 IEEE 24th Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2023. – P. 570–576. DOI 10.1109/EDM58354.2023.10225219.
259. Nguyen, M.T. Simulation-based performance evaluation of wire-grid approach for 3D printed antennas: comparative analysis and experimental validation / M.T. Nguyen, **A. Alhaj Hasan**, T.R. Gazizov // International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon 2023). – Magnitogorsk (Russia), September 29–October 01, 2023. P. 1–5.
260. **Alhaj Hasan, A.** Efficient sparse antenna design using MoM-WG: comparative study of horn, conical horn, and reflector antennas by advanced approximations / **A. Alhaj Hasan**, M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // // 2023 International Russian automation conference (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. – 2023. – P. 709–715. – DOI 10.1109/RusAutoCon58002.2023.1027284.
261. О моделях возбуждения антенн для расчета их входного импеданса методом моментов / Д.В. Ключин, А.В. Демаков, А.А. Квасников, **А. Алхадж Хасан**, С.П. Куксенко // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2023. – №3. – DOI 10.30898/1684-1719.2023.3.5
262. Назаров, В. Способ моделирования электромагнитного поля проводящей поверхности разреженной проводной сеткой / В. Назаров, **А. Алхадж Хасан** // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1–1. – С. 192–195. <https://elibrary.ru/item.asp?id=49510114>
263. Нгуен, М.Т. Коническая рупорная антенна, разреженная с помощью соединённой аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск. – Томск: ТУСУР. – 2023. – Ч. 2. – С. 17–21. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54595025>
264. Нгуен, М.Т. Оптимальные разреженные антенны с минимальной массой / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск. – Томск: ТУСУР. – 2023. – Ч. 2. – С. 26–30. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54595027>
265. Нгуен, М.Т. Оптимальные разреженные антенны с минимальными вычислительными затратами при моделировании / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // XX Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития

- фундаментальных наук», Томск. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета. – 2023. – Т. 7. – С. 100–102. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54601513>
266. Нгуен, М.Т. Верификация модифицированного подхода к аппроксимации антенн проводной сеткой / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // XXVIII Всероссийская открытая научная конференция «Распространение радиоволн», Йошкар-Ола. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 16–19 мая 2023. – С. 556–560. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54474370>
  267. Нгуен, М.Т. Сравнительный анализ разных аппроксимаций для проектирования разреженных антенн / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // Нанотехнологии. Информация. Радиотехника (НИР-23): материалы Всероссийской молодежной научно-практической конференции, Омск, 18 апреля 2023 года / Омский государственный технический университет. – Омск: Омский государственный технический университет. – 2023. – С. 213–218. <https://elibrary.ru/item.asp?id=54343333>
  268. Нгуен, М.Т. Об аппроксимации поверхности зеркальной антенны оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, **А. Алхадж Хасан** // Национальная научно-практическая конференция молодых ученых, специалистов организаций «Техносферная и информационная безопасность», Тольятти. 13 апреля 2023. Принято к публикации.
  269. Mayhan, J.T. Characteristic modes and wire grid modeling. *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 1990. – Vol. 38. – P. 457–469. DOI: 10.1109/8.52263.
  270. Rubinstein, A.; Rubinstein, M.; Rachidi, F. A physical interpretation of the equal area rule. *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2006. – Vol. 48. – P. 258–263. DOI: 10.1109/TEMC.2006.873861.
  271. Burke G. Numerical electromagnetics code – method of moments / G. Burke, A. Poggio // Livermore CA: Lawrence livermore national laboratory. – 1981. – Report no. UCID-18834. – 81 p.
  272. Werner D. H. A method of moments approach for the efficient and accurate modeling of moderately thick cylindrical wire antenna / D. H. Werner // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 1998. – Vol. 46. – P. 373–382.
  273. CONCEPT-II Version 12.0 user’s manual [Электронный ресурс]. URL: <https://www.tet.tuhh.de/concept-II-12.0/Concept-II-Manual-December-2018.pdf> (дата обращения: 19.08.2021).
  274. Trueman, C. W. Fields of complex surfaces using wire grid modeling / C. W. Trueman, S. J. Kubina // *IEEE Transactions on magnetics*. – 1991. – Vol. 27, no. 5. – P. 4262–4267.
  275. Ludwig, C. Wire grid modeling of surfaces / C. Ludwig // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 1987. – Vol. AP-35. – no. 9. – P. 1045–1048.
  276. Reducing the size of monopole antennas using magneto-dielectric material loading / N. Venkatarayalu, M. Iddagoda, L. B. Kong [et al.] // *Proceedings of the 2012 IEEE International symposium on antennas and propagation*. – 2012. – P. 1–2.
  277. Papas, C.H. Radiation from wide-angle conical antennas fed by a coaxial line / C.H. Papas, R. King // *Proceedings of the IRE*. – 1951. – Vol. 39. – P. 49–51.
  278. Samaddar, S.N. Biconical antennas with unequal cone angles / S.N. Samaddar, E.L. Mokole // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 1998. – Vol. 46. – P. 181–193.

## Приложение А



634015 Россия, г. Томск, ул. Циолковского, 19, каб. 318, Тел.: +7 (382) 290 05 30, www.tesart.ru, E-mail: office@tes-art.ru  
ОГРН 1157017008170, ИНН 7017376646, КПП 701701001



УТВЕРЖДАЮ  
Директор ООО НИК «ТЕСАРТ»,  
к.ф.-м.н.  
А.О. Семкин  
«11» сентября 2023

## АКТ

о внедрении результатов СЧ НИР «Разработка математического обеспечения и программного модуля для моделирования радиотехнических характеристик антенного элемента»

**Автор:** Алхадж Хасан Аднан Фаезович младший научный сотрудник Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР).

**Сущность внедряемой разработки:**

1. Методика расчета радиотехнических характеристик антенн на основе проводно-сеточной аппроксимации их поверхности.
2. Программного модуля для моделирования радиотехнических характеристик антенн.

**Форма внедрения:** На основе полученных результатов проводится расчёт характеристик антенн методом моментов, с аппроксимацией проводящих поверхностей антенн сеткой из проводов.

Заместитель директора по НИОКР  
ООО «НИК «ТЕСАРТ», к.т.н.

 А.В. Фатеев




УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной  
работе и инновациям

ТУСУРа, к.т.н., доцент



  
А.Г. Лоцилов  
«19» 10 2023 г.

**АКТ****использования в НИР результатов диссертационного исследования****Алхаджа Хасана Аднана Фаезовича**

Мы, нижеподписавшиеся, руководитель НИР «Исследование путей создания пространственно-распределенных многоцелевых информационно-телекоммуникационных систем радиомониторинга и связи, включающих оптические каналы, их ключевых компонент на основе численных и экспериментальных методов анализа СВЧ и оптических сигналов в процессе их формирования, преобразования и обработки в радиочастотных устройствах, приемных и передающих фотонных интегральных модулях и при распространении в неоднородных средах» по государственному заданию FEWM-2023-0014 д.т.н., доцент Рулевский В.М. и ответственный исполнитель НИР д.т.н., профессор Малютин Н.Д., настоящим актом подтверждаем факт использования при выполнении работ в рамках НИР следующих результатов диссертационного исследования Алхаджа Хасана А.Ф.:

1. Рекомендации для моделирования антенн с использованием проводной сетки.

2. Методика расчёта характеристик антенн на основе аппроксимации поверхности проводной сеткой и метода моментов.

Указанные результаты позволили выполнить исследование новых структур антенн, полученных с помощью аппроксимации оптимальной токовой сеткой в ходе работ по указанной НИР за 2023 г.

Руководитель НИР

  
В.М. Рулевский

Ответственный исполнитель НИР

  
Н.Д. Малютин



радиоэлектронных средств и систем») и после отказа (научно-технический отчет за 2021 г. по государственному заданию FEWM-2020-0041 «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости»).

4. Подходы к проведению виртуальных испытаний на излучаемые эмиссии от печатных плат с модальными резервированием, отличающихся моделированием плат в ТЕМ-камере с помощью квазистатического анализа (научно-технический отчет за 2021 г. по гранту РФФИ № 19-19-00424 «Модальное резервирование электрических цепей критических радиоэлектронных средств и систем»).

5. Обзор патентов и исследований по модальному резервированию (научно-технический отчет за 2022 г. по гранту РФФИ № 19-19-00424 «Модальное резервирование электрических цепей критических радиоэлектронных средств и систем»).

6. Результаты экспериментальных оценок излучаемых эмиссий от печатных плат с двух- и трёхкратным модальным резервированием до и после отказа (научно-технический отчет за 2022 г. по гранту РФФИ № 20-19-00446 «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей»).

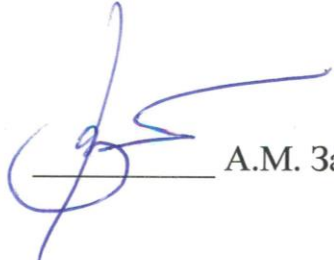
7. Квазистатические математические модели для оценки излучаемых эмиссий от токов в связанных проводниках помехозащитных структур (научно-технический отчет за 2022 г. по государственному заданию FEWM-2022-0001 «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях»).

Заведующий кафедрой ТУ, руководитель  
НИР по гранту РФФИ № 19-19-00424, д.т.н.,  
профессор



Т.Р. Газизов

Руководитель НИР по гранту РФФИ № 20-19-  
00446, руководитель НИР по  
государственным заданиям  
FEWM-2020-0041 и FEWM-2022-0001,  
д.т.н., профессор



А.М. Заболоцкий

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе

ТУСУРа

к.т.н., доцент

Сенченко П.В.

» \_\_\_\_\_ 2023 г.

**АКТ**

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

**Алхаджа Хасана Аднана Фаезовича**

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н. Газизов Т.Р. и заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе Бусыгина А.В. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ ТУСУРа следующих результатов диссертационной работы Алхаджа Хасана А.Ф.: программы для моделирования проводных антенн и проведения виртуальных испытаний на излучаемые эмиссии от печатных плат с модальным резервированием использовались в практических работах по дисциплине «Основы компьютерного моделирования и проектирования РЭС» для студентов бакалавриата радиотехнического факультета ТУСУРа, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника» в 2021–2022, 2022–2023, 2023–2024 у.г.

Заведующий каф. ТУ, д.т.н.

/ Т.Р. Газизов

Заместитель заведующего каф. ТУ  
по учебной работе

/ А.В. Бусыгина

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2794739

СПОСОБ СИММЕТРИЧНОЙ ТРАССИРОВКИ  
СИГНАЛЬНЫХ И ОПОРНЫХ ПРОВОДНИКОВ  
ЦЕПЕЙ С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (RU)*

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2022130296

Приоритет изобретения **23 ноября 2022 г.**

Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **24 апреля 2023 г.**

Срок действия исключительного права  
на изобретение истекает **23 ноября 2042 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e40f0a94e4dbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 20.05.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ  
№ 2752233

**СПОСОБ ТРАССИРОВКИ ПЕЧАТНЫХ  
ПРОВОДНИКОВ НА ДВУСЛОЙНОЙ ПЕЧАТНОЙ  
ПЛАТЕ ДЛЯ ЦЕПЕЙ С РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ**

Патентообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Медведев Артём Викторович (RU), Алхадж Хасан Аднан (SY), Кузнецова-Таджибаева Ольга Михайловна (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2020122274

Приоритет изобретения 06 июля 2020 г.

Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре изобретений  
Российской Федерации 23 июля 2021 г.

Срок действия исключительного права  
на изобретение истекает 06 июля 2040 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2754077

**СПОСОБ ТРАССИРОВКИ ПЕЧАТНЫХ  
ПРОВОДНИКОВ ЦЕПЕЙ С РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ НА  
ПРОТИВОПОЛОЖНЫХ СТОРОНАХ ПЕЧАТНОЙ  
ПЛАТЫ**

Патентообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Медведев Артём Викторович (RU), Алхадж Хасан Аднан (SY), Кузнецова-Таджибаева Ольга Михайловна (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2020122269

Приоритет изобретения **06 июля 2020 г.**  
Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре изобретений  
Российской Федерации **26 августа 2021 г.**  
Срок действия исключительного права  
на изобретение истекает **06 июля 2040 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021663568

**Программа для оценки излучаемых эмиссий структуры  
с модальным резервированием**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Томский государственный университет систем  
управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (SY), Квасников Алексей  
Андреевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2021662273

Дата поступления **06 августа 2021 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **18 августа 2021 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат: 0x02A5CFB500B1ACF59A40A2F08092E9A118  
Владелец: **Ивлиев Григорий Петрович**  
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

*Г.П. Ивлиев*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021663457

**Программа для оценки излучаемой эмиссии от одного и двух связанных проводов над плоскостью земли с диэлектриком и без него**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*



Заявка № 2021662294

Дата поступления 06 августа 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 17 августа 2021 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 0x02A5CFB5C0B7ACFF9A40A2F08092E9A118  
Владелец: Ивлиев Григорий Петрович  
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021662938

Программа для оценки излучаемой эмиссии от  
защитных меандровых линий

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*



Заявка № 2021662332

Дата поступления 06 августа 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 09 августа 2021 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 0x02A5CFB00B1ACF5940A2F08092E9A118  
Владелец **Ивлиев Григорий Петрович**  
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022683074

**Оценка излучаемых эмиссий от печатной платы с  
модальным резервированием путём виртуальных  
испытаний в мини-ТЕМ-камере**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Томский государственный университет систем  
управления и радиозлектроники» (RU)*

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Квасников Алексей  
Андреевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2022681828

Дата поступления 18 ноября 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 30 ноября 2022 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат: 68b80077e14e1010a94edbd24145d5c7  
Владелец: **Зубов Юлий Сергеевич**  
Действителен с 26.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022680875

**Программа для моделирования антенн на основе  
поверхностной треугольной аппроксимации**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Квасников Алексей Андреевич (RU), Демаков Александр Витальевич (RU), Ключин Дмитрий Владимирович (RU), Иванов Антон Андреевич (RU), Алхадж Хасан Аднан (RU), Максимов Александр Евгеньевич (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU)*

Заявка № 2022680455

Дата поступления 02 ноября 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 08 ноября 2022 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077c14e1010a94e8bd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 20.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022681597

**Программа для моделирования антенн на основе  
тонкопроводной аппроксимации**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Газизов Тальгат Рашитович (RU), Квасников Алексей Андреевич (RU), Онищенко Иван Андреевич (RU), Алхадж Хасан Аднан (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU)*

Заявка № 2022680447

Дата поступления 02 ноября 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 15 ноября 2022 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077c14e1010a94edbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022616518

## Функционал импорта произвольных геометрических структур в системе TALGAT

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Зиновьев Константин Евгеньевич (RU), Квасников Алексей Андреевич (RU), Алхадж Хасан Аднан (RU)*



Заявка № 2022616249

Дата поступления 12 апреля 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 19 апреля 2022 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 6Bb80077e14e40f0a94e8bd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 20.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023616977

Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт  
аппроксимации оптимальной токовой сеткой

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Нгуен Мань Туан (VN), Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2023615443

Дата поступления 24 марта 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 04 апреля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e4010a94edbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023617502

**Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт  
соединяющей аппроксимации оптимальной токовой  
сеткой**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования «Томский  
государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Нгуен Мань Туан (RU), Алхадж Хасан Аднан (RU),  
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат  
Рашитович (RU)*

Заявка № 2023616532

Дата поступления 05 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 11 апреля 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e4010a94edbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023617597

**Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой с минимальными количеством проводов**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2023616558

Дата поступления 06 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 11 апреля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e4010a94edbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023617713

**Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт  
устраняющей аппроксимации оптимальной токовой  
сеткой**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*

Заявка № 2023616574

Дата поступления 06 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 апреля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e4010a94edbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023619337

**Генерация эквивалентной разрезанной проводной  
сетки для развертываемой зеркальной антенны из  
композитных материалов**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования «Томский  
государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU),  
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат  
Рашитович (RU)*

Заявка № 2023618038

Дата поступления 27 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 10 мая 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e4010a94edbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023619600

**Генерация конструкции рупорной антенны за счёт  
аппроксимации оптимальной токовой сеткой**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Томский государственный университет систем  
управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Нгуен Мань Туан (VN),  
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат  
Рашитович (RU)*



Заявка № 2023618304

Дата поступления 27 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 мая 2023 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 6Bb80077e14e40f0a94e8bd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 20.03.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023660653

**Генерация эквивалентной проводной сеткой для  
развертываемой зеркальной антенны из композитных  
материалов**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (РУ)*

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)*



Заявка № 2023619968

Дата поступления 19 мая 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 23 мая 2023 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e4010a94e0bd24145d5c7  
Владелец: **Зубов Юлий Сергеевич**  
Действителен с 26.05.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*

**ТУСУР**  
TUSUR UNIVERSITY

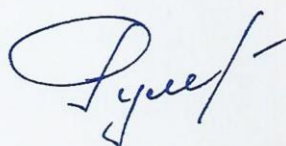
*Благодарственное письмо*

награждается

**Алхадж Хасан Аднан**

За активное участие и особый вклад в развитие  
Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники в 2022 году

Ректор ТУСУР



**В.М. Рулевский**

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

**АЛХАДЖ**  
**Хасан Аднан**

Аспирант кафедры телевидения и управления,  
за высокие достижения в научно-исследовательской деятельности  
включен в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРА

Ректор



**В.М. Рулевский**

Проректор по ИРМ



**А.Г. Лощилев**

24 ноября 2021 г.

# ДИПЛОМ



За высокие достижения в учебной и научной деятельности  
стипендии Президента Томского государственного  
университета систем управления и радиоэлектроники  
в 2022 / 2023 учебном году удостоен

*Алхадж Хасан Аднан*

аспирант кафедры телевидения и управления ТУСУРА



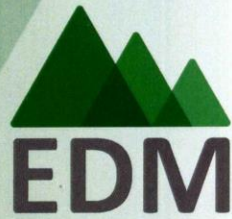
Президент ТУСУРА

А.А. Шелупанов

Ноябрь 2022

Конкурс  
на назначение  
стипендий  
президента  
ТУСУРА  
2022 / 2023





IEEE 22nd International Conference  
of Young Professionals  
in Electron Devices and Materials

**June 30 - July 4, 2021**

# DIPLOMA

**first place**

awarded to

**Adnan Alhaj Hasan**

for the report

Estimation of the Radiated Emission from a Single and Coupled Wires  
with Insulation above the Ground Plane

at the section

Microwave Technology and Telecommunications

Conference Chair  
Sergey Kharitonov

IEEE Russia (Siberia) Section Chair  
Vasilii Borisov



 **TUSUR UNIVERSITY**  
Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники



Международная  
научно-практическая  
конференция  
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА  
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

## ДИПЛОМ II СТЕПЕНИ

награждается

**А. Алжадж Хасан**

за лучший доклад на  
Международной научно-практической  
конференции **«Электронные средства  
и системы управления»**

18 - 20 ноября 2020 г., г. Томск

Секция 12. Электромагнитная совместимость

**Председатель конференции**

Ректор ТУСУРа



**В.М. Рулевский**

 **TUSUR UNIVERSITY**  
Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники



Международная  
научно-практическая  
конференция  
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА  
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

# Диплом III степени

награждается

**Алхадж Хасан Аднан**

за лучший доклад на  
Международной научно-практической  
конференции «Электронные средства  
и системы управления»

20 - 22 ноября 2019 г.

Секция 21 «Results of Postgraduate and Master Students' Research  
in the Sphere of Electronics and Control Systems»

**Председатель конференции**

Президент ТУСУРа

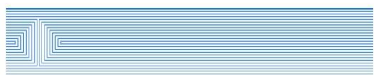
А.А. Шелупанов

**Председатель организационного  
комитета конференции**

Ректор ТУСУРа

В.М. Рулевский





тольяттинский  
государственный  
университет



V Национальная научно-практическая конференция молодых ученых, специалистов  
организаций  
«Техносферная и информационная безопасность»

**ДИПЛОМ**  
**1 степени**  
**награждается**

**Алхадж Хасан Аднан**

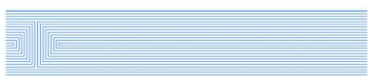
**тема доклада: О точности расчёта радиотехнических характеристик  
биконической антенны методом моментов**

Директор Института  
инженерной и экологической  
безопасности

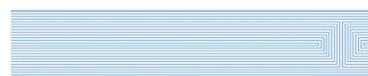


Л.Н. Горина

**Тольятти, 13 апреля 2023 г.**



тольяттинский  
государственный  
университет



V Национальная научно-практическая конференция молодых ученых, специалистов  
организаций  
«Техносферная и информационная безопасность»

**ДИПЛОМ**  
**2 степени**  
**награждается**

**Алхадж Хасан Аднан**

**тема доклада: Об аппроксимации поверхности зеркальной антенны  
оптимальной токовой сеткой**

Директор Института  
инженерной и экологической  
безопасности



Л.Н. Горина

**Тольятти, 13 апреля 2023 г.**



**XX Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых**  
**«Перспективы развития фундаментальных наук»**  
 Россия, Томск, 25–28 апреля 2023 г.  
[conf-prfn.org](http://conf-prfn.org)



# ДИПЛОМ

## II степени

награждается

**Клюкин Дмитрий Владимирович**

аспирант,

кафедра Телевидения и Управления,

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,

за доклад

«О точности расчета параметров и характеристик прямоугольной спиральной антенны методом моментов»

Научный руководитель – доктор технических наук, доцент Куксенко Сергей Петрович

Соавторы: Алхадж Хасан Аднан

Председатель Совета ректоров вузов  
Томской области, президент НИ ТГУ

Председатель программного  
комитета секции 7,  
Проректор по НИИ ТУСУР

Председатель программного  
комитета



Г.В. Майер

А.Г. Лоцилов

И.А. Курзина





Курская региональная  
общественная организация  
Общероссийской общественной организации  
«Вольное экономическое общество России»

# ДИПЛОМ

## ВТОРОЙ СТЕПЕНИ

награждается

НГУЕН МАНЬ ТУАН, аспирант  
АЛХАДЖ ХАСАН АДНАН ФАЕЗОВИЧ, м.н.с.

Научный руководитель –

ГАЗИЗОВ ТАЛЫГАТ РАШИТОВИЧ, д.т.н., профессор

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Россия  
статья **СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ  
САПР, НА ПРИМЕРЕ ДИПОЛЬНОЙ АНТЕННЫ**

за предоставление статьи и активное участие в работе

4-й Международной научной конференции

перспективных разработок молодых ученых

«Школа молодых новаторов»,

которая проходила 13 июня 2023 года

в Курской региональной общественной организации Общероссийской общественной  
организации «Вольное экономическое общество России», г.Курск

Руководитель КРОО  
ООО ВЭО России,  
доктор экономических наук,  
профессор

Ю.В. Вертакова

