

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



Лакоза Александр Михайлович

Модели, методики и технические решения для защиты радиоэлектронных средств
от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

канд. техн. наук

Костелецкий Валерий Павлович

Томск 2025

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ОТ КОНДУКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВАХ	14
1.1 Актуальность решения проблемы кондуктивных электромагнитных помех в современных РЭС	14
1.1.1 Устройства защиты на основе активных элементов	15
1.1.2 Устройства защиты на основе пассивных элементов	19
1.1.3 Интегрированные устройства защиты.....	23
1.1.4 Полосковые устройства защиты	26
1.1.5 Устройства защиты, работающие в синфазном и дифференциальном режимах	29
1.2 Методики и подходы к анализу устройств защиты.....	33
1.2.1 Квazистатический подход	34
1.2.2 Электродинамический подход	35
1.2.3 Экспериментальные методики	36
1.3 Постановка цели и задач исследования	39
2. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В СИНФАЗНОМ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ НА ОСНОВЕ ЦЕНТРАЛЬНО-СИММЕТРИЧНЫХ СТРУКТУР	41
2.1 Выбор структуры поперечного сечения для разработки устройства защиты, работающего в синфазном и дифференциальном режимах	41
2.2 Влияние выбора пары проводников и вариантов оконечных нагрузок при синфазном и дифференциальном воздействии.....	49
2.3 Влияние переключения пар проводников при синфазном и дифференциальном воздействии различных типов импульсных помех ...	55
2.4 Влияние расположения проводников и диэлектриков на защитные характеристики устройства защиты в синфазном и дифференциальном режимах	60

2.5	Устройство защиты на основе экранированной структуры в каскадном исполнении, работающее в синфазном и дифференциальном режимах.....	67
2.6	Измерение уровней излучения и восприимчивости электромагнитного поля экранированного устройства защиты в каскадном исполнении	78
2.7	Полосковая структура с лицевой связью, защищающая от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах	82
2.8	Основные результаты и выводы	86
3.	УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ 6- И 8- ПРОВОДНЫХ СТРУКТУР С МОДАЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ, РАБОТАЮЩИЕ В СИНФАЗНОМ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ	89
3.1	Выбор геометрических моделей поперечного сечения	89
3.2	Выбор схемных моделей устройств защиты	103
3.3	Анализ влияния геометрических параметров поперечного сечения на электрические характеристики	114
3.4	Анализ влияния материала диэлектрической подложки на характеристики защитного устройства	121
3.5	Оптимизация параметров поперечного сечения устройств защиты	124
3.6	Вычисление матриц погонных параметров оптимизированных устройств защиты	131
3.7	Вычисление временных и частотных откликов оптимизированных устройств защиты	134
3.8	Оценка влияния экранирующего корпуса	137
3.9	Оценка влияния расположения каскадов	141
3.10	Экспериментальные исследования устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур, работающих в синфазном и дифференциальном режимах	151
3.10.1	Оптимизация параметров поперечного сечения устройств защиты для изготовления макетов	151
3.10.2	Электродинамическое моделирование	155
3.10.3	Разработка макетов	162

3.10.4 Измерение частотных и временных характеристик.....	165
3.11 Рекомендации по применению разработанных устройств защиты, работающих в синфазном и дифференциальном режимах.....	174
3.12 Основные результаты и выводы	177
4. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЛАНАРНОГО ГИБРИДНОГО УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В СИНФАЗНОМ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ	181
4.1 Разработка планарного гибридного устройства защиты, работающего в синфазном и дифференциальном режимах	181
4.1.1 Разработка пассивного помехоподавляющего фильтра	181
4.1.2 Разработка полосковой структуры с модальным разложением	187
4.1.3 Разработка планарного гибридного устройства защиты.....	189
4.2 Методика проектирования планарных гибридных устройств защиты	193
4.3 Основные результаты и выводы	194
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	196
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	200
СПИСОК ИСПОЛЪЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	202
ПРИЛОЖЕНИЕ А (СПРАВОЧНОЕ) КОПИИ АКТОВ О ВНЕДРЕНИИ	218
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (СПРАВОЧНОЕ) КОПИИ ОХРАННЫХ ДОКУМЕНТОВ	225
ПРИЛОЖЕНИЕ В (СПРАВОЧНОЕ) ДОСТИЖЕНИЯ И НАГРАДЫ.....	230

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Современные тенденции развития радиоэлектронных средств (РЭС) управления, связи и обработки информации характеризуются непрерывным ростом степени интеграции элементной базы, повышением тактовых частот и плотности монтажа. При этом происходит снижение уровней питающих напряжений электронных компонентов до единиц вольт и ниже. Это приводит к снижению порогов помехоустойчивости и, как следствие, существенно повышает чувствительность систем к внешним и внутренним электромагнитным воздействиям. В условиях сложной электромагнитной обстановки опасность для низковольтной электроники представляют импульсные электромагнитные помехи (ЭМП), в частности сверхкороткие импульсы (СКИ). Обладая субнаносекундной длительностью и широким спектром, они способны проникать в уязвимые цепи, минуя традиционные средства защиты. Наводки критического уровня, индуцируемые этими воздействиями, могут приводить как к обратимым функциональным сбоям, так и к необратимым поражениям. Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭС требует защиты от подобных воздействий.

Задача осложняется необходимостью одновременного подавления помех, распространяющихся в синфазном и в дифференциальном режимах. На практике помеховый сигнал редко существует только в одном из режимов распространения, что требует комплексного подхода к проектированию устройств защиты. Традиционные схемотехнические и конструкторские методы, такие как экранирование, фильтрация, применение ограничителей напряжения и оптимизация топологии печатных плат, зачастую не обеспечивают достаточной эффективности. Классические устройства защиты обладают значительными массогабаритными показателями, а полупроводниковые ограничители из-за наличия паразитных параметров не могут обеспечить требуемые характеристики. Таким образом, возникает противоречие между необходимостью эффективного

подавления помех и требованиями к уменьшению массогабаритных характеристик устройств. Несмотря на значительный задел отечественных и зарубежных исследований в области ЭМС, задача создания компактных и надежных устройств защиты, обеспечивающих одновременное подавление синфазных и дифференциальных помех, решена не в полной мере, что определяет актуальность разработки новых устройств защиты от СКИ, работающих в синфазном и дифференциальном режимах, для повышения помехозащищённости современных РЭС.

Степень разработанности темы

Проблема разработки методов и средств обеспечения ЭМС современных РЭС является актуальным направлением исследований и широко обсуждается на различных форумах, симпозиумах и конференциях, например, зарубежных EMC Europe, ESA Workshop on Aerospace EMC, Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), International Exhibition with Workshops on Electromagnetic Compatibility (Expo-EMV) и отечественных «Электромагнитная совместимость», «Микроэлектроника», «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS). Дополнительно, актуальность данного направления исследования подтверждается обширным перечнем результатов и апробаций, полученных исследователями во всем мире.

Так, исследования в области ЭМС отражены в работах отечественных исследователей: Н.В. Балюк, Л.Н. Кечиев и А.Д. Князев – основы обеспечения и стандартизации ЭМС; Б.Б. Акбашев, В.И. Кравченко, С.И. Макаренко, Е.Д. Пожидаев и В.А. Туркин – преднамеренные деструктивные воздействия; Б.А. Беляев, М.В. Костенко и Н.Д. Малютин – полосковые структуры и устройства защиты; А.М. Костроминов, А.П. Пудовкин и С.А. Сухоруков – методы и средства защиты от СКИ; Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, В.П. Костелецкий и И.Е. Самотин – принцип модального разложения помеховых сигналов и устройства защиты на его основе.

Известен вклад зарубежных исследователей: J. Barnes, H. Ott, C. Paul, W. Radasky, T. Williams – совершенствование обеспечения и моделирования ЭМС РЭС; C. Baum, R. Gardner, J. Nitsch, M. Wik – высокомошные преднамеренные ЭМП; M. Antivachis, D. Boroyevich, H. Kim, T. Tobana, T.L. Wu – устройства подавления и защиты от преднамеренных ЭМП; B. Archambeault, I. Novak, A. Ruehli – связанные многопроводные и полосковые устройства защиты.

Несмотря на широту исследований, создание устройств защиты от СКИ с уменьшенными габаритами, работающих одновременно в синфазном и дифференциальном режимах, остается актуальным. Также, критические отрасли предъявляют повышенные требования, например, к защите, которая должна функционировать при значительном изменении температур, длительных перегрузках, сильных вибрациях, высокой влажности и радиации. Одновременно с этим необходимо учитывать уровни напряжения пробоя, максимально допустимые токи и массогабаритные характеристики.

Цель работы – разработать подходы к повышению характеристик устройств защиты от сверхкоротких импульсов, работающих в синфазном и дифференциальном режимах.

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

1. Выполнить обзор современных устройств фильтрации и устройств защиты от электромагнитных помех.
2. Исследовать возможности для совершенствования характеристик устройств защиты с модальным разложением, работающих в синфазном и дифференциальном режимах.
3. Разработать и экспериментально исследовать устройства защиты с модальным разложением, работающие в синфазном и дифференциальном режимах, на основе 6- и 8-проводных структур.
4. Исследовать возможность улучшения характеристик устройства защиты от сверхкоротких импульсов, работающего в синфазном и дифференциальном режимах, за счет гибридизации планарного фильтра подавления электромагнитных помех и структуры с модальным разложением.

Научная новизна

1. Предложено устройство защиты от сверхкоротких импульсов с использованием центральной симметрии проводников, работающее в синфазном и дифференциальном режимах и отличающееся объединением двух структур в единую конструкцию на общем диэлектрическом основании.

2. Предложены устройства защиты от сверхкоротких импульсов, работающие в синфазном и дифференциальном режимах с центрально-симметричным в поперечном сечении расположением проводников, выполненные в виде единой конструкции из двух структур с соединенными на ближнем и дальнем концах опорными проводниками, отличающиеся увеличением числа проводников с 4 до 6 и 8 и симметричным воздействием помехи для 6-проводной и асимметричным – для 8-проводной структур.

3. Впервые предложена методика проектирования планарного гибридного устройства защиты от сверхкоротких импульсов, работающего в синфазном и дифференциальном режимах, на основе пассивного помехоподавляющего фильтра и полосковой структуры с модальным разложением.

Теоретическая значимость

1. Изучено влияние числа, расположения и схемы соединения проводников на уровень максимальное напряжение на выходе устройств защиты в синфазном и дифференциальном режимах.

2. Получены зависимости влияния параметров поперечного сечения на задержки мод, временные интервалы и коэффициенты затухания устройств защиты, работающих в синфазном и дифференциальном режимах.

3. Изучено влияние материала диэлектрической подложки на максимальное напряжение на выходе устройств защиты в синфазном и дифференциальном режимах.

4. Оценено влияние расположения каскадов и расстояния до экранирующего корпуса на коэффициент затухания и погонные задержки устройств защиты, работающих в синфазном и дифференциальном режимах.

Практическая значимость

1. Разработаны и внедрены схемная математическая модель и прототип помехоподавляющего фильтра в АО «Решетнев» (акт внедрения).
2. Внедрены результаты моделирования и экспериментального исследования устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур и экранированных полосковых структур в учебный процесс ТУСУРа (два акта внедрения).
3. Внедрены результаты квазистатического и электродинамического моделирования и экспериментальных исследований частотных и временных характеристик прототипов 6- и 8-проводных устройств защиты в НИР по грантам РФФИ и госзадания (три акта внедрения).
4. Сформулирована методика проектирования гибридных планарных устройств защиты, сочетающих преимущества полосковых устройств защиты с эффектом модального разложения и пассивных помехоподавляющих фильтров.
5. Предложены рекомендации по выбору топологии поперечного сечения, геометрических параметров, материалов, расположения каскадов и расстояния до экрана для реализации устройств защиты с эффектом модального разложения.
6. Разработаны и изготовлены макеты устройств защиты, работающих в синфазном и дифференциальном режимах: экранированного центрально-симметричного, с горизонтальным расположением каскадов и на основе 6- и 8-проводных полосковых структур.

Положения, выносимые на защиту

1. Предложенное устройство защиты, с использованием центральной симметрии проводников на общем диэлектрическом основании, вносит затухание сверхкороткого импульса длительностью 300 пс до 14 дБ в синфазном и дифференциальном режимах.
2. Предложенные 6- и 8-проводные устройства защиты, каждое в виде единой конструкции из двух структур с соединенными на концах опорными проводниками, вносят затухание сверхкороткого импульса длительностью до 300 пс в синфазном и дифференциальном режимах до 30,8 и 31 дБ для 6-

проводной структуры при симметричном воздействии помехи и до 33,3 и 28 дБ для 8-проводной структуры при асимметричном воздействии помехи.

3. Созданная методика позволяет проектирование планарного гибридного устройства защиты от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах, на основе пассивного помехоподавляющего фильтра и полосковой структуры с модальным разложением.

Методология и методы исследования. Использован комплексный подход, сочетающий компьютерное моделирование, основанное на электродинамическом и квазистатическом подходах, а также экспериментальные исследования, реализованные с помощью векторного и скалярного анализаторов цепей, стробоскопического осциллографа, измерителя иммитанса и измерителя электромагнитных помех.

Достоверность результатов подтверждается согласованностью результатов вычислительных и лабораторных экспериментов. Основные результаты работы представлены на всероссийских и международных конференциях, а также в рецензируемых научных изданиях. Практическая реализуемость подтверждена изготовленными макетами устройств защиты.

Использование результатов исследований

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 «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования, госзадание FEWM-2020-0041, 2020–2021 гг.

3. НИР «Методология обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры на основе модальных технологий», грант РФФИ 20-37-70020 (Стабильность), 2019–2021 гг.

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

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

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

7. НИР «Разработка методического подхода, технических решений и прототипов новых устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов, работающих в дифференциальном и синфазном режимах», грант РНФ 23-79-01216, 2023–2025 гг.

8. НИР «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, госзадание FEWM-2022-0001, 2022–2023 гг.

9. НИР «Методология автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей в условиях деструктивных воздействий», госзадание FEWM-2024-0005, 2024–2026 гг.

10. Учебный процесс радиотехнического факультета ФГАОУ ВО ТУСУРа в 2022–2023 и 2024–2025 гг.

Апробация результатов

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах: ФЦП ИР (проект RFMEFI57417X0172, 2017–2020 гг.), РНФ (гранты 20-19-00446, 19-19-00424, 23-79-01216, в т.ч. на их продолжение),

государственных заданий (FEWM-2020-0041, 2020–2021 гг., FEWM-2024-0005, 2024–2026 гг., FEWM-2022-0001, 2022–2023 гг.), РФФИ (20-37-70020 (Стабильность), 2019–2021 г.); на назначение стипендий Правительства РФ 2019 и 2020 г.; на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа 2022 г.

Результаты докладывались и представлялись в материалах следующих конференций: Межрегиональная науч. конф. «Промышленная революция 4.0: взгляд молодежи», г. Тула, 2020 г.; Межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2019–2022 г.; Межд. научно-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых Научная сессия ТУСУР 2020, 2022 и 2023; Межд. научно-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири», г. Томск, 2021, 2025 г.; Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 26-й Всеросс. молодежной научной конф., г. Ульяновск, 2023 г.; IEEE Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Алтай, 2022 и 2023 г.; Int. Ural Conf. on Electrical Power Engineering (UralCon), Магнитогорск, 2022 и 2023 г.; Int. Russian Smart Industry Conf. (SmartIndustryCon), Сочи, 2024 и 2025 г.; Int. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Сочи, 2024 и 2025 г.; Int. Russian Automation Conf. (RusAutoCon), Сочи, 2024 и 2025 г.; IEEE Int. Conf. on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE), Новосибирск, 2024 г.

Публикации. Результаты исследований опубликованы в 35 работах (3 без соавторов):

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК,	5
из них в журналах ВАК по научной специальности 2.2.13	3
по смежной отрасли	1
по смежной специальности	1
Доклад в трудах конференций, индексируемых в WoS и SCOPUS	13
Доклад в трудах отечественных конференций	12
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	3
Патент на изобретение	2
ИТОГО:	35

Личный вклад. Цель и задачи определены совместно с научным руководителем. Результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну, получены автором лично или совместно с научным руководителем. Обработка и интерпретация данных выполнена совместно с научным руководителем. Часть результатов компьютерного моделирования получена при участии *Черниковой Е.Б.* Отдельные результаты исследования получены совместно с соавторами публикаций. Личный вклад автора состоит в разработке геометрических и схемных моделей, моделировании и измерении устройств защиты, а также в подготовке РИД и научных публикаций.

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 раздела, заключение, список используемых источников из 126 наименований, приложение из 20 с. Объем диссертации с приложением – 237 с., в т. ч. 178 рисунков и 65 таблиц.

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 приведена актуальность обеспечения ЭМС в РЭС, выполнен обзор современных активных, пассивных, интегрированных, экранированных и полосковых устройств защиты от СКИ, а также сформулированы цель и задачи работы. В разделе 2 рассмотрена поэтапная разработка устройств защиты для работы в синфазном и дифференциальном режимах, исследовано влияние параметров поперечного сечения, экранирования и каскадирования на характеристики устройств защиты. В разделе 3 приведены результаты разработки и экспериментального исследования 6- и 8-проводных устройств защиты. В разделе 4 приведена методика разработки и проектирования планарного гибридного устройства защиты. В Приложении А приведены документы о внедрении результатов работы, в Приложении Б – охранные документы, в Приложении В – об индивидуальных достижениях.

1. ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ОТ КОНДУКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВАХ

1.1 Актуальность решения проблемы кондуктивных электромагнитных помех в современных РЭС

В современных РЭС, благодаря значительным коммутационным токам, напряжениям, а также возрастающей частоте их переключений, генерируются высокочастотные электромагнитные помехи (ЭМП) [1–8]. Такие помеховые токи называются кондуктивными ЭМП: они, проходя по входным линиям питания устройства, вызывают помехи в других электронных системах, включая вспомогательные цепи [9]. Любое оборудование, предназначенное для использования в гражданской и военной промышленности а, также критических областях деятельности человека, должно соответствовать ужесточающимся из года в год стандартам электромагнитной совместимости (ЭМС) [10–14]. Минимизация влияния ЭМП для соответствия подобным стандартам ЭМС даже на этапах разработки требует значительных затрат, кратно увеличивающихся на следующих этапах проекта [15]. На текущий момент существует множество различных систематических методов, процедур проектирования и устройств защиты, направленных на снижение влияния кондуктивных ЭМП [16, 17]. Тематические обзорные материалы по конструкторским и схемотехническим решениям предлагают недостаточное количество примеров, ограниченное конкретными производителями [18–23] или разновидностями устройств защиты (гибридные [24], для импульсных источников питания [25], пассивные [26]). Таким образом, решение проблемы кондуктивных ЭМП в современных РЭС является актуальной.

1.1.1 Устройства защиты на основе активных элементов

В [27] исследуется устройство, представляющее собой активный фильтр синфазных помех по постоянному току. Данный фильтр предназначен для компенсации синфазных помех на выходе полезной нагрузки и снижения высокочастотных токов утечки. В данном фильтре используется система обнаружения напряжения синфазной помехи, образованная при помощи трех конденсаторов C_d , соединенных «звездой», величина каждого из них составляет 1 нФ, величина дополнительной разделительной ёмкости C_r – 3 нФ (рисунок 1.1).

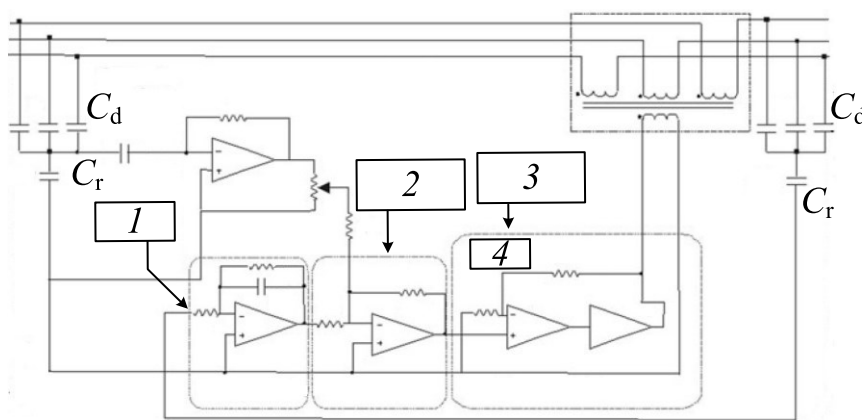


Рисунок 1.1 – Схема синфазного активного фильтра: ФНЧ (1), линейный усилитель (2), усилитель мощности (3), синфазный дроссель (4)

Это связано с тем, что детектируемое напряжение делится на коэффициент $k = 2$, а значит, активный фильтр работает при напряжении, вдвое меньшем, чем напряжение питания. Используемый усилитель мощности LME 49600. В конструкции синфазного дросселя применен сердечник из нанокристаллического материала с высоким значением магнитной проницаемостью (VITROPERM W523). Дроссель обладает коэффициентом трансформации 1:2. Полоса пропускания дросселя порядка 10 МГц. Для линейного усилителя и фильтра нижних частот используется микросхема LM6172. Макет устройства изображен на рисунке 1.2



Рисунок 1.2 – Макет синфазного активного фильтра

На рисунке 1.3 приведены экспериментальные осциллограммы напряжений на полезной нагрузке без фильтра и с фильтром при отсутствии (рисунок 1.3, *а*) и при наличии (рисунок 1.3, *б*) сигнала обратной связи (ОС) по напряжению.

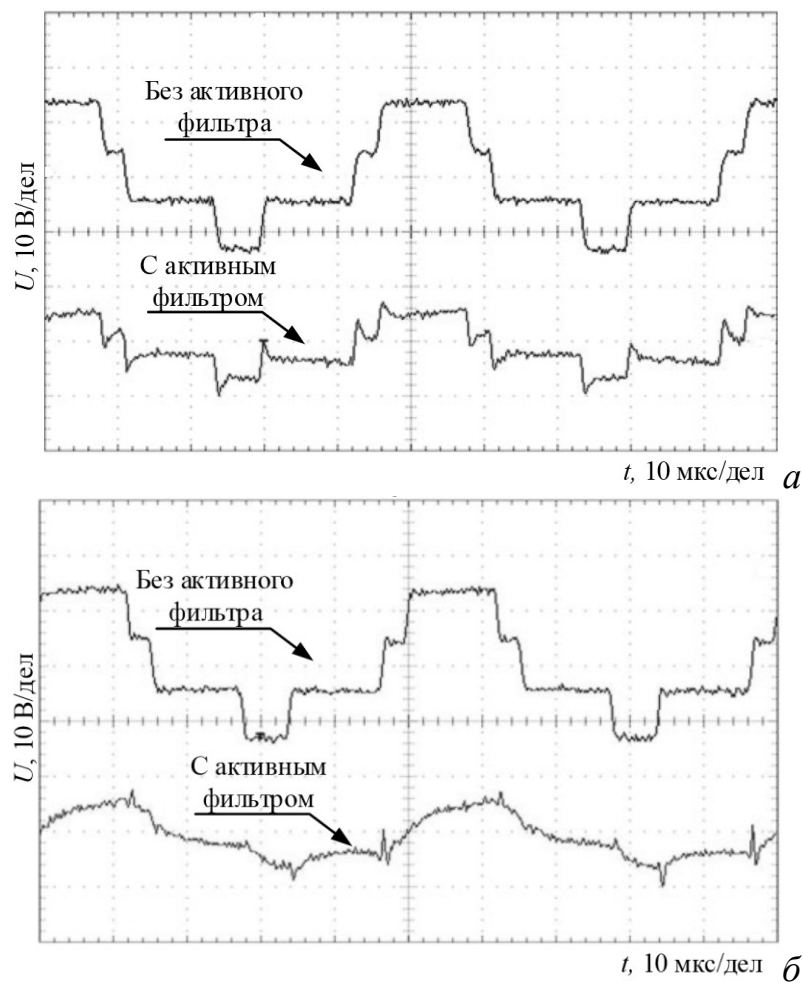


Рисунок 1.3 – Осциллограммы сигналов: при отсутствии (*а*) и при наличии (*б*) ОС по напряжению

По результатам измерений отмечено, что использование активного фильтра позволяет уменьшить амплитуду синфазных помеховых напряжений до 50%, а наличие ОС по напряжению приводит к дополнительному сглаживанию

фронтов. Это связано с тем, что сигнал ОС воспроизводит быстрые фронты и тем самым способствует улучшенной компенсации напряжений в синфазном режиме.

Существуют портативные модульные фильтры ЭМП производства компании SynQor со стандартным расположением выводных контактов [28]. Отличительной особенностью данных фильтров является отсутствие электролитических конденсаторов в составе устройств, что положительно влияет на ресурс, снижает энергетические потери и расширяет температурный рабочий диапазон (рисунок 1.4).

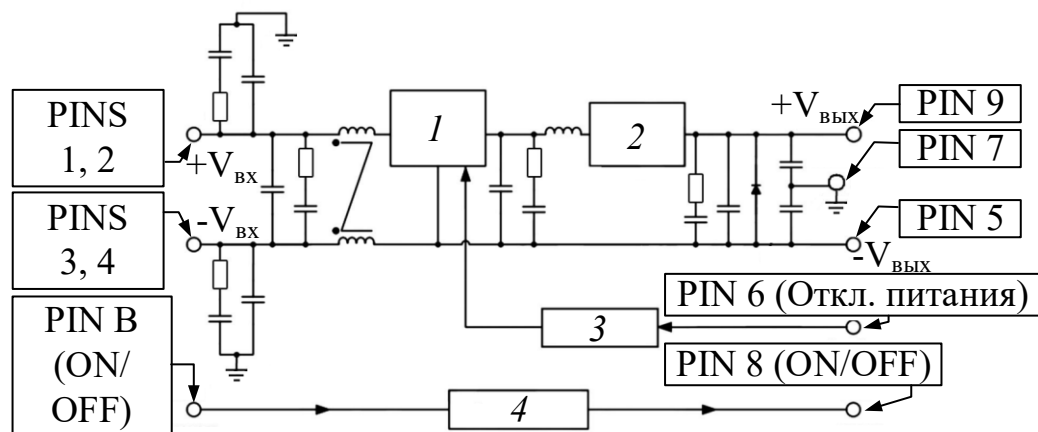


Рисунок 1.4 – Структура модульного ЭМП-фильтра модели MCOTS-F-28-T-HT: узел защиты, контроля напряжения и мягкого старта (1), повторитель (2), согласующая схема (3), синхронный выпрямитель и схема контроля (4)

Фильтры предлагаются в двух вариантах исполнения: Mil-COTS и Hi-Rel, рисунок 1.5. Mil-COTS имеют упрощенную конструкцию и технические решения для эффективного отвода тепла, например заполнение внутреннего пространства теплопроводным поли-мерным компаундом. а все конденсаторы в составе устройства заменены керамическими.

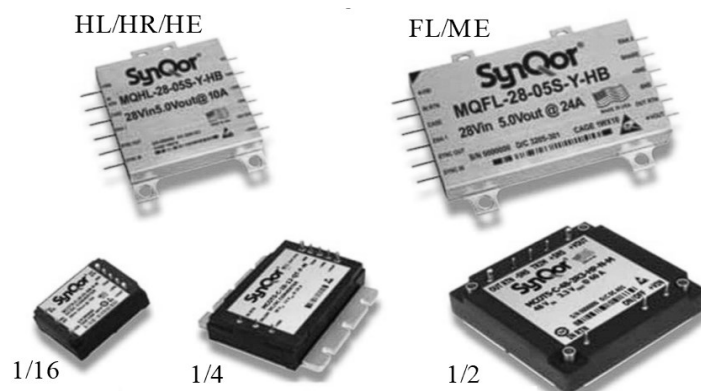


Рисунок 1.5 – Конструктивное исполнение ЭМП-фильтра: модели Mil-COTS (сверху) и Hi-Rel (снизу) с различными вариантами корпусов

В [29] описано модульное устройство защиты MTF50 компании XP Power, предназначенный для помехоподавления в цепях питания РЭС, рисунок 1.6. Герметизированный полимерным компаундом корпус размерами 40×26×12,7 мм. В составе модуля MTF50 применены блок управления включением/выключением 1, фильтр 2 на основе четырех встроенных сглаживающих конденсатора Y-типа, имеющих индивидуальный контактный штырь, а также блок активной защиты от сверхкоротких выбросов напряжения 3. Экспериментальные спектрограммы уровней напряжения полученные на выходе фильтра изображены на рисунке 1.7. Отмечено, что на выходных клеммах устройства уровни напряжений находятся гораздо ниже значений, регламентированных стандартом MIL-STD-461E [30].

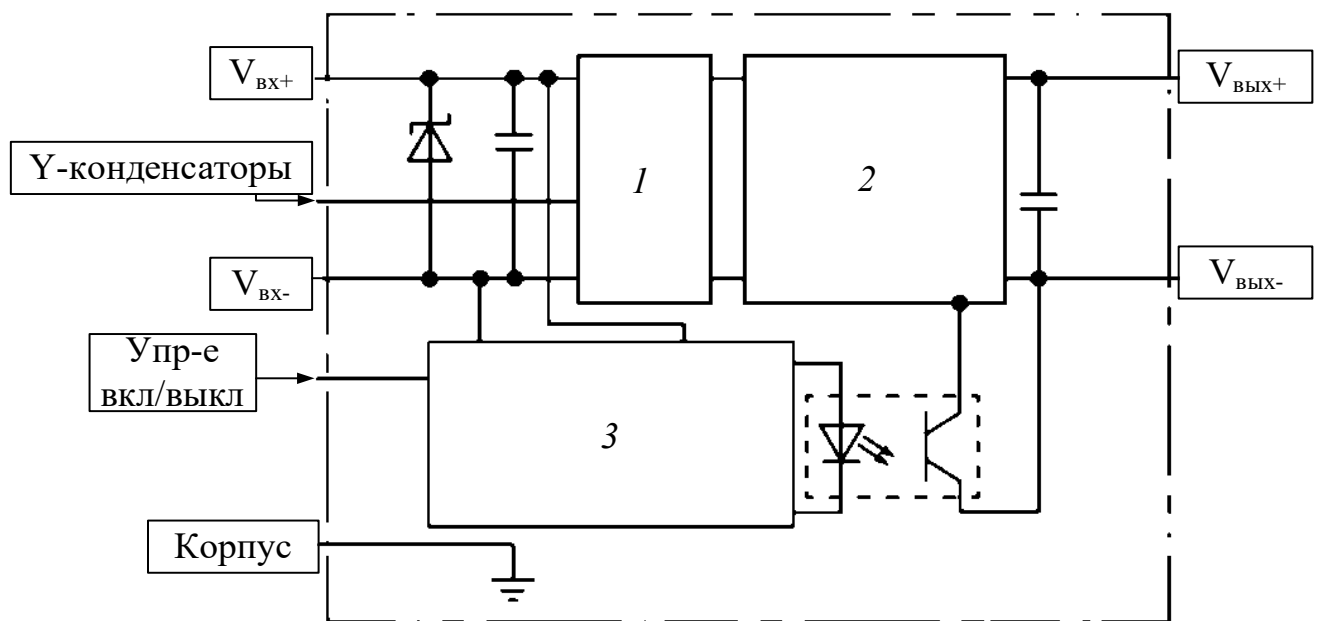


Рисунок 1.6 – Структурная схема модульного фильтра MTF50

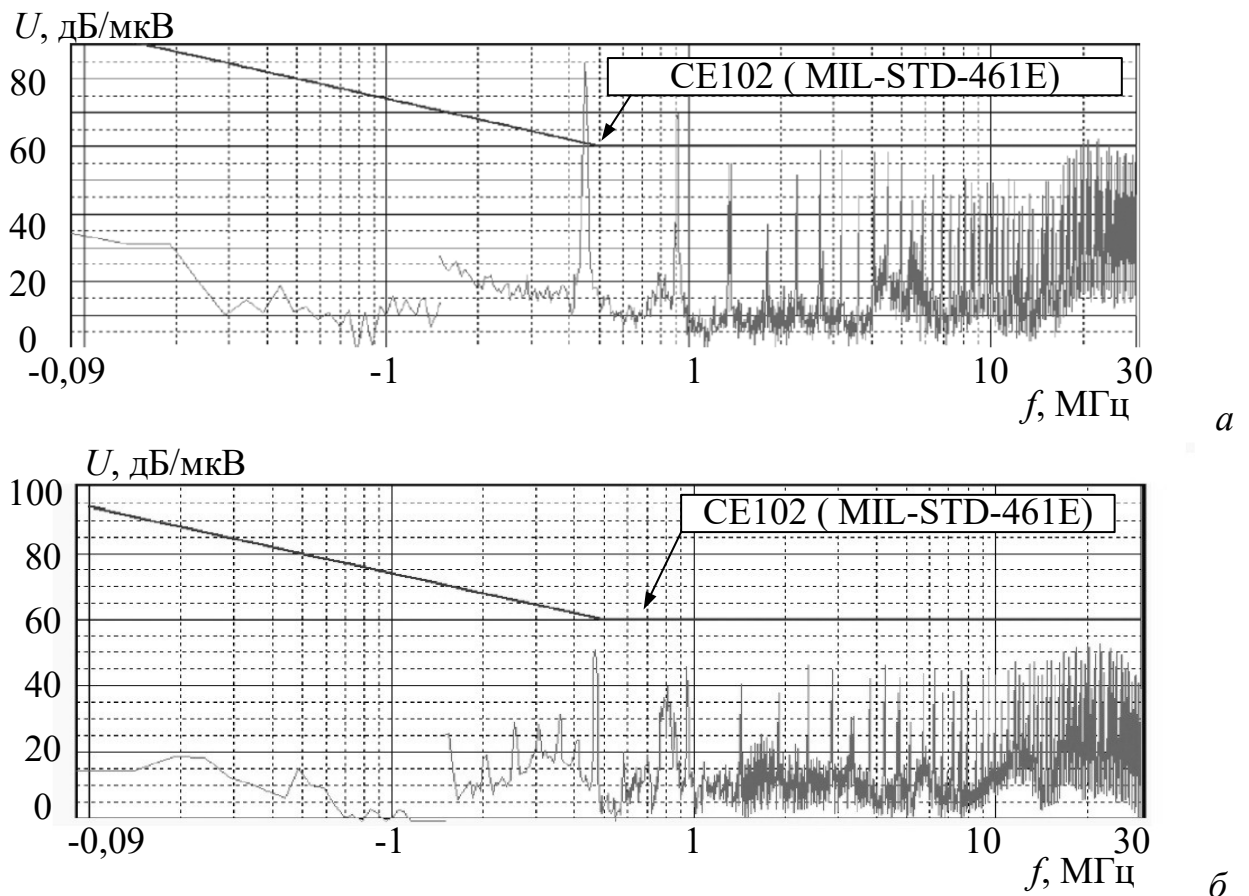


Рисунок 1.7 – Спектрограммы помех модульного фильтра MTF50: на входных (а) и выходных клеммах (б)

1.1.2 Устройства защиты на основе пассивных элементов

Известно устройство защиты, представляющее собой конденсаторную батарею-фильтр (рисунок 1.8), состоящую из наборов фазных и линейных конденсаторов таким образом, что к симметричным точкам цепи из не менее трех последовательно соединенных линейных конденсаторов подключены одни из выводов фазных конденсаторов [31].

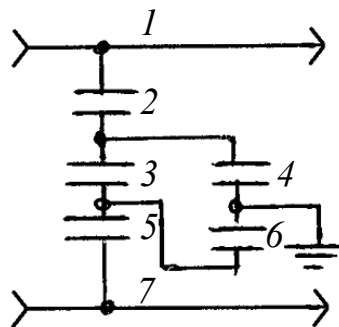


Рисунок 1.8 – Конденсаторная батарея-фильтр

Данное устройство работает следующим образом: при подключении между полезной нагрузкой и источником в мощных цепях электропитания, происходит подавление импульсных помеховых воздействий между линиями 1, 7 при помощи цепи линейных конденсаторов 2, 3, 5. При появлении синфазных помеховых импульсов происходит их фильтрация при помощи фазных конденсаторов 4, 6. Номинал линейных конденсаторов выбирается с учетом значительного напряжения, возникающего между линиями. В свою очередь, фазные конденсаторы рассчитываются на значительно меньшее напряжение, что позволяет уменьшить конечные габариты устройства и упростить установку.

В [32] представлена полезная модель устройства защиты, в котором повышение качества фильтрации пиковых помеховых импульсов в дифференциальном и синфазном режимах работы достигается за счет того, что в составе устройства применен двухобмоточный синфазный помехоподавляющий дроссель, на входе и выходе которого установлены два сглаживающих конденсатора (рисунок 1.9).

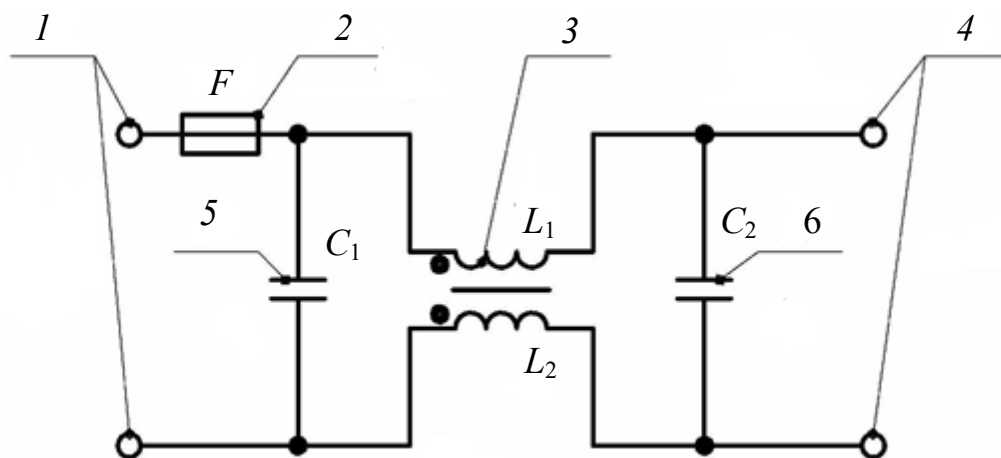


Рисунок 1.9 – Помехоподавляющий входной фильтр

Устройство работает следующим образом: при отключении полезной нагрузки, возникающие дифференциальные помеховые импульсы и являющиеся следствием переходных процессов, подавляются конденсаторами C_1 и C_2 . Для подавления синфазных помеховых импульсов используется симметричный двухобмоточный дроссель L_1L_2 , обладающий высоким индуктивным сопротивлением. Результаты испытаний устройства защиты в соответствии с ГОСТ 30805.22-2013 (CISPR 22:2006) [33] на предельные уровни помеховых

эмиссий со стороны полезной нагрузки в направлении цепей питания показаны на рисунке 1.10.

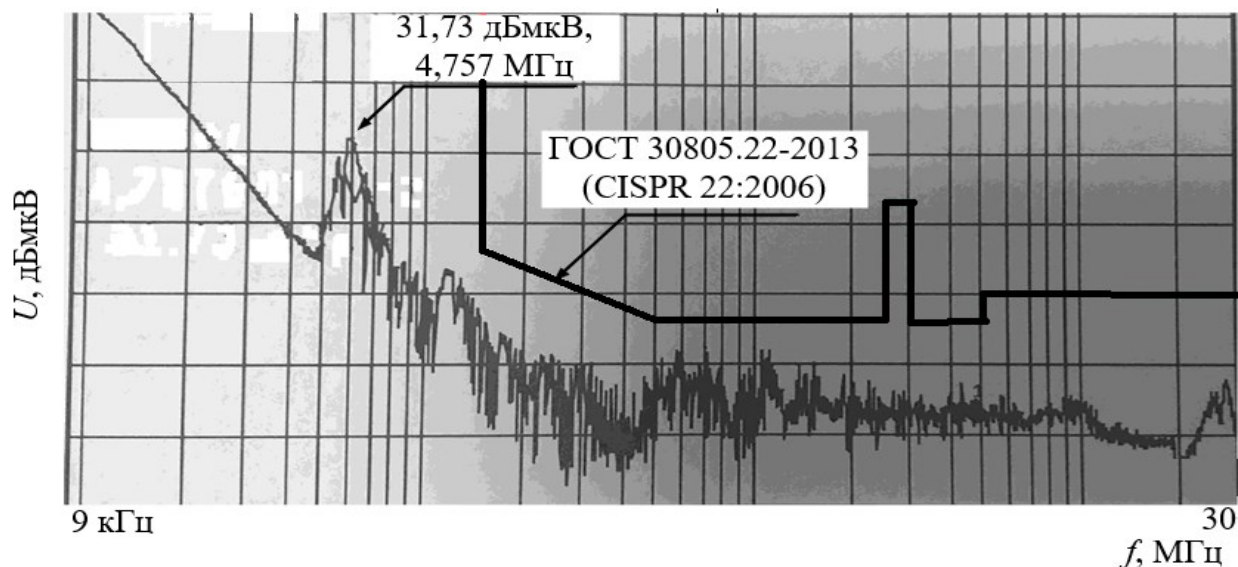


Рисунок 1.10 – Спектрограмма помеховых эмиссий на выходе устройства защиты

Известна конструкция [34] индуктивно-емкостного фильтра, предназначенного использования в источниках питания сварочной дуги для фильтрации высоковольтных импульсов напряжения высокой частоты, возбуждаемых осцилляторами (рисунок 1.11). Конструкция и схемотехника устройства схожа с [32] и отличается наличием газового разрядника FA , последовательно включенного с входным сглаживающим конденсатором C_1 и предназначенного для образования на основе индуктивно емкостного фильтра I колебательного контура с переменным показателем добротности.

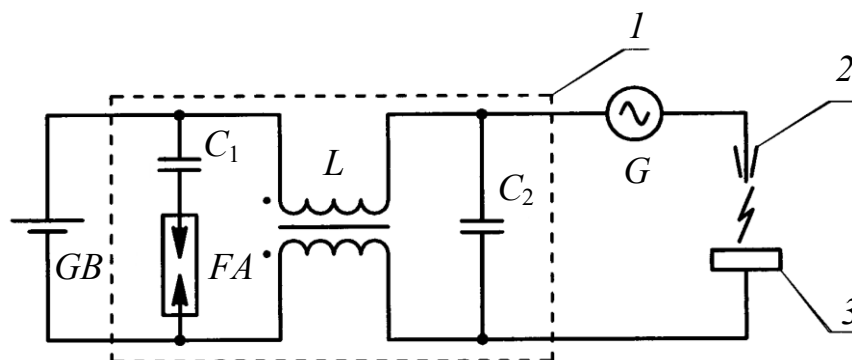


Рисунок 1.11 – Индуктивно-емкостной фильтр

Заявляемое устройство работает следующим образом: рабочие токи источника питания GB взаимно компенсируются, проходя через синфазный дроссель L , не приводят к насыщению кольцевого магнитопровода и не оказывают

влияния на эффективность работы дросселя. Сглаживающий конденсатор C_2 предназначен для шунтирования выхода индуктивно-емкостного фильтра, а его сопротивление помеховым импульсам со стороны осциллятора равно нулю. Сглаживающий конденсатор C_1 препятствует появлению непреднамеренной дуги постоянного тока, наведенной от источника GB в разрядник FA .

В [35] описано устройство защиты от импульсных помех, представляющее собой синфазный фильтр для преобразователя, работающего в импульсном режиме 4. Устройство состоит из кольцевых магнитопроводов 2 и 7 на основе аморфного железа или феррита, на которых выполнены основные обмотки 1 и 6 подключённые к выходным или входным цепям преобразователя, а также вторичных обмоток 3 и 5, которые соединены друг с другом (рисунок 1.12). Технический результат предложенного устройства заключается в упрощении конструкции и достигается за счет того, что каждый кольцевой магнитопровод обладает индивидуальной основной обмоткой, при этом вторичные обмотки являются общими и соединены между собой.2

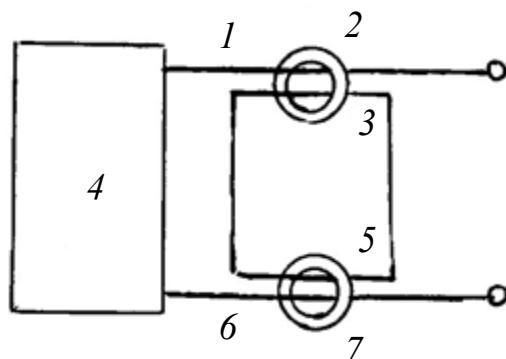


Рисунок 1.12 – Синфазный фильтр импульсного преобразователя

Предложенное устройство работает следующим образом: возникающие при работе импульсного преобразователя 4 токи синфазной помехи на кольцевых магнитопроводах 2 и 7, всегда будут сонаправлены. По этой причине участок цепи, состоящий из основных обмоток 1, 6 и кольцевых магнитопроводов 2 и 7, является для синфазных помеховых импульсов ослабляющей индуктивностью. При этом встречно направленные вторичные обмотки 3 и 5 не будут оказывать влияния на синфазную помеху. В случае возникновения дифференциальных помеховых импульсов, наведенные током электродвижущие силы во вторичных

обмотках суммарно образуют ток, величиной аналогичный току короткого замыкания. Соответственно, кольцевые магнитопроводы 2 и 7 перейдут в режим короткого замыкания, по причине которого сопротивление основных обмоток 1 и 6 будет крайне мало.

В [36] описана полезная модель, представляющая собой помехоподавляющий фильтр для цепей переменного тока, состоящий из трех индуктивных звеньев (два синфазных дросселя 5, индуктивно связанных обмотками 4, а также отдельные индуктивности 6), набора керамических конденсаторов 3, выполненный в двойном экранирующем корпусе (металлический корпус 1 и внутренний металлический экран 2) (рисунок 1.13). Конечное изделие заливается компаундом, в состав которого введены ферромагнитные порошки аморфных измельченных и нанокристаллических фракций. Технический результат заключается в увеличении значения вносимого затухания в полосе подавления фильтра и расширении полосы подавления ЭМП. Также известен помехоподавляющий фильтр для цепей постоянного тока [37]. Конструкция данного устройства отличается от [36] наличием электролитических конденсаторов на выходе устройства.

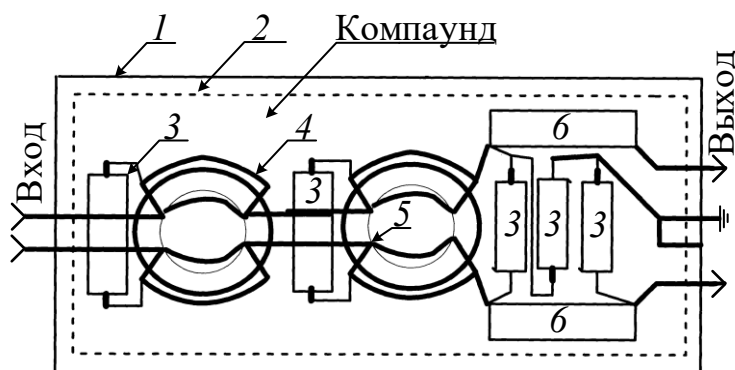


Рисунок 1.13 – Модульный помехоподавляющий фильтр модульного исполнения, для цепей переменного

1.1.3 Интегрированные устройства защиты

В [38] предложен способ изготовления линии электропередачи, позволяющий снизить амплитуды СКИ в дифференциальном и синфазном режимах за счет уменьшения погонной индуктивности и увеличения погонной

емкости линии в поперечном сечении. Способ заключается в следующем: полый цилиндр из диэлектрического или электропроводящего материала 2 покрыт диэлектрической оболочкой 1, при этом внутри данного цилиндра выполнены линии передачи 4 в оболочке 3, а на внешнюю сторону, наматываются k -электропроводящих слоев 5, совмещенных с изоляторами 6 (рисунок 1.14, *а*). На продольные стороны электропроводящих слоев установлены Г-образные коннекторы 7 и 8, каждый из которых соответствует фазам или полюсам используемой линии передачи (рисунок 1.14, *б*), На торцевых сторонах электропроводящих слоев смонтированы пустотелые металлические цилиндры 9 и 11) с одинаковой площадью поперечного сечения, но имеющие разный радиусы, совместно с изоляторами 10, образуя коаксиальную линию передачи, состоящую из k -цилиндров, разделенных изоляторами (рисунок 1.14, *в*). Элемент 12 линии передачи представляет собой конструкцию, показанную на рисунке 1.14, *а*.

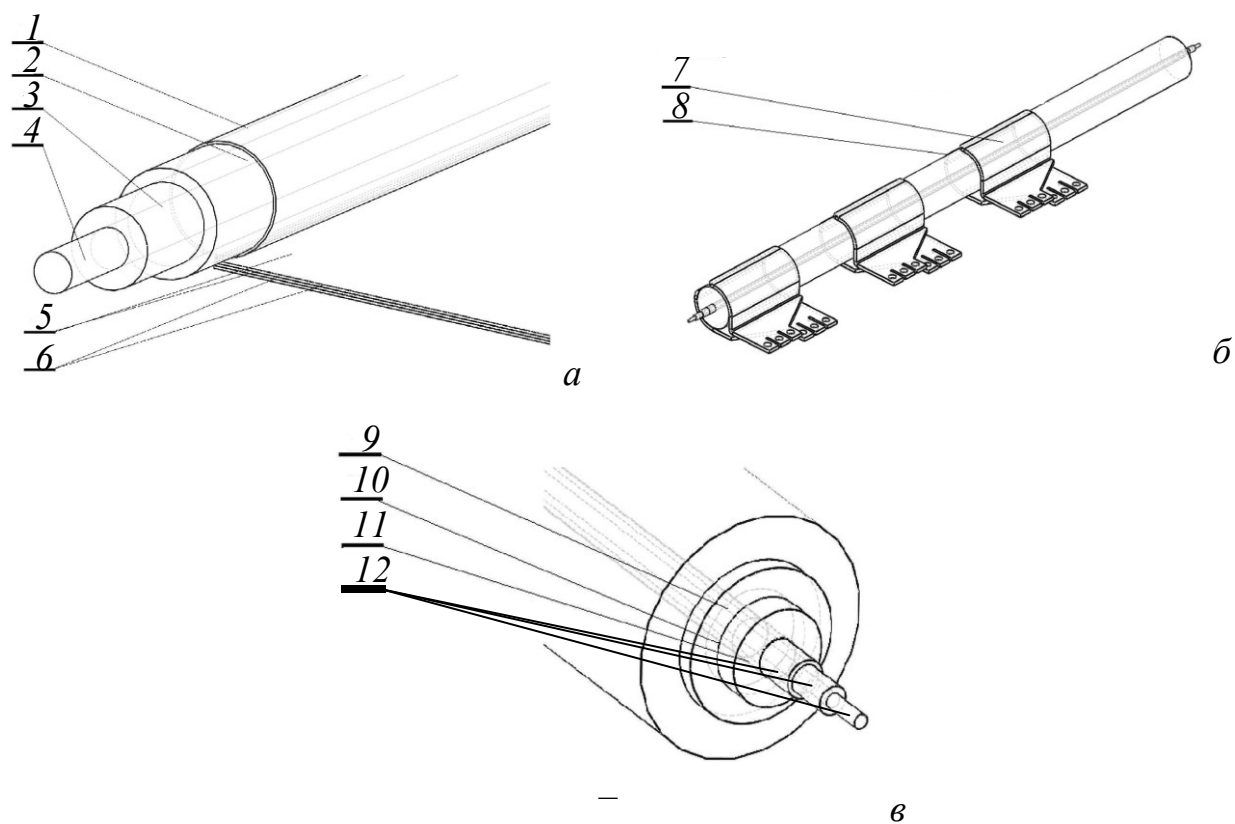


Рисунок 1.14 – Линия передачи (изометрия), вид: развернутый (*а*), спирального сечения (*б*), цилиндрические клеммы (*в*)

Технический результат достигается по причине плотного сворачивания нескольких электропроводящих слоев, все витки полюсов расположены друг подле друга, тем самым увеличивая погонную емкость, а значение погонной индуктивности, наоборот, снижается, за счет возникающей между витками взаимной индуктивности.

В [39] представлена полезная модель помехоподавляющего кабеля. В конструкции кабеля применена токопроводная жила 5, одиночная или в виде нескольких проводников 2, оснащенная кольцевыми наконечниками 1 и покрытая помехоподавляющим экраном, который состоит из лент, выполненных быстроохлаждаемых нанокристаллических или аморфных метастабильных сплавов 7. По причине расположения лент «внахлест», в конструкции помехоподавляющего экрана полностью исключены щели и апертуры. Материал экрана также обладает высокой индукцией насыщения, позволяя поглощать избыточное магнитное поле, параллельно с этим экранируя магнитные поля, поступающие извне. С целью защиты кабеля от внешнего электромагнитного излучения, в конструкции применяется дополнительная медная экранирующая оболочка 6, расположенная под внешним защитным покрытием 8 (рисунок 1.15).

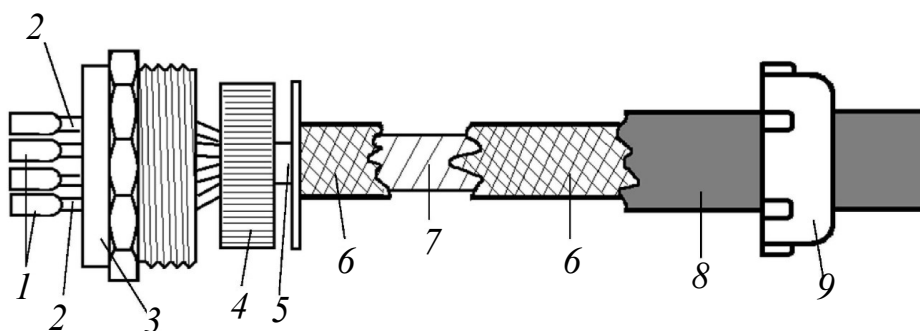


Рисунок 1.15 – Помехоподавляющий кабель

Для ограничения распространяющихся СКИ в жиле, в конструкции применен кольцевой ферритовый сердечник 4. Примечательно, что в качестве материала магнитопровода может выступать как упомянутая выше лента из метастабильных быстроохлаждаемых сплавов, так и классический феррит. Установленный таким образом кольцевой магнитопровод образует на данном участке линии передачи синфазный трансформатор.

Описано устройство [40], представляющее собой помехозащищенную силовую шину электропитания (СШЭП), состоящую из проводника в виде пластины 3, которая изолирована и помещена к корпус. Корпус представляет собой крышку 1 и П-образное основание 7 (рисунок 1.16).

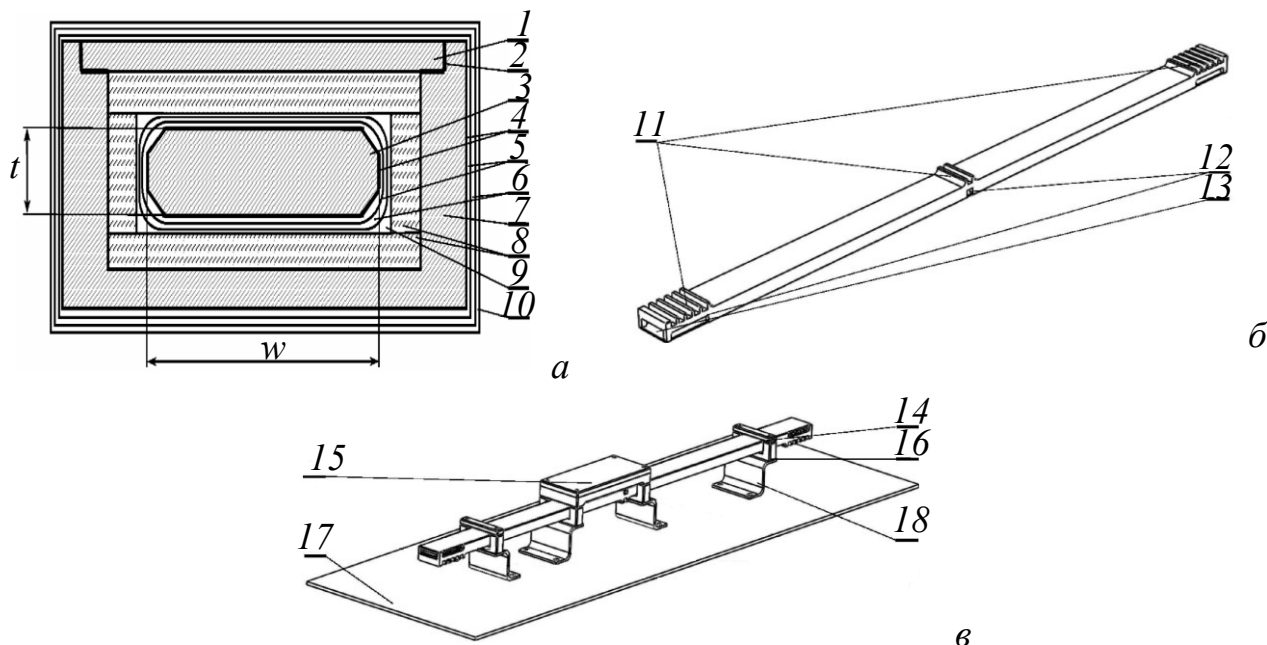


Рисунок 1.16 – СШЭП: поперечное сечение (а), изометрия (б, в)

Каждая из токопроводящих жил имеют углубления для пайка 11 с целью монтажа отводов по продольным сторонам. Основание 7 также имеет возможность для установки отводов через прорези 12. С целью компенсации теплового продольного расширения токопроводящей шины 3, основание 7 имеет открытые стенки 13. Технически результат заявляемого устройства заключается в увеличении механической и электрической прочности СШЭП, обладающей устойчивостью к внешним ЭМП, а также низкими паразитными параметрами.

1.1.4 Полосковые устройства защиты

В [41] рассмотрен встречно-штыревой микрополосковый фильтр в качестве устройства защиты от СКИ (рисунок 1.17). Фильтр состоит из массива из n -резонаторов линии передачи, каждый из них имеет длину $\lambda/4$ от длины волны до соответствующей средней частоты и заканчивается попеременно разомкнутой или короткозамкнутой цепью. Ширина линий связи, должна быть выбрана таким

образом, чтобы соответствовать характеристическому сопротивлению нагрузки или источника. Такие фильтры подходят для защиты электронных схем от очень быстрых переходных процессов значительной амплитуды и могут быть легко интегрированы в электронные схемы в процессе производства.

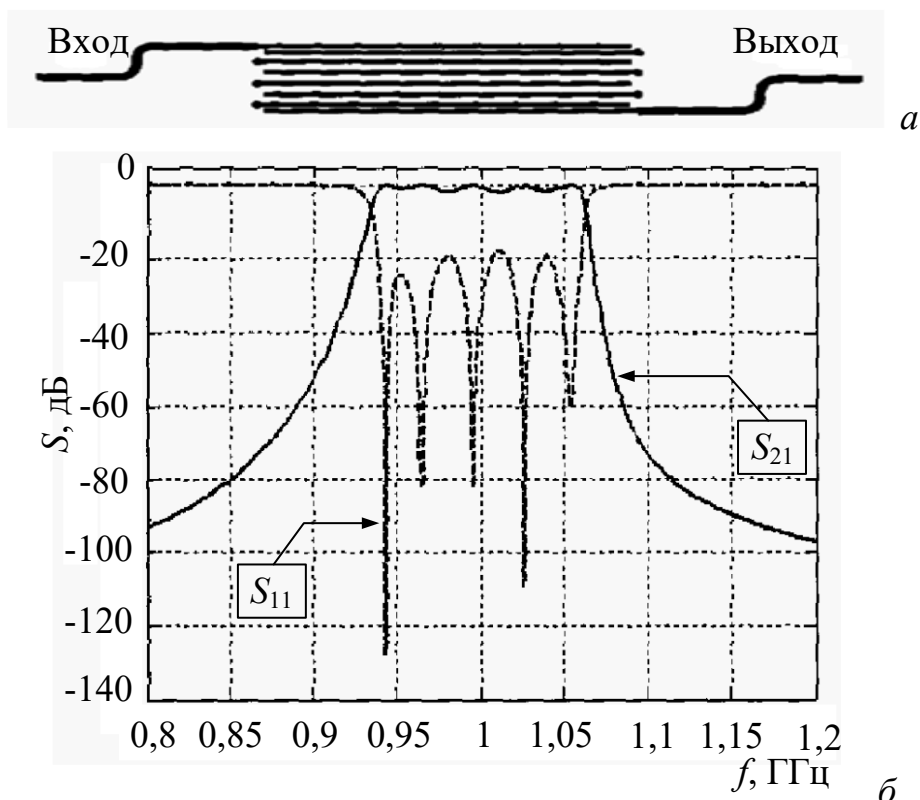


Рисунок 1.17 – Полосовой встречно-штыревой фильтр (а) и его частотные зависимости S_{11} и S_{21} (б)

В [42] рассмотрена зеркально-симметричная полосковая структура как способ компоновки дифференциальной пары проводников. Технический результат заключается в возможности ослабления СКИ как в дифференциальном, так и в синфазном режимах работы и достигается за счет определенной компоновки проводников: пятипроводная линия передачи состоит из резервируемых, резервных и опорных проводников, помещенных в диэлектрическую среду (рисунок 1.18).

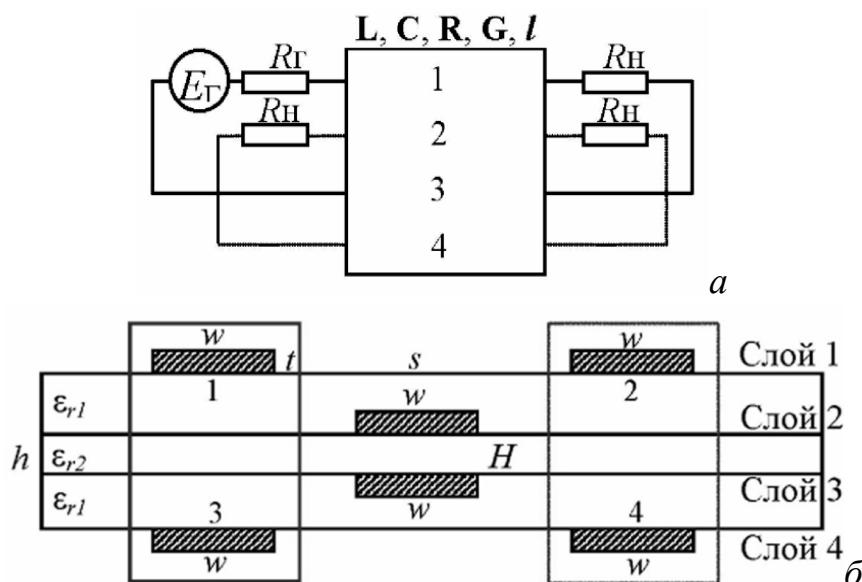


Рисунок 1.18 – Зеркально-симметричная полосковая структура: схема электрических соединений (а) и поперечное сечения (б)

Используя дифференциальные резервируемые и резервные пары проводников (1 и 3 и 2 и 4 соответственно), и располагая их на наиболее удаленных друг от друга четвертом и первом слоях, достигается лицевой вид связи между линиями, который увеличивает показатель электромагнитной связи между проводниками как в синфазном, так и в дифференциальном режимах работы. Структура обладает следующими геометрическими параметрами (в мкм) $t = 35$, $s = 700$, $w = 325$, $H = 510$, $h = 920$. Продольная длина структуры составляет $l = 1$ м. Значения всех резисторов равно 100 Ом. Результаты моделирования структуры во временной и частотной областях представлены на рисунке 1.19. Видно, что вносимые потери в дифференциальном режиме работы составляют 3,57 раз. В синфазном режиме наблюдается незначительное колебание сигнала, в пределах 1 мВ. По результатам анализа частотной зависимости, полоса пропускания составила порядка 450 МГц по уровню -3 дБ.

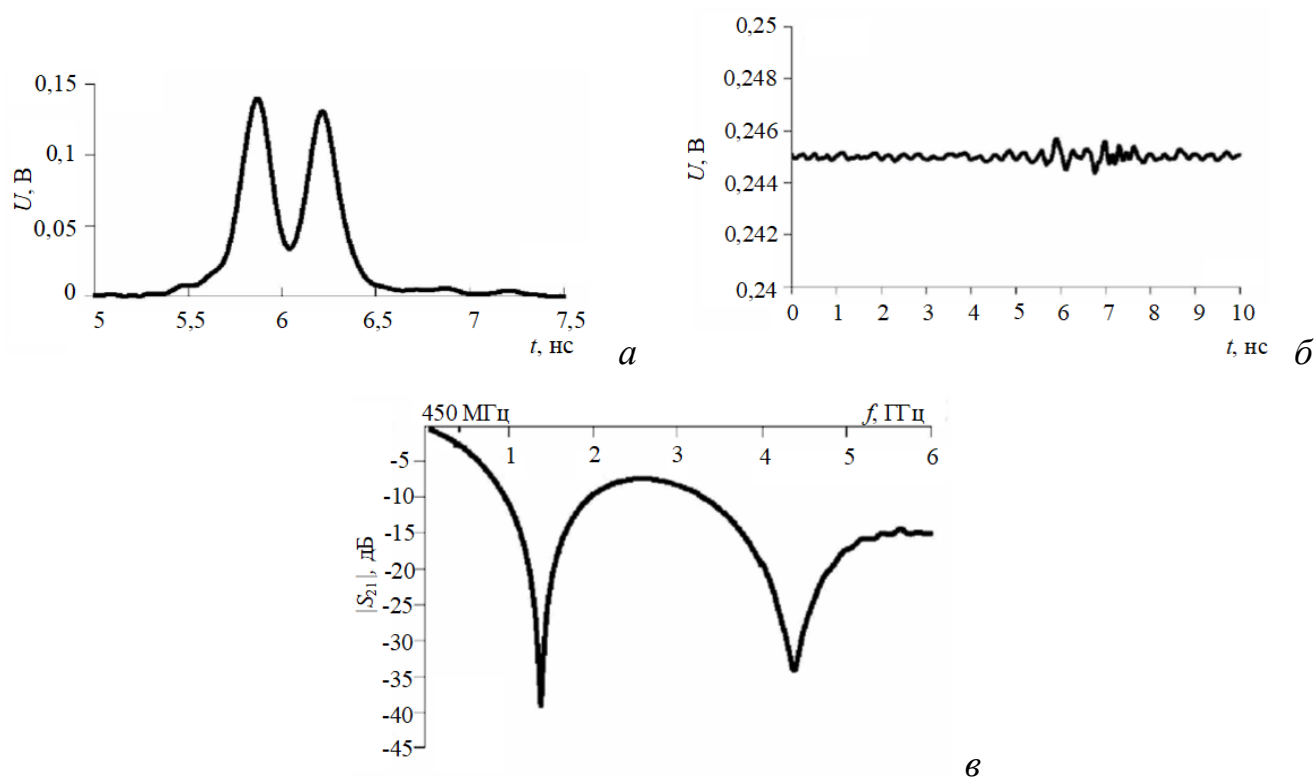


Рисунок 1.19 – Моделирование во временной области: прохождение дифференциального (а) и синфазного (б) сигналов; частотная зависимость коэффициента передачи устройства (в)

1.1.5 Устройства защиты, работающие в синфазном и дифференциальном режимах

Кондуктивные помехи распространяются, как в синфазном, так и в дифференциальном режимах (рисунок 1.20) [43]. Уровни допустимых помеховых воздействий, виды испытаний, нормы и методы измерений определяют такие стандарты как CISPR 22, ГОСТ Р 51317.6.4-2009, ГОСТ Р 51317.1.5-2009, ГОСТ Р 51318.11-2006. В общем случае для подавления дифференциальных помех, распространяющихся по проводникам, используются фильтры нижних частот из конденсаторов и катушек индуктивности. Схема фильтра синфазных помех содержит соединенные с землей конденсаторы (Y-конденсаторы). В качестве последовательно включенного реактивного элемента следует использовать синфазный дроссель [44].

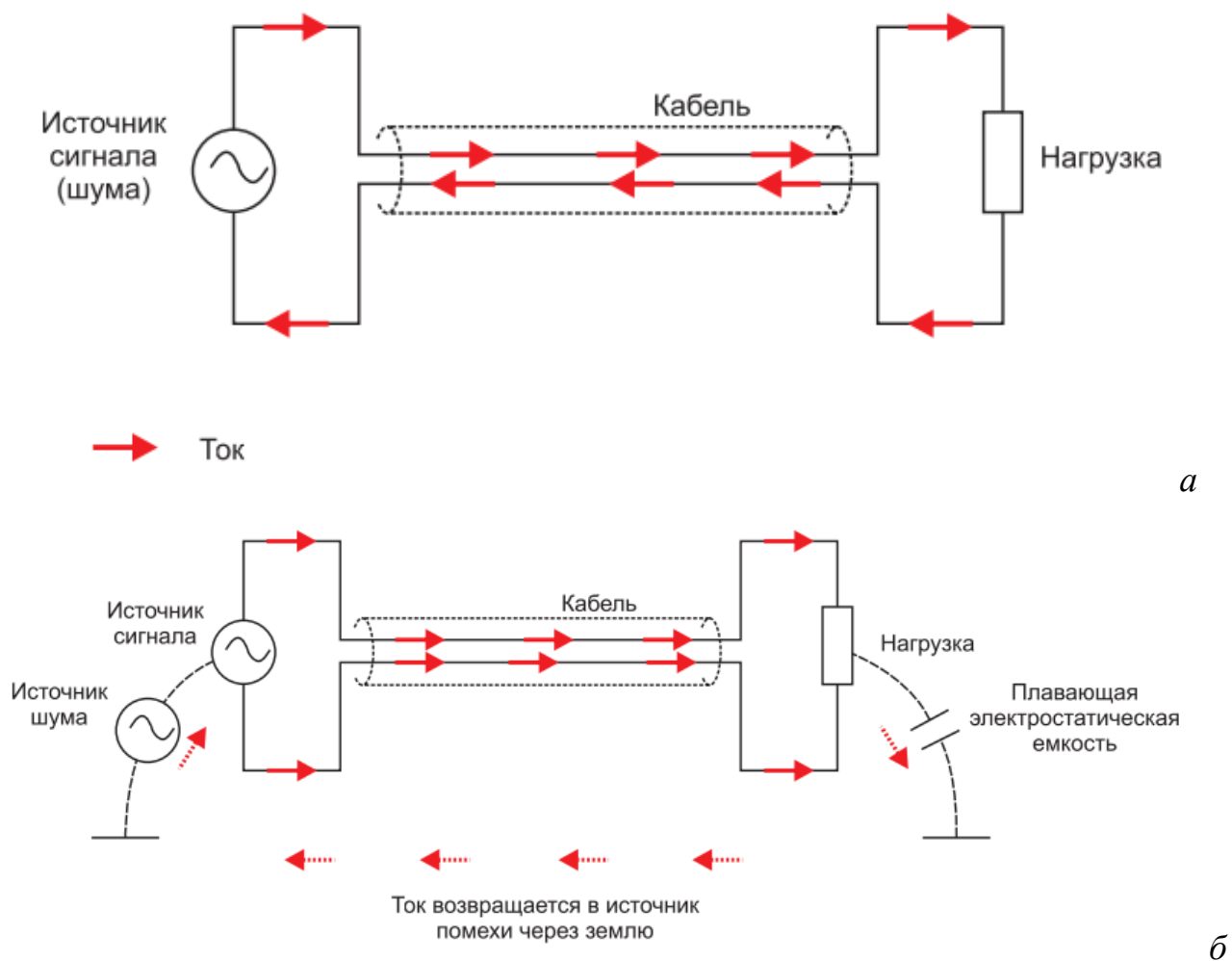


Рисунок 1.20 – Дифференциальный (а) и синфазный (б) режимы распространения помехи [44]

Известно двухдиапазанное устройство защиты [45], представляющее собой микрополосковый фильтр на основе резонаторов с двойной открытой шлейфовой нагрузкой (DOSLR). Для обеспечения высокой частотной избирательности дифференциального режима и усиленного подавления синфазного сигнала, в центр одного DOSLR добавлен шлейф, обеспечивающий ступенчатый импеданс. Доказана эффективность метода борьбы с синфазными электромагнитными помехами при помощи правильно спроектированных активных и пассивных микроволновых цепей [46]. В работе представлен дифференциальный фильтр с возможностью подавления синфазных помех по всей полосе частот при помощи пары встречно-параллельных сбалансированных переходов между микрополосками и щелевыми линиями. Получено, что за счет электрической стенки в плоскости симметрии структуры, доступной только для

дифференциального возбуждения, достигается сильная связь и, как следствие, сверхширокополосный режим пропускания дифференциальных сигналов. Известна структура сверхширокополосного фильтра синфазных помех на основе асимметричного резонатора с короткозамкнутой шлейфовой нагрузкой (ASSLR), состоящая из пары извилистых дифференциальных линий, предложенного резонатора с использованием ASSLR и заземляющего слоя [47]. Данная конструкция характеризуется низкими вносимыми потерями и плоской групповой задержкой для дифференциального режима и одновременно сохраняет хорошую целостность дифференциальных сигналов. Известна структура сбалансированного фильтра произвольного порядка [48]. Данный фильтр состоит из N -участков связанных линий и поглощающих резисторов. Благодаря предлагаемой архитектуре, не только синфазная помеха, но и внеполосный дифференциальный сигнал может быть направлен в поглощающую цепь и рассеян на резисторах, реализуя безотражательные характеристики как для синфазных, так и для дифференциальных сигналов. В работе [49] описаны оптимизированные балансные микрополосковые фильтры, путем объединения многосекционных зеркальных резонаторов со ступенчатым импедансом и встречно-штыревых конденсаторов. Зеркальные резонаторы обеспечивают необходимые нули передачи (как для дифференциального, так и для синфазного отклика) для одновременного достижения широкой полосы задерживания для дифференциального режима и эффективного подавления синфазного сигнала в интересующей области (полоса пропускания дифференциального режима) и за ее пределами. Существуют также и малогабаритные балансные полосовые фильтры, на основе комбинации многосекционных зеркальных резонаторов со ступенчатым импедансом и встречно-штыревых конденсаторов [50]. Представленная топология фильтра полезна для достижения широкой полосы пропускания дифференциального режима, с широкой полосой заграждения для него, а также очень эффективного подавления синфазного сигнала. Благодаря настройке нулей передачи для обоих режимов работы возможно расширение полосы задерживания дифференциального и синфазного сигналов до значительно более высоких частот. Для защиты

высокочастотных SiC-инверторов применяются модифицированные одно- и многокаскадные фильтры подавления электромагнитных помех [51]. Однокаскадный фильтр ЭМП разработан путем включения дифференциального фильтра, обеспечивающего одинаковое ослабление дифференциальных и синфазных помех на частоте переключения. При этом потребность в дополнительном затухании синфазных помех удовлетворяется предельным значением индуктивности синфазного режима, в то время как в многокаскадных фильтрах ЭМП необходимое затухание распределяется между двумя каскадами. Одна из модификаций многокаскадного фильтра ЭМП разработана с использованием дополнительной индуктивности синфазного режима и существующей емкости нагрузки в качестве второй ступени, в то время как второй вариант многокаскадного фильтра ЭМП обладает меньшим значением индуктивности синфазного режима, чтобы обеспечить ослабление синфазной помехи во всем диапазоне частот. В работе [52] рассматривается архитектура перестраиваемого балансного фильтра первого порядка с безотражательными характеристиками как для синфазных, так и для дифференциальных сигналов. Она состоит из полосового фильтра со связанными линиями с поглощающими цепями, подключенными к его входному и выходному портам. Поглощающая цепь спроектирована с использованием сосредоточенных элементов, обеспечивающих компактные габариты фильтра. В работе [53] описан безотражательный сбалансированный полосовой фильтр с использованием связанного кольцевого резонатора, для работы в синфазном и дифференциальном режимах. За счет нагрузок поглощающих шлейфов на входных/выходных портах и на концах связанных линий, подобные фильтры могут иметь широкополосные безотражательные характеристики для синфазного и дифференциального режимов по постоянному току, а также широкую полосу фильтрации. Помимо этого, существуют методики непосредственной модификации печатных плат (ПП), направленные на уменьшение преобразования дифференциальных помех в синфазные, при использовании несбалансированного ЭМП-фильтра [54]. Уменьшение преобразования достигнуто путем изменения пути тока в слое земли

печатной платы несбалансированного фильтра ЭМП. Токи направляются по более длинному маршруту за счет введения «выемки» в заземляющий слой на печатной плате, что увеличивает импеданс пути тока.

Рассмотренные устройства и методы имеют определенные достоинства, однако обладают рядом критических недостатков, таких как относительно высокая сложность реализации, большая масса и низкое быстродействие, а также недостаточная радиационная стойкость и наработка на отказ.

Отдельный интерес представляет изучение возможности использования полосковых устройств защиты на основе модального разложения помехового импульса [55]. Реализация таких устройств защиты может быть разнообразной, включая отсутствие необходимости в самом фильтре (в виде отдельного устройства), а использование в качестве него существующих электрических соединений, например, кабелей или межсоединений печатных плат (ПП). Однако разработке таких устройств защиты с учетом режима распространения помехи на данный момент уделено недостаточно внимания. Между тем существующие работы показали ряд значимых результатов. Примечательно, что хорошие результаты показал гибридный фильтр, разработанный для силовой шины электропитания космического аппарата [56]. Выявлены особенности полосковых структур, применимых для совершенствования устройств защиты, основанных на явлении модального разложения с учетом дифференциального и синфазного режимов [57]. На данный момент возможность ослабления СКИ в дифференциальном и синфазном режимах доказана и опубликована в [58, 59].

1.2 Методики и подходы к анализу устройств защиты

В данном подразделе описаны квазистатический и электродинамические подходы к компьютерному моделированию, экспериментальные методики частотно-временного анализа, а также оценки уровней восприимчивости к внешним помехам и излучаемых помехоэмиссии устройств защиты.

Обеспечение ЭМС РЭС, а также разработка, проектирование и исследование устройств защиты требует комплексного подхода. По причине сложности и трудоемкости процесса, на ранних этапах проектирования целесообразно проведение численного компьютерного моделирования, максимально приближенного к реальным условиям работы [60]. Это позволяет ускорить процесс разработки перспективных устройств защиты, а также снизить требования и ограничения к лабораторному измерительному оборудованию. При этом дальнейшие этапы производства, включающие отладку и исследование реализованных прототипов, необходимо производить уже в соответствии с методиками, закрепленными международными стандартами в области электрических и электронных технологии.

1.2.1 Квазистатический подход

Анализ переходных процессов устройств защиты представляет собой комплексную задачу. Одним из подходов к ее решению является использование квазистатического анализа: данный подход является одним из оптимальных для решения задач ЭМС, поскольку не учитывает высшие типы волн, предполагая распространение исключительно поперечной электромагнитной волны Т-типа [61]. Это упрощение позволяет снизить затраты на компьютерное вычисление, поскольку волновые процессы, и в частности, уравнения Максвелла, сводятся к телеграфным уравнениям [62]. Погонные параметры емкости C и индуктивности L исследуемых линии передачи, для идеального случая и анализа в плоскости поперечного сечения, основаны на постоянном решении уравнений Лапласа [63, 64]. Описанный подход реализован во множестве отечественных и зарубежных ПО, одним из которых является программный пакет TUSUR.EMC [65, 66]. В состав данного программного пакета входят библиотеки и модули для проведения анализа элементов проводников и диэлектриков устройств защиты в двух- и трехмерных конфигурациях, на основе численного МоМ [67]. Алгоритм работы программы обеспечивает возможность построения поперечного

сечения исследуемых линий передачи, реализацию сегментации и граничных условий, с последующим вычислением матриц погонных параметров. Далее, на основе вычисленных матриц погонных параметров, производится расчет временного отклика на произвольно заданное входное воздействие. Несмотря на имеющееся ограничение возможностей моделирования, которое заключается в достоверном анализе структур, чьи поперечные размеры меньше длины волны планируемого диапазона рабочих частот, обеспечиваемый уровень точности достаточен для предварительного моделирования или моделирования, в котором возможен большой объем необходимых вычислений.

1.2.2 Электродинамический подход

Относительно квазистатического подхода, диаметрально противоположным является электродинамический (или полноволновой) подход к моделированию. Отличительная особенность данного метода заключается в прямом численном решении уравнений Максвелла, без использования упрощений структуры поля. Это позволяет учесть все типы волн, в том числе высшие, а также потери в диэлектрических и проводящих материалах [68]. Совокупность этих факторов позволяет получить более полные и сложные частотно-зависимые характеристики исследуемых устройств, обеспечивая наилучшую точность результатов, что особенно актуально для анализа в области высоких частот. Главными недостатками данного подхода являются значительная потребность в вычислительных ресурсах, а также высокая зависимость результатов вычисления от качества и корректности сегментации исследуемой структуры.

Компьютерное моделирование на основе электродинамического подхода реализовано в программном пакете CST Microwave Studio [69], с использованием численного метода конечного интегрирования (FIT). Алгоритм работы данной программы схож с алгоритмами САПР, реализующих квазистатический подход к моделированию, и включает в себя аналогичную работу со структурой устройства, связанную с построением геометрии, заданием граничных условий и

последующее вычисление матриц погонных параметров, при помощи доступных перечней решателей. Единственными отличиями являются более глубокая работа с сегментацией (создание сетки), а также отсутствие ограничений, касательно размеров и геометрии исследуемых структур [70].

1.2.3 Экспериментальные методики

Для описания динамических процессов, связанных с работой исследуемых устройств защиты, применяют анализы в частотной и временной областях, которые являются фундаментальными и взаимодополняющими способами представления поведения систем и обработки сигналов [71,72]. Так, для исследования в частотной области применяют векторные и скалярные анализаторы цепей (ВАЦ, САЦ), а во временной – осциллографы реального времени, либо стробоскопические [73].

В состав измерительных систем для исследований во временной области, на примере осциллографа комбинированного вычислительного С9-11, входят исследуемый объект (ИО), аттенюатор коаксиальный (АК), преобразователь стробоскопический (ПС), встроенные генератор (Г), анализатор сигналов (АС) и формирователь импульсов (ФИ). Полученные зависимости выводятся на индикатор (И). В систему для анализа в частотной области, на примере САЦ модели Р2М-40, входят детекторная головка Д42-50-05 (ГД24), ИО, датчик коэффициента стоячей волны ДК4 (ДКСВ), подключённые к измерительным входам А, В, и сверхвысокочастотному (СВЧ) выходу соответственно (рисунок 1.21).

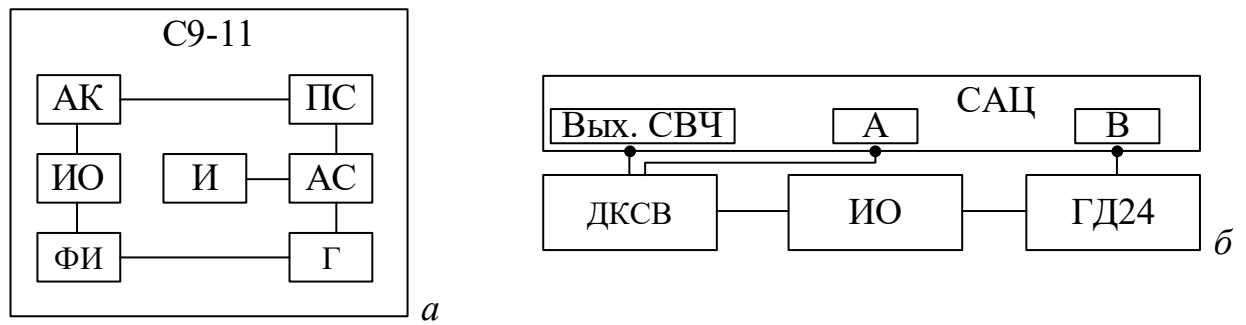


Рисунок 1.21 – Структурные схемы измерительных систем для экспериментальных исследований во временной (а) и частотной (б) областях

В исследовании [74] приведена комбинированная методика частотно-временного анализа, позволяющая получать экспериментальные данные на основе ВАЦ и система программного обеспечения (ПО) Advanced Design System (ADS) без использования лабораторных осциллографов (рисунок 1.22). Методика состоит в получении данных S -параметров ИО при помощи ВАЦ в формате s2p или sNr, в зависимости от конфигурации ВАЦ (2- или N -портовый) [75]. Затем, в ПО ADS производится вычисление временного отклика (ВО) при помощи модели 2- или N -портового ИО, в основе которой лежит файл данных S -параметров в формате, соответствующем количеству портов [76].

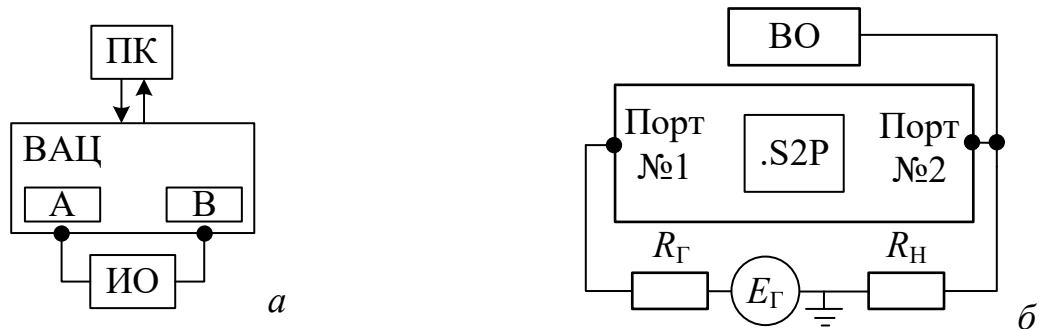


Рисунок 1.22 – Структурные схемы комбинированной измерительной системы для частотно-временного анализа: измерение ИО при помощи ВАЦ (а), и получение временного отклика в ПО ADS (б), где ПК – персональный компьютер, А,В – доступные порты ВАЦ

Существуют методики оценки уровней излучаемых электромагнитных помехоэмиссий, а также восприимчивости устройств защиты, закрепленные в рамках международных стандартов МЭК 61967-8:2011 [77] и МЭК 11452-5:2007 [78]. Структурные схемы испытательных стендов приведены на рисунке 1.23.

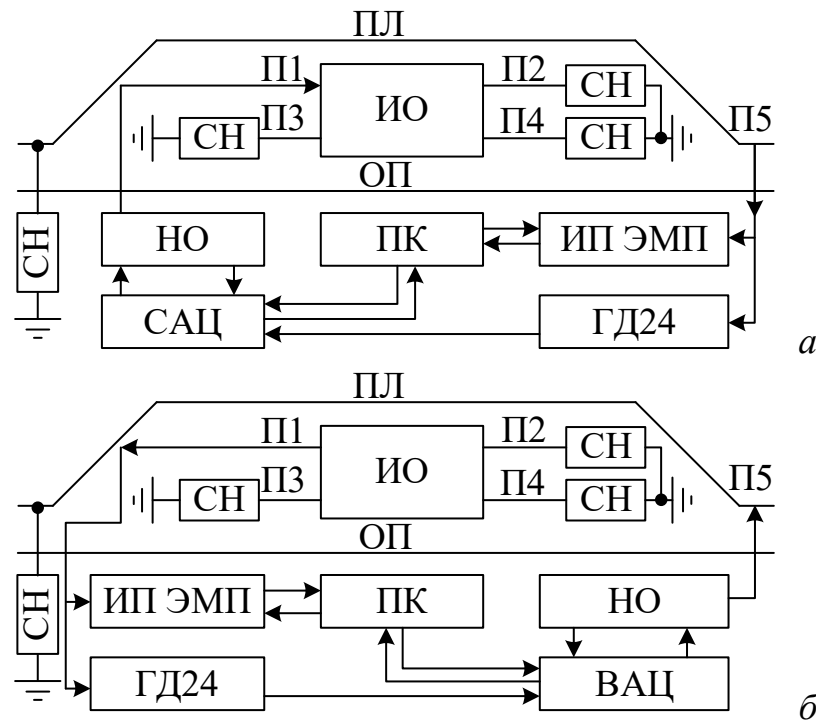


Рисунок 1.23 – Схемы измерительных систем для анализа устройств защиты:
на восприимчивость (a) и излучаемые помехоэмиссии ($\bar{b}$)

Испытательные стенды состоят из ИО, соединительных портов (П1–П5), ВАЦ Р2М-40, который в зависимости от конфигурации стенда может использоваться и как измеритель, и как генератор ЭМП, набора фазостабильных соединительных СВЧ-кабелей, комплекта согласованных нагрузок (СН), персонального компьютера (ПК), направленного ответвителя (НО), ГД 42-50-05, измерительного приемника электромагнитных помех (ИП ЭМП) модели R&S ESRP-7, а также измерительной согласованной несимметричной полосковой линии (ПЛ), расположенной над опорным проводником (ОП), выполненных из алюминиевых пластин и разделенных воздушным зазором таким образом, что ПЛ при помощи сквозных апертур в ОП образует коаксиально-полосковый переход, соединяясь с центральными жилами фазостабильных измерительных СВЧ-кабелей. Таким образом, между ПЛ и ОП будет распространяться ЭМ-волна. ИО необходимо располагать так, чтобы он находился непосредственно в центре стенда, между ПЛ и ОП [79].

1.3 Постановка цели и задач исследования

На основании обзора, приведенного в данном разделе, получено, что проектирование и разработка устройств защиты РЭС, которые отвечают всем современным требованиям и стандартам, является актуальной технической задачей. Современные технологии защиты РЭС предлагают широкий спектр решений, начиная от простых пассивных фильтров до сложных интегрированных и экранированных конструкций, что обеспечивает возможность выбора подходящего устройства под конкретные условия эксплуатации и задачи. Активные фильтры и экранированные конструкции показали высокую эффективность в широком диапазоне частот, особенно в критически важных приложениях. Полосковые устройства и модальные фильтры предоставляют уникальные возможности для работы в экстремальных условиях за счёт устойчивости к внешним воздействиям и отсутствия паразитных параметров, обеспечивающие надёжную защиту в условиях повышенных требований к ЭМС. Важной задачей является ослабление помеховых импульсов в дифференциальном и синфазном режимах, так как произвольная помеха описывается комбинацией компонентов синфазной и дифференциальной составляющих помехового сигнала, которые имеют различное происхождение, и для борьбы с ними необходимо учитывать каждую составляющую в отдельности. Между тем данный аспект подразумевает дополнительные этапы в разработке, которые требуют комплексного подхода. Кроме того, устройства защиты, которым необходимо функционировать в условиях динамичной электромагнитной обстановки и внешней окружающей среды, должны обладать технологичной конструкцией, сочетающей высокую эффективность работы с возможностью недорогой и малогабаритной реализации, например, в рамках типового процесса изготовления ПП. Сочетание этих характеристик с преимуществами устройств защиты с модальным разложением, заключающимися в отсутствии активных и пассивных радиоэлектронных компонентов, а также способности работы в синфазном и

дифференциальном режимах одновременно, позволяет исключить недостатки отдельных устройств защиты и повысить эффективность защиты от СКИ.

Таким образом, предполагается создание новых моделей, методик и прототипов устройств защиты как цепей питания, так и сигнальных цепей различных РЭС, способных эффективно работать в обоих режимах без дополнительной перестройки в процессе эксплуатации.

Цель работы – разработать подходы к повышению характеристик устройств защиты от сверхкоротких импульсов, работающих в синфазном и дифференциальном режимах. Для её достижения надо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить обзор современных устройств фильтрации и устройств защиты от электромагнитных помех.

2. Исследовать возможности для совершенствования характеристик устройств защиты с модальным разложением, работающих в синфазном и дифференциальном режимах.

3. Разработать и экспериментально исследовать устройства защиты с модальным разложением, работающие в синфазном и дифференциальном режимах, на основе 6- и 8-проводных структур.

4. Исследовать возможность улучшения характеристик устройства защиты от сверхкоротких импульсов, работающего в синфазном и дифференциальном режимах, за счет гибридизации планарного фильтра подавления электромагнитных помех и структуры с модальным разложением.

2. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В СИНФАЗНОМ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ НА ОСНОВЕ ЦЕНТРАЛЬНО-СИММЕТРИЧНЫХ СТРУКТУР

Здесь представлены результаты выбора и обоснования поперечного сечения структуры, работающего в дифференциальном и синфазном режимах [80]; построения геометрических и схемных моделей устройства защиты [81]; оценки эффективности использования различных способов размещения проводников с одинаковыми и неодинаковыми характеристиками при различных типах импульсных помех [82, 83]; влияния расположения проводников, диэлектриков и нанесения радиопоглощающего материала (РПМ) на частотные и временные характеристики устройств защиты [84], оценки уровней вносимого затухания устройства защиты, при использовании его для модального резервирования (МР) [85–87]; разработки, моделирования и экспериментального исследования устройств защиты от СКИ [88] на основе центрально-симметричных экранированных структур в каскадном варианте исполнения [89–91]; оценки уровней излучения и восприимчивости к электромагнитным помехам для защитного устройства на основе двухкаскадного экранированного модального фильтра [92]; разработки устройства защиты на общем диэлектрическом основании и исследование временных характеристик [93–95].

2.1 Выбор структуры поперечного сечения для разработки устройства защиты, работающего в синфазном и дифференциальном режимах

Здесь представлены результаты выбора поперечного сечения устройства защиты от СКИ в синфазном и дифференциальном режимах на основе зависимости между коэффициентом затухания и параметрами ширины активных проводников, а также расстоянием между структурами.

В качестве исходной модели выбрана двухпроводная асимметричная структура с лицевой связью (рисунок 2.1) [96].

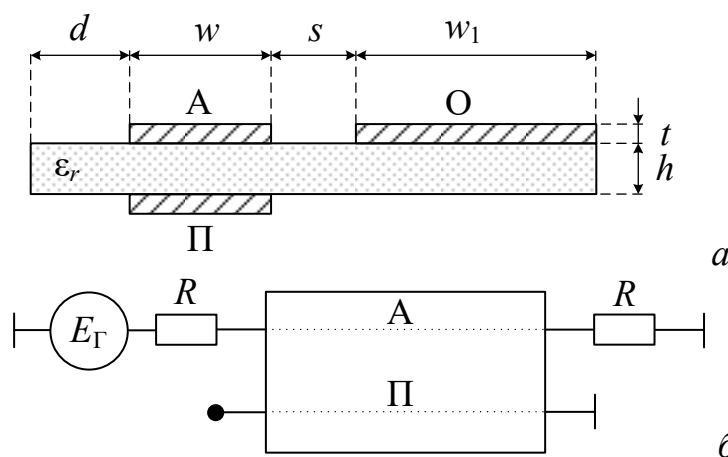


Рисунок 2.1 – Поперечное сечение (а) и схема электрических соединений (б) двухпроводной асимметричной структуры с лицевой связью, где А – активный; П – пассивный; О – опорный проводники

Данная структура выполнена с оконечными нагрузками в виде холостого хода (ХХ) на ближнем конце пассивной линии и короткого замыкания (КЗ) на дальнем, что обеспечивает наибольшее ослабление нежелательных СКИ по сравнению с другими структурами. В качестве материала для диэлектрика выбран двусторонний стеклотекстолит марки FR-4, у которого относительная диэлектрическая проницаемость равна $\epsilon_r = 4,6$. Он обеспечивает оптимальное соотношение механической прочности конечного изделия, стоимости изготовления и возможности реализации в рамках типовых технологических процессов производства ПП. Исходные параметры поперечного сечения выбраны с учетом токовой нагрузки 2,5 А, в соответствии со стандартом IPC-2221 [97] и возможностями технологического процесса, используемого производителями ПП. Толщина проводника (t) принята равной 35 мкм. Расстояние между проводниками (s) обусловлено токами утечки по поверхности и принято равным 550 мкм. Высота диэлектрической подложки (h) обусловлена пробивным напряжением, а также стандартизированной толщиной материалов для изготовления ПП по технологическому процессу. При толщине проводников $t=35$ мкм типовые значения h могут составлять 0,2, 0,25, 0,36, 0,51, 1 и 1,5 мм, из которых выбрано значение 0,36 мм. Длина структуры (l) равна 200 мм. Для выбора ширины активных и пассивных проводников (w) выполнено моделирование, при учете, что ширина опорного проводника (w_1) вдвое больше ширины активного, для

минимизации омического сопротивления обратного проводника по постоянному току. В результате получены зависимости (рисунок 2.2) уровня вносимого затухания α от w , в диапазоне значений от 1 до 5 мм (с шагом 1 мм), рассчитанные как [98]

$$\alpha = 20 \lg \left| \frac{U_1}{U_2} \right|, \quad (2.1)$$

где $U_1 = E/2$ (напряжение без фильтра, половина воздействующей э.д.с),
 U_2 – напряжение с фильтром ($Z=50$ Ом).

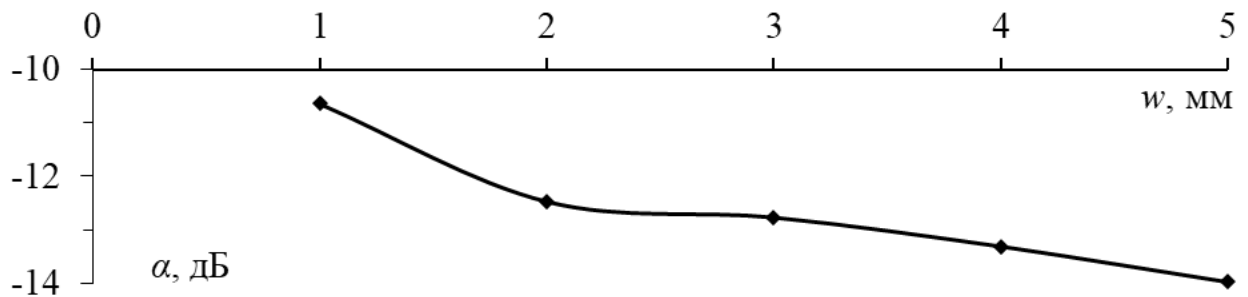


Рисунок 2.2 – Зависимость вносимого затухания α от ширины активного проводника w

Из графика видно, что увеличение ширины активного проводника w уменьшает α до минимума при $w=5$ мм. В результате получены следующие параметры: $w=5$ мм, $w_1=10$ мм, $t=35$ мкм, $s=0,55$ мм, $h=0,36$ мм, $\varepsilon_r=4,6$. Для обеспечения работы устройства защиты от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах применен подход, при котором необходимо объединить в одну конструкцию две структуры из рисунка 2.1 с их центрально-симметричным расположением (рисунок 2.3) [99].

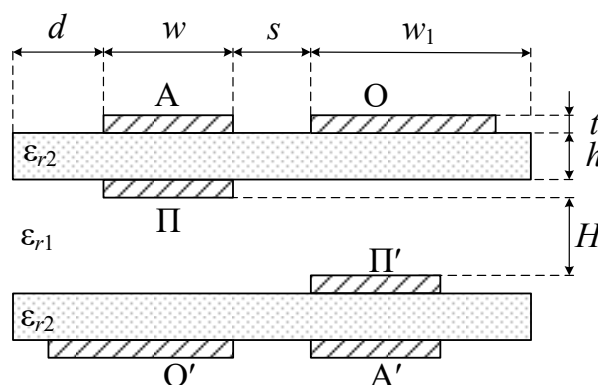


Рисунок 2.3 – Поперечное сечение центрально-симметричного устройства от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах,
 где О и О' – опорные, П и П' – пассивные и А и А' – активные проводники

Получены зависимости уровня α от H , в диапазоне от 0,5 до 5 мм, рассчитанного по (2.1), для синфазного и дифференциального режимов работы (рисунок 2.4).

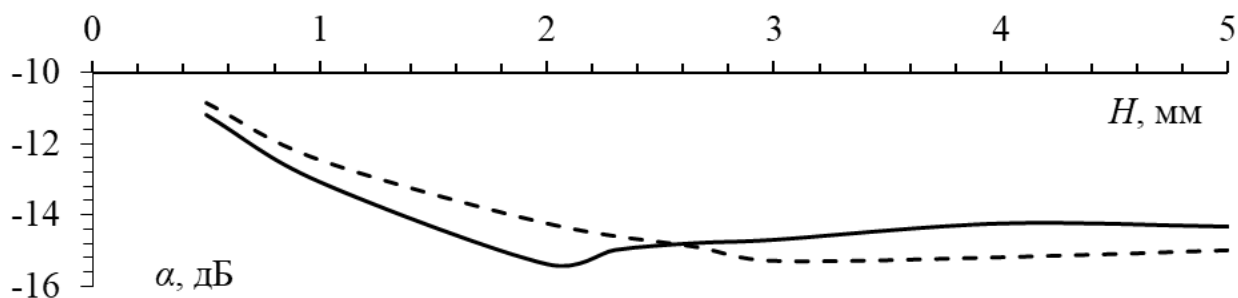


Рисунок 2.4 – Зависимости вносимого затухания α от расстояния H между ПП для синфазного (—) и дифференциального (---) режимов работы

Из графика видно, что увеличение H до 3 мм в дифференциальном и до 2 мм в синфазном режимах снижает α . Далее значения α плавно растут, принимая уровни около минус 15 дБ в дифференциальном режиме и минус 14 дБ – в синфазном. Поскольку устройство защиты двухрежимное, необходимо выбрать такое оптимальное значение H , которое позволяет добиться требуемого α как в дифференциальном, так и в синфазном режимах. Также необходимо обеспечить минимально возможные габариты устройства защиты. Уровни помех в РЭС, для которой проектируется устройство защиты, заранее неизвестны, поэтому невозможно определить, какая из компонент помехи (синфазная или дифференциальная) вносит наибольший вклад. В качестве оптимального значения выбрано $H=2,65$ мм. На рисунке 2.4 значение $H=2,65$ мм является точкой, в которой кривые ослабления в синфазном и дифференциальном режимах пересекаются. В результате, получены геометрические параметры поперечного сечения центрально-симметричного устройства защиты: $w=5$ мм, $w_1=10$ мм, $t=35$ мкм, $s=550$ мкм, $h=0,33$ мм, $H=2,65$ мм, $\epsilon_r=4,6$.

Предложенное оптимальное поперечное сечение центрально-симметричного устройства защиты (рисунок 2.3) исследовано в цепях с однократным МР при воздействии различных типов импульсных помех в дифференциальном и синфазном режимах. Использовано четыре помеховых сигнала: трапецевидный импульс с общей длительностью 300 пс; оцифрованный

сигнал с стробоскопического осциллографа С9-11, с длительностью импульса 300 пс, при э.д.с $E=0,5$ В; два типовых СКИ – двухполярный и однополярный, с длительностями 1 и 0,5 нс соответственно. Формы э.д.с используемых воздействий приведены на рисунке 2.5.

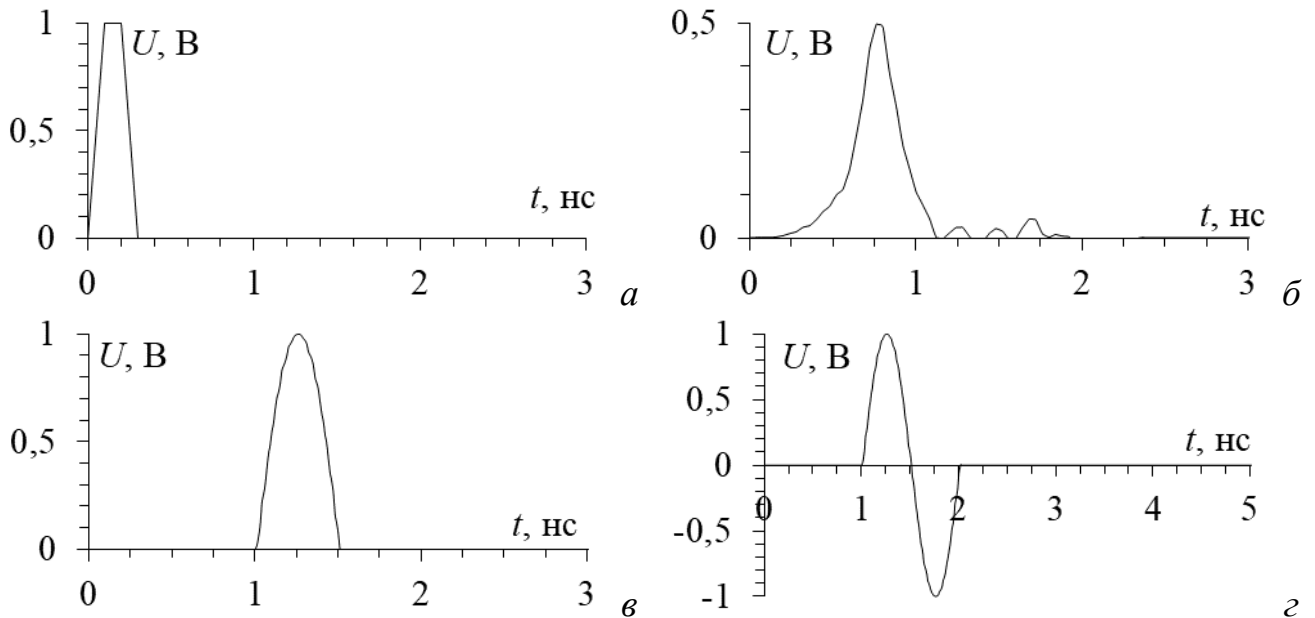


Рисунок 2.5 – Формы э.д.с импульсных воздействий: трапецевидный импульс (а), оцифрованный сигнал С9-11 (б), однополярный (в) и двухполярный (г) СКИ

В схеме используются два источника э.д.с, $E_{Г1}$ и $E_{Г2}$: в синфазном режиме $E_{Г1}=E_{Г2}=E$, в дифференциальном $E_{Г1}=0,5 E$, а $E_{Г2}=-0,5 E$ [100]:

$$V_{\text{синф}} = \frac{1}{2}(V_1 + V_2), \quad (2.2)$$

$$V_{\text{дифф}} = V_1 - V_2, \quad (2.3)$$

где V_1 – сигнал на выходе первого проводника относительно опорного,

V_2 – сигнал на выходе второго проводника относительно опорного.

Для переключения между резервируемыми и резервными проводниками на ближнем конце устройства используется коммутатор. На рисунке 2.6 показана схема электрических соединений устройства с резервированием, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. Рассмотрено 4 варианта коммутации проводников. В первом варианте источники э.д.с подключены к проводникам 1 и 4, втором – 2 и 3, третьем – 1 и 3, четвертом – 2 и 4, при этом свободные проводники являются резервируемыми. На ближнем конце коммутатор

переключает источники э.д.с на разные пары проводников, при этом проводники, не подключенные к источникам э.д.с, остаются в режиме ХХ. На дальнем конце подключены нагрузки $R = 50$ Ом. В таблицах 2.1–2.8 приведены амплитуды, полученные на выходе устройства при воздействии различных типов помех, а на рисунке 2.7 приведены формы напряжений для 1 и 4 пары проводников.

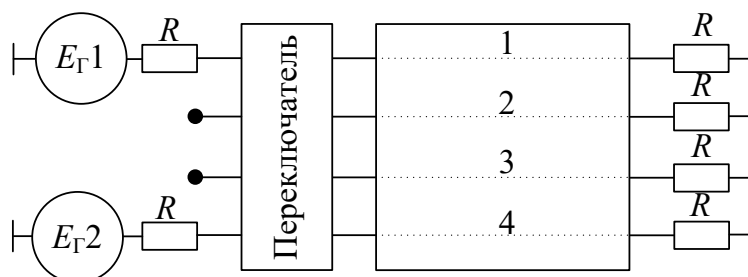


Рисунок 2.6 – Схема электрических соединений устройства защиты, работающее в дифференциальном и синфазном режимах при использовании его для однократного МР

Таблица 2.1 – Амплитуды на выходе в синфазном режиме при воздействии трапециевидного импульса

Пары	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	267	43	34	33	4,4
2 и 3	285	25	41	14	6,1
1 и 3	276	33	38	23	5,3
2 и 4	276	34	38	22	5,3

Таблица 2.2 – Амплитуды на выходе в дифференциальном режиме при воздействии трапециевидного импульса

Пары	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	275	49	22	36	1,9
2 и 3	301	23	33	9	2,7
1 и 3	288	36	29	24	2,8
2 и 4	288	37	29	23	3

Таблица 2.3 – Амплитуды на выходе в синфазном режиме при воздействии оцифрованного импульса С9-11

Пары	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	130	22	14	–10	16
2 и 3	139	20	6,5	1,7	9,3
1 и 3	135	20	1,1	10	–3
2 и 4	134	20	1,1	9,5	–4,3

Таблица 2.4 – Амплитуды на выходе в дифференциальном режиме при воздействии оцифрованного импульса С9-11

Пары	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	132	25	14,5	–13	16
2 и 3	145	21	4,6	3,1	8
1 и 3	139	23	11	–4,9	10
2 и 4	139	25	10,9	–5	11

Таблица 2.5 – Амплитуды на выходе в синфазном режиме при воздействии однополярного импульса

Пары	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	261	42	29	–20	31
2 и 3	285	41	14	3	19
1 и 3	276	35	21	–7,7	23
2 и 4	270	37	22	–7	23

Таблица 2.6 – Амплитуды на выходе в дифференциальном режиме при воздействии однополярного импульса

Пары	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	273	48	34	–27	34
2 и 3	293	31	8	7	16
1 и 3	284	34	21	–9	25
2 и 4	284	34	22	–9,3	25

Таблица 2.7 – Амплитуды на выходе в синфазном режиме при воздействии двухполярного импульса

Пары	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	261/–261	–34	30	–34	32
2 и 3	282/–282	–40	14	–4	19
1 и 3	276/–276	–37	20	–18	25
2 и 4	273/–273	–38	20	–18	25

Таблица 2.8 – Амплитуды на выходе в дифференциальном режиме при воздействии двухполярного импульса

Линии	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	274/–274	–37	33	–39	35
2 и 3	299/–299	–33	3,6	–4,3	18
1 и 3	287/–287	–28	22	–21	25
2 и 4	287/–287	–29	22	–22	24

Из результатов видно, что расположение резервируемых и резервных проводников в устройстве защиты оказывает влияние. Наименьшее значение U_i на выходе устройства наблюдается при подключении источников э.д.с к проводникам 1 и 4 как в дифференциальном, так и в синфазном режимах для всех четырех

типов помеховых импульсов. Значения α , полученные по (2.1) в дифференциальном режиме составили минус 5,19, 11,57, 5,26 и 5,22, а в синфазном – минус 5,45, 11,7, 5,65 и 5,65 для проводников 1 и 4, 2 и 3, 1 и 3 и 2 и 4 соответственно. Переключение на более близкие пары проводников ухудшает показатели α для каждого из помеховых воздействий в среднем на 5–14 % для синфазного, и 8–16 % для дифференциального режимов, в зависимости от выбранных линий.

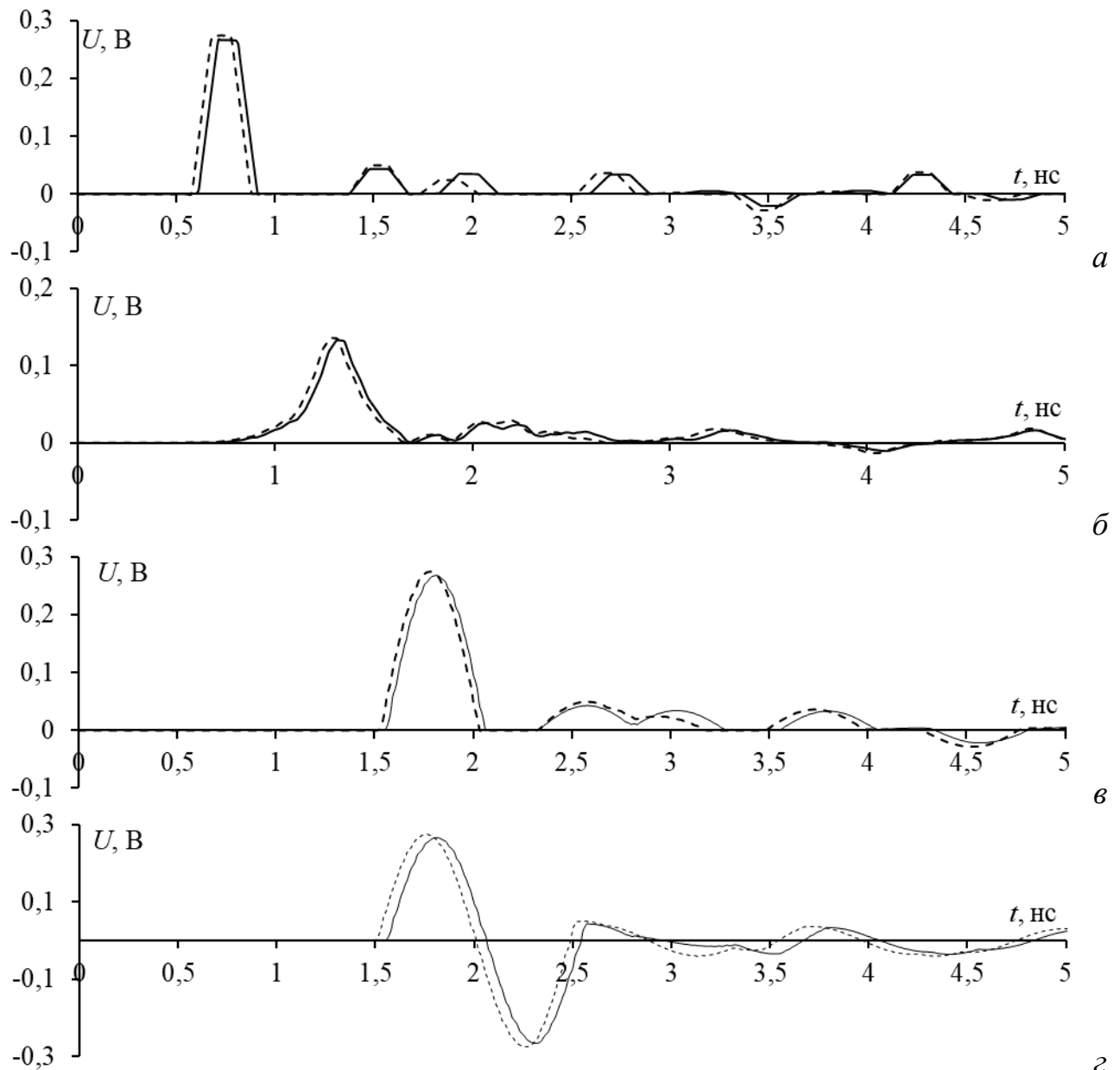


Рисунок 2.7 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах, при воздействии: трапецевидного импульса (а), оцифрованного сигнала С9-11 (б), однополярного (в) и двухполярного (г) СКИ

2.2 Влияние выбора пары проводников и вариантов конечных нагрузок при синфазном и дифференциальном воздействии

В данном разделе исследована зависимость вносимого затухания в двух вариациях расположения проводников до и после переключения, в дифференциальном и синфазном режимах. Вариант 1 подразумевает, что электрические характеристики этой структуры до и после переключения неодинаковы, а вариант 2 – одинаковы.

В качестве структуры используемой для обеспечения МР используется центрально-симметричное устройство защиты, показанное на рисунке 2.3. Диэлектриком в такой структуре является стеклотекстолит марки FR-4. Исходные параметры поперечного сечения выбраны с учетом токовой нагрузки 2,5 А, в соответствии со стандартом IPC-2221 и возможностями технологического процесса, используемого производителями ПП [97, 101]. Используются следующие геометрические параметры поперечного сечения центрально-симметричной структуры с лицевой связью и воздушным заполнением: $w=5$ мм, $w_1=10$ мм, $t=35$ мкм, $s=550$ мкм, $h=330$ мкм, $H=2,65$ мм, $\varepsilon_{r1}=4$, $\varepsilon_{r2}=1$ $g=1$ мм.

Исследуются 4 основных комбинации коммутации проводников и конечных нагрузок (рисунок 2.8). В первой комбинации источники э.д.с. подключены к проводникам 1 и 4, во второй – 2 и 3, в третьей – 1 и 3, в четвертой – 2 и 4, при этом свободные проводники являются резервируемыми. Вариант 1 реализуется переключением от наиболее удаленной друг от друга пары проводников 1 и 4, к наиболее приближенной паре 2 и 3. Вариант 2 реализуется переключением с 1 и 3 пары проводников на 2 и 4 пару, при этом расстояние между линиями и их электрические характеристики остаются неизменными. Переключение проводников осуществляется двумя коммутаторами на ближнем и дальнем концах. Коммутатор 1 переключает источники э.д.с. на разные пары проводников, при этом проводники, не подключенные к источникам э.д.с., остаются в режиме ХХ. Коммутатор 2 осуществляет переключение нагрузок номиналом $R=50$ Ом на дальнем конце. Моделирование временного отклика

выполнено в ПО ADS [102], а матрицы коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций вычислены в ПО TUSUR.EMC с помощью квазистатического подхода [103]. Номиналы окончных нагрузок приняты: $R=50\text{ Ом}$, $K3=1\text{ мкОм}$, $XX=1\text{ МОм}$.

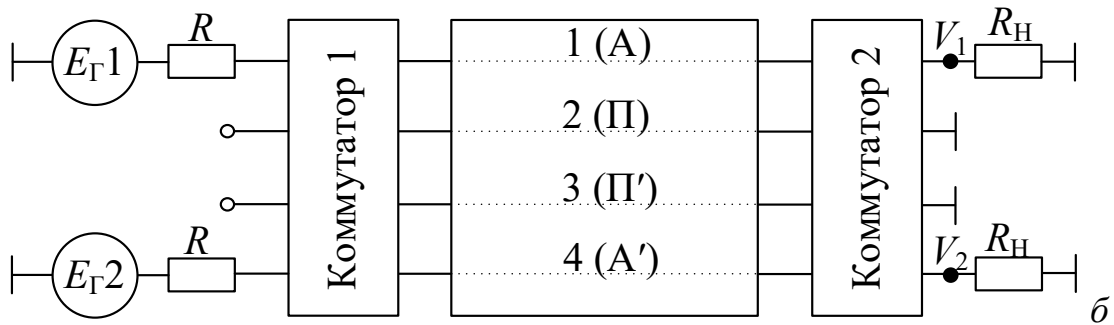


Рисунок 2.8 – Схема электрических соединений структуры с МР в дифференциальном и синфазном режимах, где А и А' – активные; П и П' – пассивные; О и R' – опорные проводники

Известно, что наименьшие значения вносимого затухания получаются, если резервная пара проводников находится в режимах XX на ближнем конце, а на дальнем КЗ. Для реализации условий XX–КЗ на ближнем конце структуры подключается коммутатор 1, а на дальнем – коммутатор 2. На рисунке 2.9 изображена схема электрических соединений структуры, реализующая вариант 1.

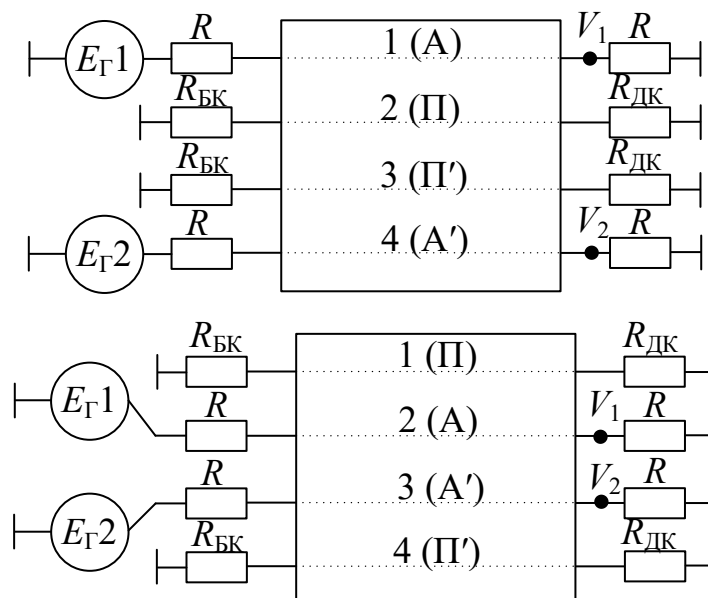


Рисунок 2.9 – Схема электрических соединений структуры с МР в варианте 1, до (а) и после (б) переключения, где А и А' – активные; П и П' – пассивные проводники

Необходимо выбрать конечные нагрузки проводников 2 и 3 на ближнем ($R_{БК}$) и дальнем ($R_{ДК}$) концах, обеспечивающие наибольшее затухание помехи. Источники э.д.с. подключены к 1 и 4 проводникам. Полученные формы напряжений на выходе структуры для различных вариантов конечных нагрузок в дифференциальном и синфазном режимах показаны на рисунке 2.10. Полученные амплитуды импульсов на выходе структуры и вычисленное вносимое затухание сведены в таблицу 2.9.

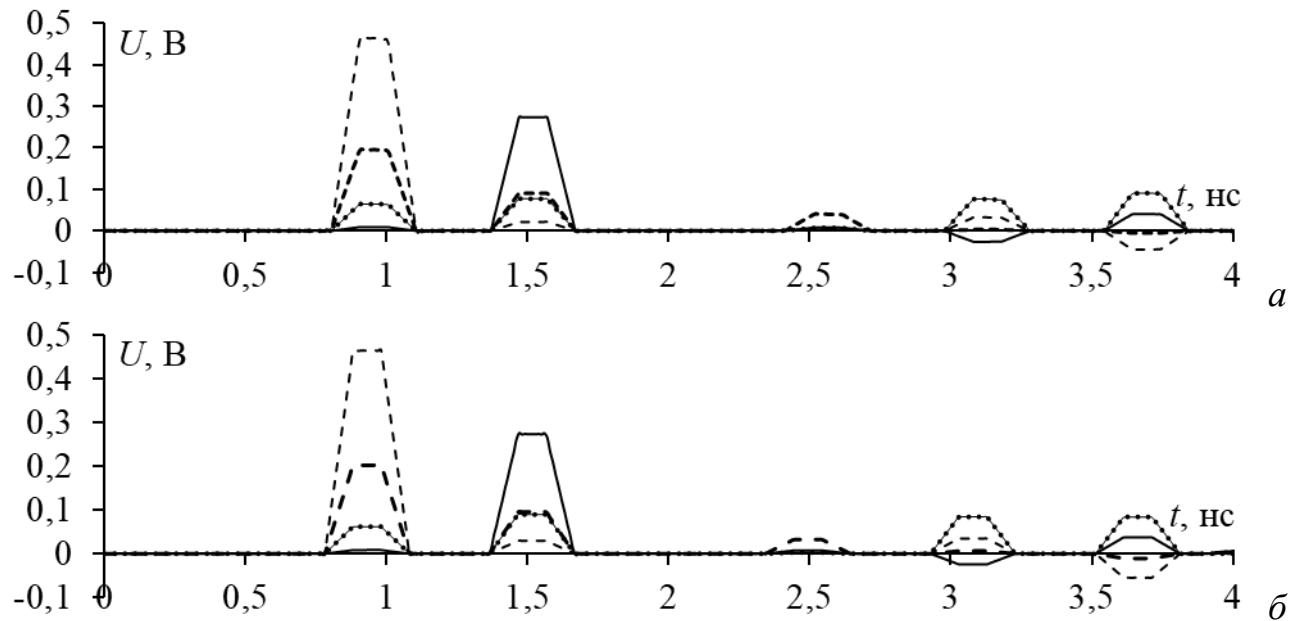


Рисунок 2.10 – Формы напряжений на выходе структуры (вариант 1) до отказа в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах: XX–КЗ (—), КЗ–XX (...), КЗ–КЗ (–), XX–XX (---), 50–50 (— —)

Таблица 2.9 – Значения амплитуды ($U_{\text{вых}}$) и вносимого затухания при варианте 1, до переключения, в дифференциальном и синфазном режимах

Режим	Синфазный		Дифференциальный	
	$U_{\text{вых}}$, мВ	Вносимое затухание, дБ	$U_{\text{вых}}$, мВ	Вносимое затухание, дБ
$R - R$	193	–8,26825	203	–7,82948
XX – XX	459	–0,74315	466	–0,61168
КЗ – КЗ	272	–5,28802	274	–5,22439
КЗ – XX	90	–14,8945	91	–14,7986
XX – КЗ	89	–14,9916	89	–14,9916

Видно, что наибольшее по модулю вносимое затухания достигнуто при XX–КЗ для проводников 2 и 3 и сопротивлении генераторов и нагрузок 50 Ом для проводников 1 и 4: в синфазном и дифференциальном режимах 14,9 дБ.

Для исследования характеристик структуры после отказа осуществляется переключение на проводники 2 и 3 (рисунок 2.9б). Полученные формы напряжений на выходе структуры для различных вариантов конечных нагрузок в дифференциальном и синфазном режимах показаны на рисунке 2.11. Полученные амплитуды импульсов на выходе структуры и вычисленное вносимое затухание сведены в таблицу 2.10.

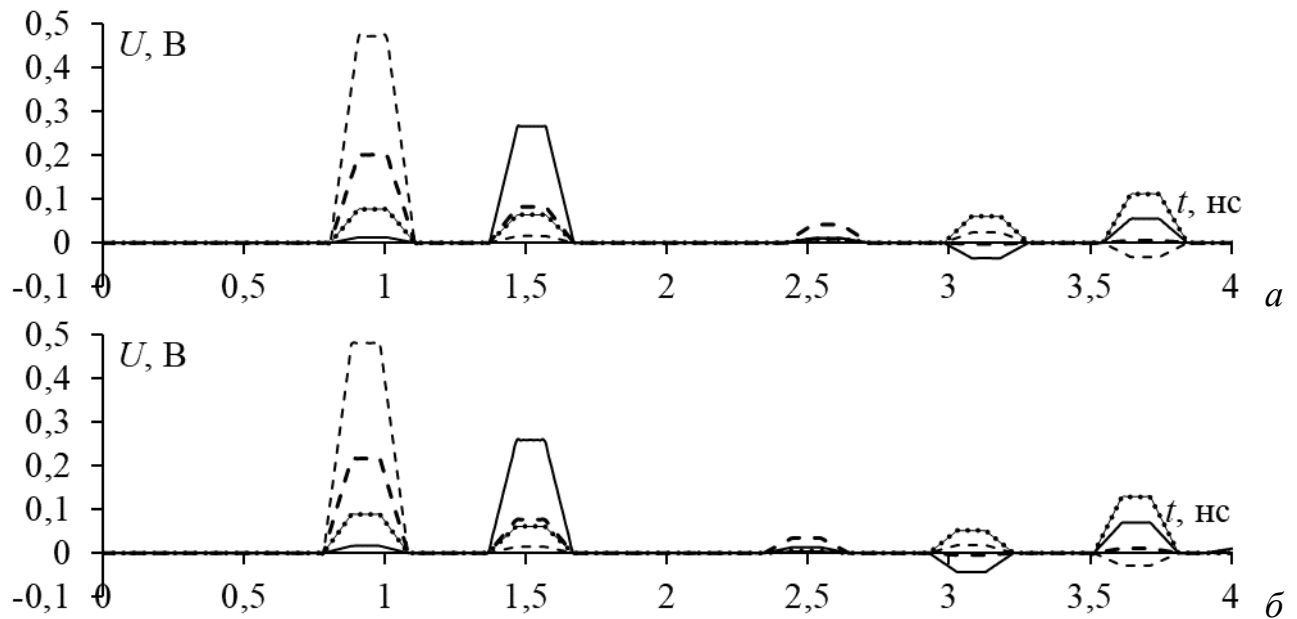


Рисунок 2.11 – Формы напряжений на выходе структуры (вариант 1) после отказа в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах: XX–КЗ (—), КЗ–XX (...), КЗ–КЗ (---), XX–XX (---), 50–50 (— —)

Таблица 2.10 – Значения амплитуды ($U_{\text{вых}}$) и вносимого затухания при варианте 1, после переключения в дифференциальном и синфазном режимах

Режим	Синфазный		Дифференциальный	
	$U_{\text{вых}}, \text{ мВ}$	Вносимое затухание, дБ	$U_{\text{вых}}, \text{ мВ}$	Вносимое затухание, дБ
R – R	202	–7,87237	216	–7,29033
XX – XX	470	–0,53744	481	–0,3365
КЗ – КЗ	265	–5,51448	260	–5,67993
КЗ – XX	112	–12,995	129	–11,7676
XX – КЗ	111	–13,0729	128	–11,8352

Наибольшее по модулю вносимое затухание достигнуто при варианте XX–КЗ для проводников 1 и 4 и сопротивлении генераторов и нагрузок 50 Ом для проводников 2 и 3: в синфазном режиме 13 дБ, дифференциальном 11,8 дБ.

Далее поперечное сечение было рассмотрено в условиях, когда параметры линии до и после отказов не изменяются. На рисунке 2.12 изображена схема

электрических соединений структуры, реализующий вариант 2. Полученные формы напряжений на выходе структуры для различных вариантов окончных нагрузок в дифференциальном и синфазном режимах показаны на рисунке 2.13. Полученные амплитуды импульсов на выходе структуры и вычисленное вносимое затухание сведены в таблицу 2.11.

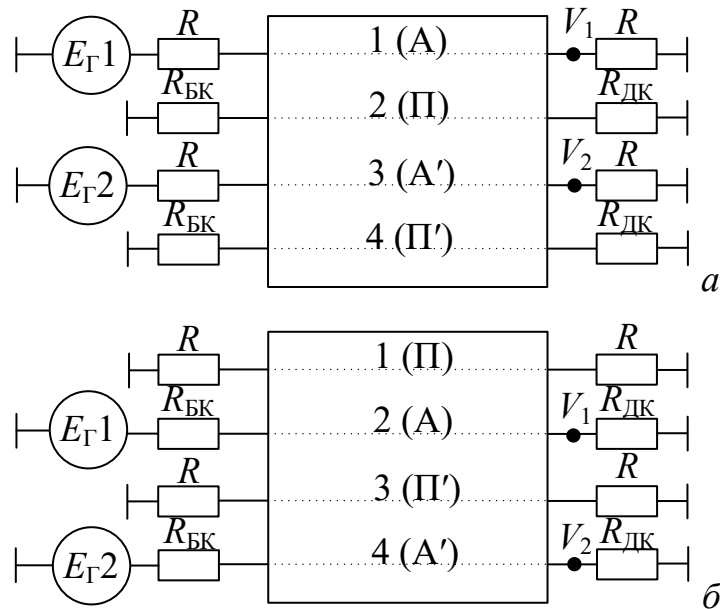


Рисунок 2.12 – Схема электрических соединений структуры в варианте 2, до (а) и после (б) переключения, где А и А' – активные; П и П' – пассивные проводники

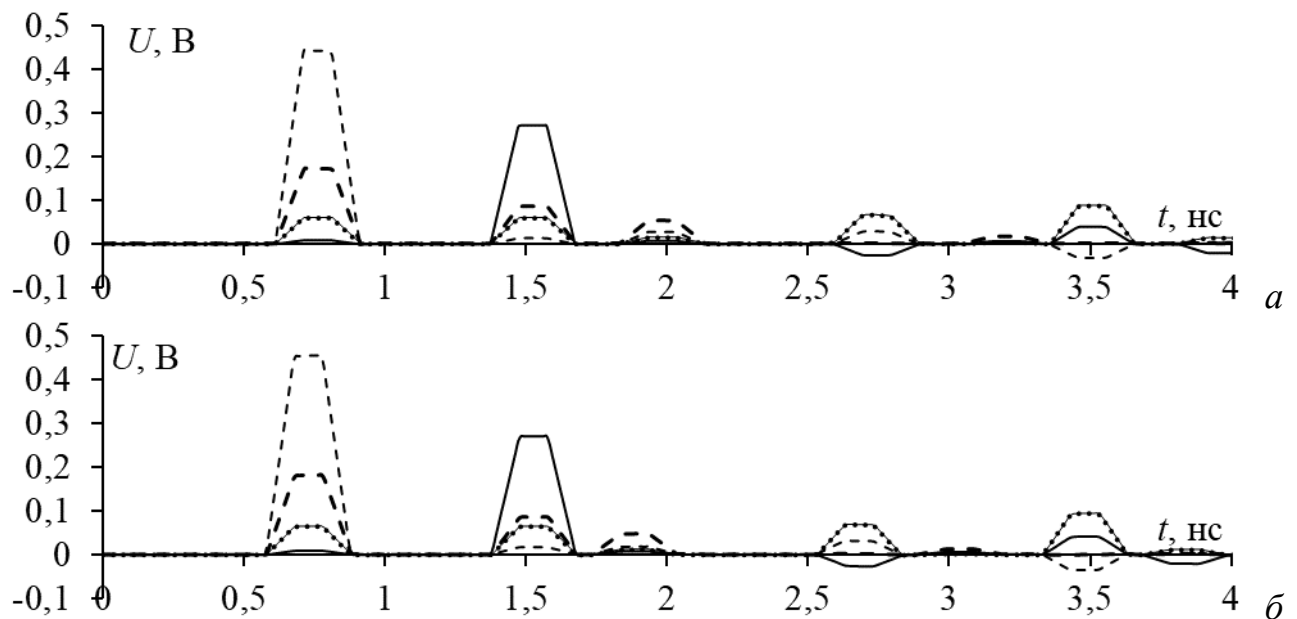


Рисунок 2.13 – Формы напряжений на выходе структуры (вариант #1) до отказа в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах: XX–КЗ (—), КЗ–XX (...), КЗ–КЗ (—), XX–XX (---), 50–50 (—)

Таблица 2.11 – Значения амплитуды ($U_{\text{вых}}$) и вносимого затухания при варианте 2, до переключения, в дифференциальном и синфазном режимах

Режим	Синфазный		Дифференциальный	
	$U_{\text{вых}}, \text{ мВ}$	Вносимое затухание, дБ	$U_{\text{вых}}, \text{ мВ}$	Вносимое затухание, дБ
R – R	172	–9,26883	183	–8,73038
XX – XX	442	–1,07095	454	–0,83828
КЗ – КЗ	270	–5,35212	271	–5,32001
КЗ – XX	90	–14,8945	94	–14,5168
XX – КЗ	88	–15,0897	93	–14,6097

Видно, что наибольшее по модулю вносимое затухание достигнуто при XX–КЗ для проводников 2 и 4 и сопротивлении генераторов и нагрузок 50 Ом для проводников 1 и 3: в синфазном режиме 15 дБ, дифференциальном 14,6 дБ.

Для исследования характеристик после переключения используется другая пара проводников (рисунок 2.12б). Полученные формы напряжений на выходе структуры показаны на рисунке 2.14, а амплитуды импульсов на выходе и вычисленное вносимое затухание сведены в таблицу 2.12. Видно, что наибольшее по модулю вносимое затухание достигнуто при варианте XX–КЗ для проводников 1 и 3 и сопротивлении генераторов и нагрузок 50 Ом для проводников 2 и 4: в синфазном режиме 15 дБ, дифференциальном 14,6 дБ.

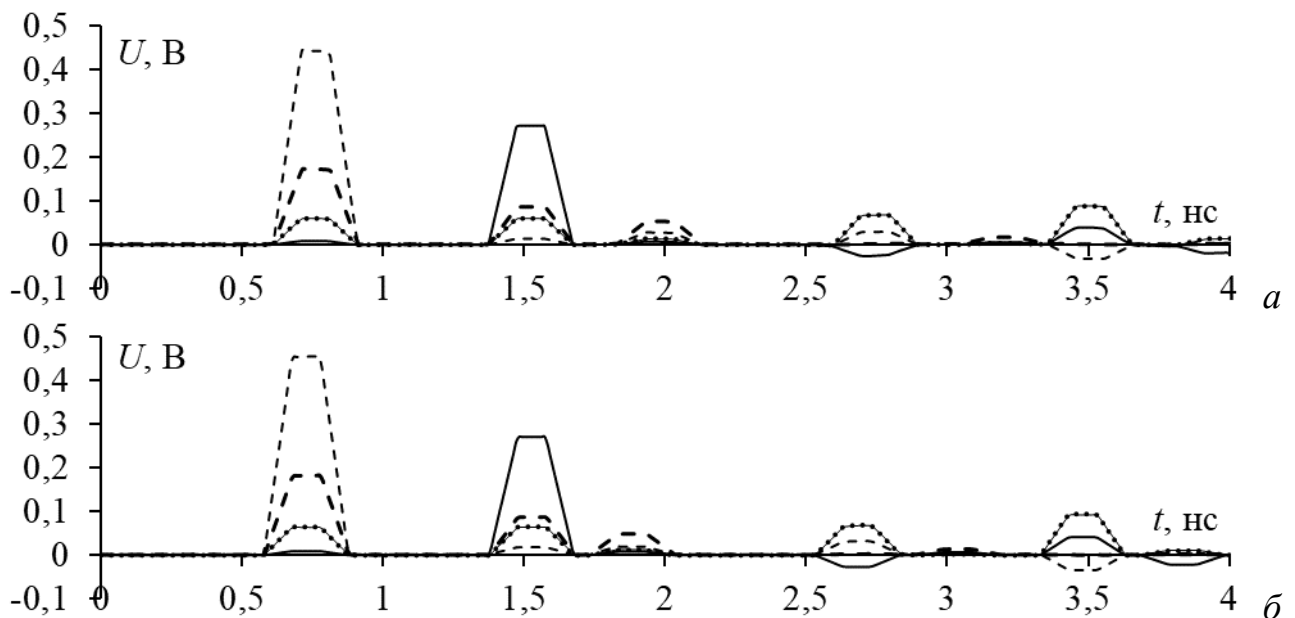


Рисунок 2.14 – Формы напряжений на выходе структуры (вариант 2) после отказа в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах:
XX–КЗ (—), КЗ–XX (...), КЗ–КЗ (---), XX–XX (— · —), 50–50 (— —)

Таблица 2.12 – Значения амплитуды ($U_{\text{вых}}$) и вносимого затухания при варианте 2, после переключения в дифференциальном и синфазном режимах

Режим	Синфазный		Дифференциальный	
	$U_{\text{вых}}$, мВ	Вносимое затухание, дБ	$U_{\text{вых}}$, мВ	Вносимое затухание, дБ
R – R	170	–9,37042	182	–8,77797
XX – XX	431	–1,28985	455	–0,81917
КЗ – КЗ	271	–5,32001	272	–5,28802
КЗ – XX	89	–14,9916	93	–14,6097
XX – КЗ	88	–15,0897	93	–14,6097

Результаты моделирования показали, что МР с неодинаковыми характеристиками (вариант 1) при переключении от пары проводников 1 и 4 на проводники 2 и 3 обеспечивает снижение уровней вносимого затухания на 12,8% для синфазного и 21,05% для дифференциального режима работы, при окончных нагрузках пассивных линии XX–КЗ. При окончных нагрузках КЗ–XX – 12,75% и 20,48% соответственно. Для МР с одинаковыми характеристиками (вариант 2) переключение с пары проводников 1 и 3 на 2 и 4 при варианте окончных нагрузок пассивных линий XX–КЗ изменений уровней вносимого затухания отсутствует и составляет: в синфазном режиме минус 15 дБ, в дифференциальном – минус 14,6 дБ. Вариант окончных нагрузок КЗ–XX, обеспечивает на 0,6% меньшее вносимое затухание относительно варианта КЗ–XX. Стоит отметить, что применение варианта 1 может быть полезно, при прогнозировании деградации каналов в результате старения компонентов или их износа. Зная тенденцию изменения характеристик по мере деградации элементов в нужный момент возможно переключение на требуемый канал, что позволит скомпенсировать изменение его характеристик. МР вариант 2 может использоваться, когда требуется идентичность резервируемых каналов до и после переключения.

2.3 Влияние переключения пар проводников при синфазном и дифференциальном воздействии различных типов импульсных помех

Здесь представлены результаты оценки эффективности использования различных способов выбора проводников с одинаковыми и неодинаковыми

характеристиками до и после переключения при воздействии различных типов помех. Параметры поперечного сечения (рисунок 2.3): $w=5$ мм, $w_1=10$ мм, $t=35$ мкм, $s=0,55$ мм, $g=1$ мм, $h=0,36$ мм, $\epsilon_r=4,6$. Выбраны оконечные нагрузки пассивной линии в виде ХХ на ближнем и КЗ – на дальнем концах. В качестве тестовых воздействий (рисунок 2.15) использовано два сигнала: оцифрованный сигнал с вычислительного комбинированного осциллографа С9-11 с длительностью импульса 300 пс по уровню 0,5, при амплитуде э.д.с $E=0,5$ В, и типовой сверхширокополосный (СШП) СКИ, регламентируемый стандартом МЭК 61000-2-13, длительностью 1 нс. Из стандарта выбран только двухполярный сигнал, так как предварительное исследование показало, что именно он подвержен наименьшему ослаблению в устройствах защиты, основанных на связанных линиях.

Для переключения используются коммутаторы (рисунок 2.8). На ближнем конце коммутатор переключает источники э.д.с на разные пары проводников, при этом проводники, не подключенные к источникам э.д.с, остаются в режиме ХХ. На дальнем конце коммутатор переключает разные проводников между согласованными нагрузками и режимом КЗ. Ближние и дальние концы активных проводников согласованы сопротивлениями $R=50$ Ом.

На рисунке 2.16 приведены формы напряжений на выходе устройства для конфигурации с переключением от пары проводников 1 и 4 на пару 2 и 3, а на рисунке 2.17 – от пары проводников 1 и 3 на пару проводников 2 и 4, при воздействии оцифрованного сигнала с С9-11. В таблицы 2.13 и 2.14 сведены амплитуды первых 5 импульсов в синфазном и дифференциальном режимах.

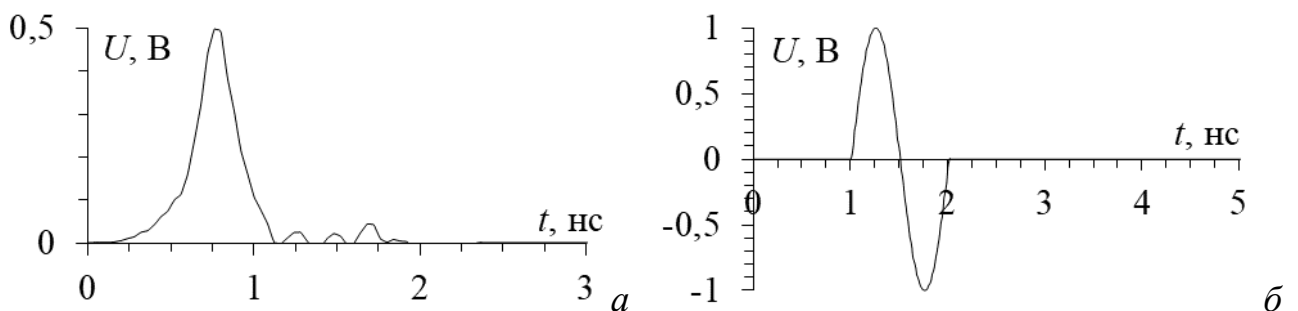


Рисунок 2.15 – Формы э.д.с оцифрованного сигнала с С9-11 (а) и двухполярного СКИ (б)

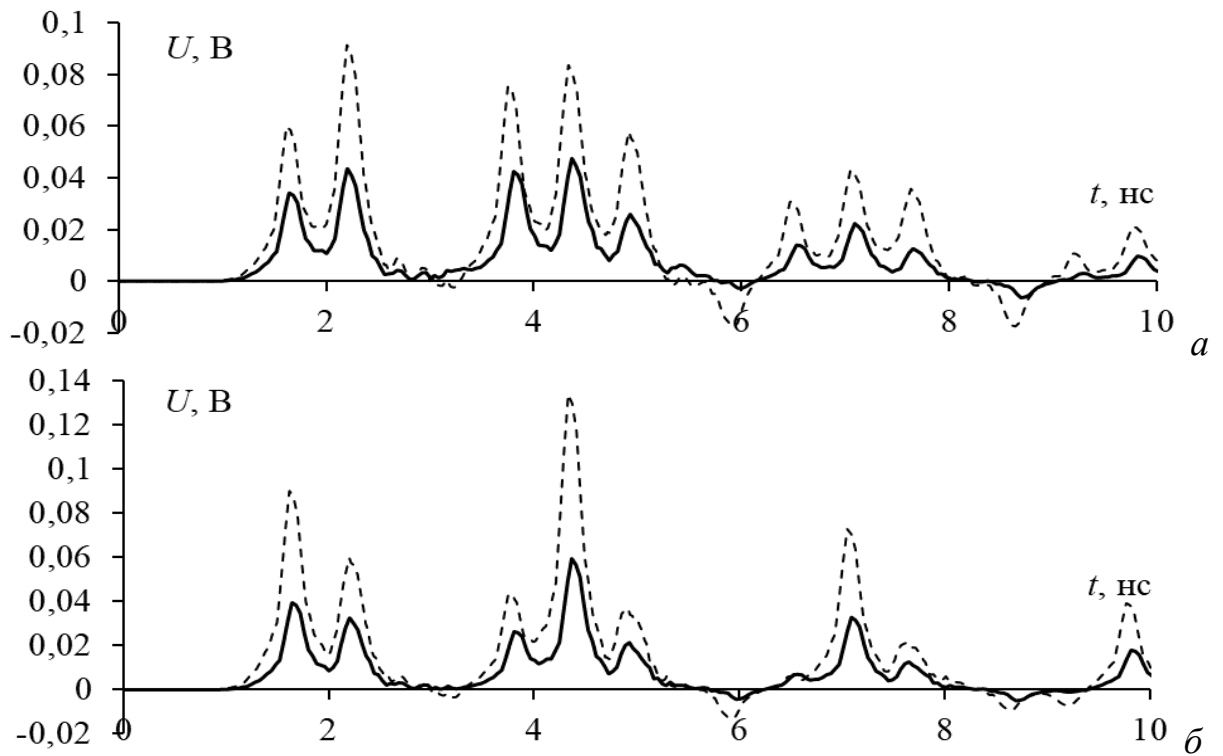


Рисунок 2.16 – Формы напряжения на выходе устройства в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах, при воздействии оцифрованного импульса С9-11 для проводников: 1 и 4 (а), 2 и 3 (б)

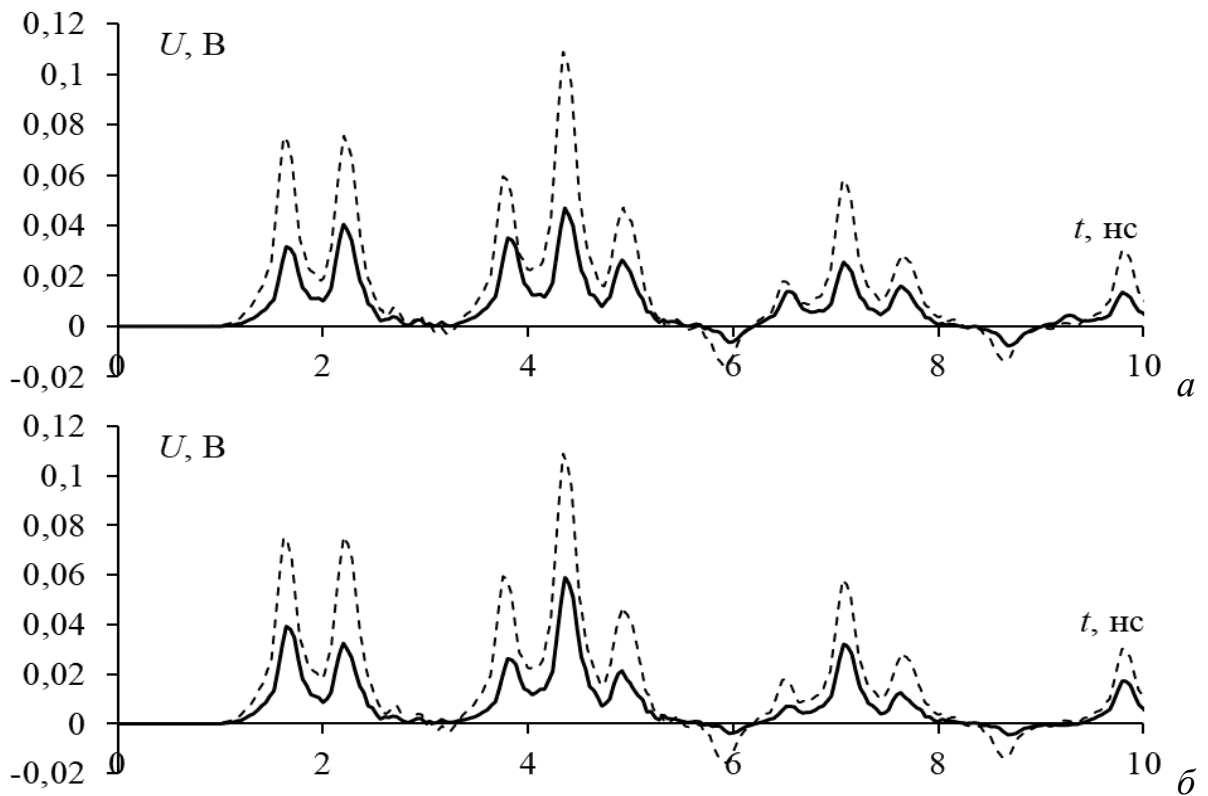


Рисунок 2.17 – Формы напряжения на выходе в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах, при воздействии оцифрованного импульса С9-11 для проводников: 1 и 3 (а), 2 и 4 (б)

Таблица 2.13 – Амплитуды в синфазном режиме

Линии	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	33	43	41	47	24
2 и 3	39	31	26	59	21
1 и 3	31	40	35	47	26
2 и 4	39	31	26	58	21

Таблица 2.14 – Амплитуды в дифференциальном режиме

Линии	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	59	91	74	82	55
2 и 3	87	58	43	133	36
1 и 3	74	75	59	108	47
2 и 4	74	75	59	108	47

На рисунке 2.18 приведены формы напряжений на выходе для конфигурации с переключением от пары проводников 1 и 4 на пару 2 и 3, а на рисунке 2.19 – от пары проводников 1 и 3 на пару 2 и 4, при воздействии двухполярного СКИ. В таблицы 2.15 и 2.16 сведены амплитуды первых 5 импульсов в синфазном и дифференциальном режимах работы.

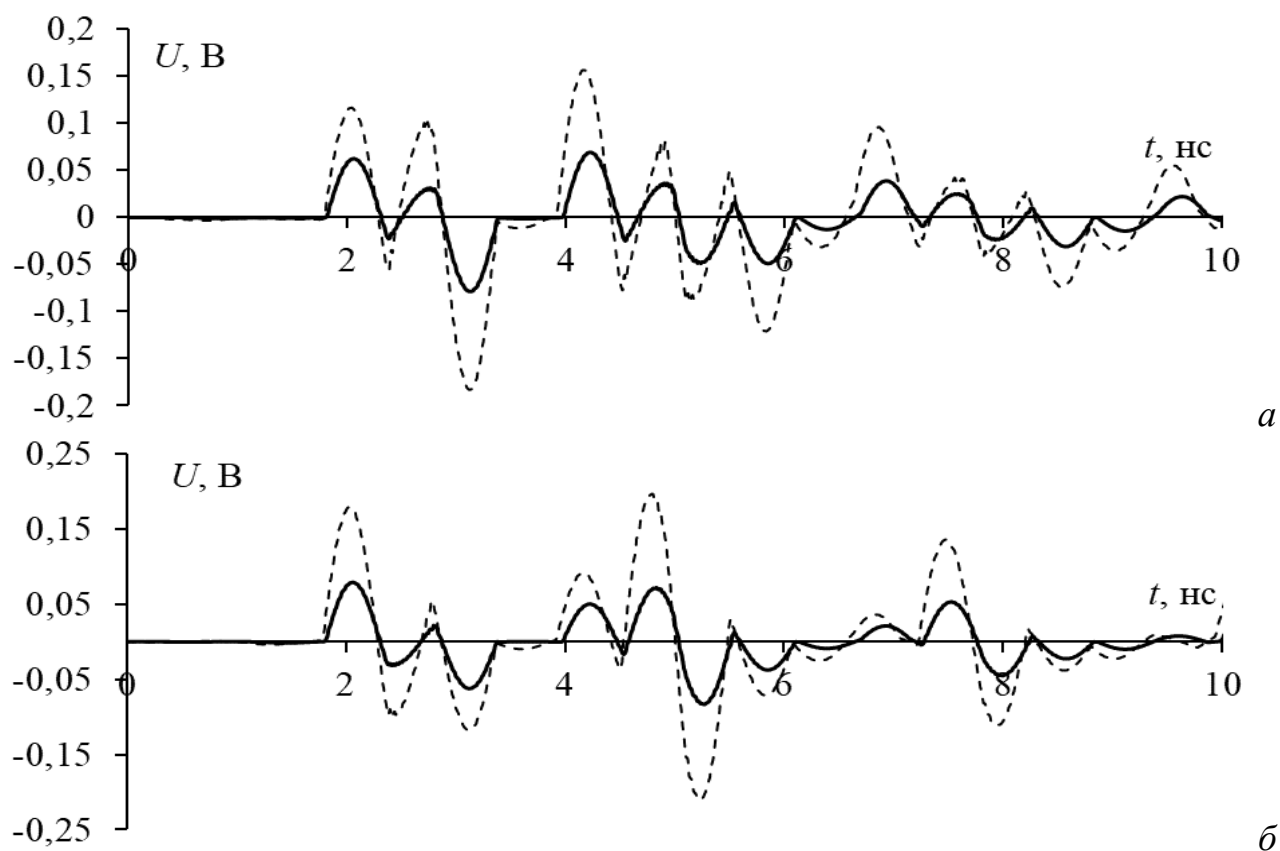


Рисунок 2.18 – Формы напряжения на выходе в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах, при воздействии двухполярного импульса для проводников: 1 и 4 (а), 2 и 3 (б)

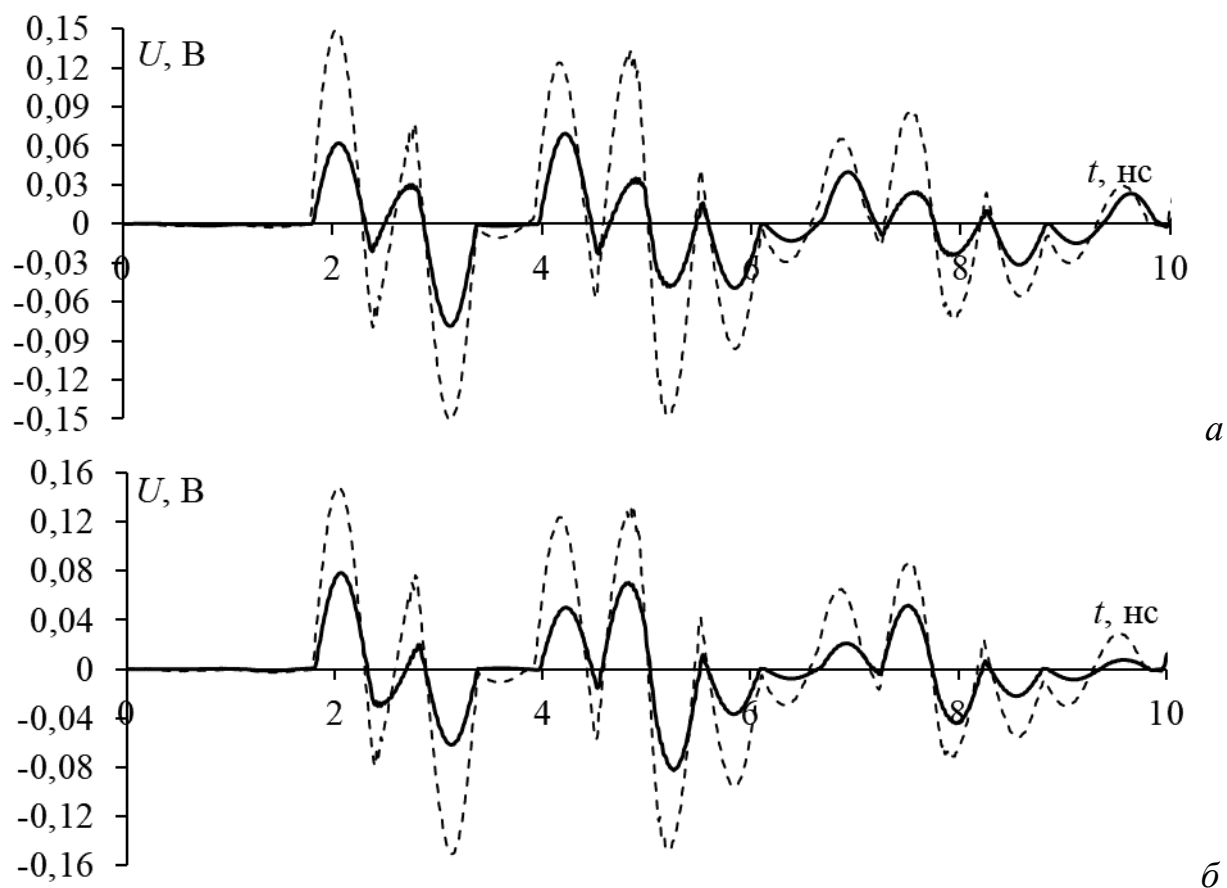


Рисунок 2.19 – Формы напряжения на выходе в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах, при воздействии двухполярного импульса для проводников: 1 и 3 (а), 2 и 4 (б)

Таблица 2.15 – Амплитуды в синфазном режиме

Линии	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	62	30	-78	68	34
2 и 3	78	-31	-62	50	69
1 и 3	60	30	-78	65	34
2 и 4	75	-30	-61	50	68

Таблица 2.16 – Амплитуды в дифференциальном режиме

Линии	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	U_5 , мВ
1 и 4	116	101	-182	148	79
2 и 3	173	-101	-117	91	191
1 и 3	148	75	-150	123	132
2 и 4	148	75	-150	123	132

Отклонения амплитуд рассчитаны как

$$\delta = \left| \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \right| \cdot 100\%, \quad (2.4)$$

где x_1 – максимальная амплитуда на выходе структуры до переключения,
 x_2 – максимальная амплитуда на выходе структуры после переключения.

Из результатов видно, что расположение резервируемых и резервных проводников в устройстве защиты, используемом для МР, оказывает значительное влияние. Так, использование в качестве входного воздействия оцифрованного помехового сигнала С9-11 приводит к увеличению максимальной амплитуды на выходе структуры для конфигураций с неодинаковыми (пары проводников 1 и 4, 2 и 3) и одинаковыми (проводники 1 и 3, 2 и 4) характеристиками до и после переключения на 11,3% и 10,4% в синфазном и 18,7% дифференциальном режимах соответственно. Конфигурация с одинаковыми характеристиками до и после переключения (от пары проводников 1 и 3 к паре 2 и 4) в дифференциальном режиме демонстрирует отсутствие изменения максимальной амплитуды. При использовании в качестве помехового сигнала двухполярного импульса наблюдается обратная картина: изменение максимальной амплитуды на выходе структуры отмечено лишь для конфигурации с неодинаковыми характеристиками до и после переключения в дифференциальном режиме – на 2,4%. Оставшиеся конфигурации продемонстрировали отсутствие изменения максимальной амплитуды на выходе структуры.

2.4 Влияние расположения проводников и диэлектриков на защитные характеристики устройства защиты в синфазном и дифференциальном режимах

Здесь представлены результаты влияния расположения проводников на внешних и внутренних слоях, а также диэлектрического заполнения воздухом и РПМ. В качестве исходной схемы выбрана схема, которая состоит из двух активных, двух пассивных и двух опорных проводников [104]. Путем добавления двух опорных проводников, расположенных на внутренней стороне диэлектрической подложки, симметрично 2 и 3 проводникам, получено поперечное сечение, представленное на рисунке 2.20. Параметры поперечного сечения выбраны путем предварительной оптимизации с использованием эвристического поиска. Так, при заполнении РПМ используются следующие

значения геометрических параметров (мкм): $w = 4000$, $s = 1500$, $h_1 = 100$, $h_2 = 1360$, $t = 105$, $\mu_r = 10$. $\epsilon_{r1} = 4,5$, $\epsilon_{r2} = 20$. При воздушном заполнении используются следующие значения: $w = 3000$, $s = 2000$, $h_1 = 350$, $h_2 = 960$, $t = 105$, $\mu_r = 1$, $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 1$.

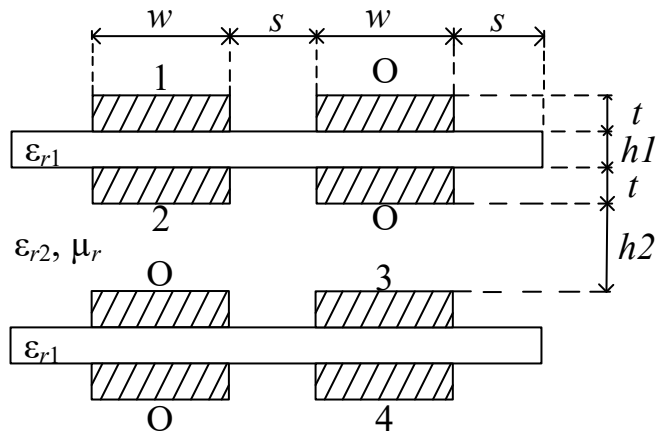


Рисунок 2.20 – Поперечное сечение защитного устройства, где О – опорные проводники

При наружном расположении проводников, в качестве активных используются проводники 1 и 4, а 2 и 3 – пассивные (рисунок 2.21, а). При внутреннем расположении проводников, в качестве активных используется пара 2 и 3, а в качестве пассивных пара 1 и 4 (рисунок 2.21, б).

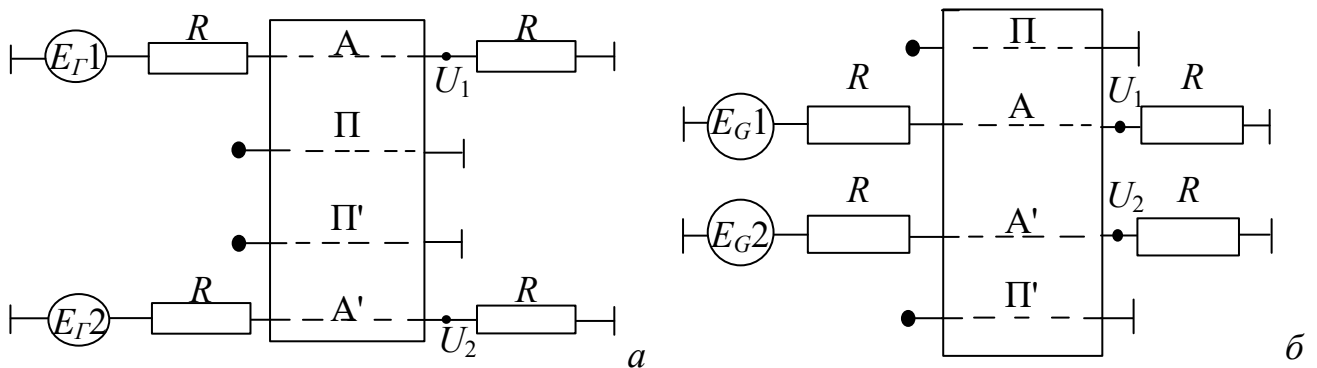


Рисунок 2.21 – Схема электрических соединений при внешнем (а) и внутреннем (б) расположении проводников

В рамках предварительного в ПО TUSUR.EMC вычислены матрицы коэффициентов электромагнитной (**C**) и электростатической (**L**) индукций, а также матрицы характеристического импеданса (**Z**) и погонных задержек (**τ**) для случая воздушного заполнения и заполнения РПМ, приведённые в таблице 2.17.

Таблица 2.17 – Матрицы погонных параметров

Матрицы	Воздушное заполнение	Заполнение РПМ
C, пФ/м	$\begin{bmatrix} 822 & -798 & -1,33 & -0,74 \\ -798 & 843 & -1,35 & -1,33 \\ -1,33 & -1,35 & 843 & -798 \\ -0,74 & -1,33 & -798 & 822 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1658 & -1640 & -1,9 & -0,36 \\ -1640 & 2309 & -30,29 & -1,9 \\ -1,9 & -30,29 & 2309 & -1640 \\ -0,36 & -1,9 & -1640 & 1658 \end{bmatrix}$
L, нГн/м	$\begin{bmatrix} 394 & 322 & 0,33 & 0,36 \\ 322 & 372 & 29,8 & 0,33 \\ 0,33 & 29,8 & 372 & 323 \\ 0,36 & 0,33 & 323 & 394 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 372 & 356 & 34 & 34,7 \\ 356 & 370 & 33,3 & 34 \\ 34 & 33,3 & 370 & 356 \\ 34,7 & 34 & 356 & 372 \end{bmatrix}$
Z, Ом	$\begin{bmatrix} 76,4 & 68,9 & 5,8 & 6,1 \\ 68,9 & 73 & 5,5 & 5,8 \\ 5,8 & 5,5 & 73 & 68 \\ 6,1 & 5,8 & 68 & 76,4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 26,1 & 22,5 & 1,67 & 1,72 \\ 22,5 & 23,2 & 1,63 & 1,67 \\ 1,67 & 1,63 & 23,2 & 22,5 \\ 1,72 & 1,67 & 22,5 & 26,1 \end{bmatrix}$
τ, нс/м	$\begin{bmatrix} 4,8 \\ 10 \\ 9,96 \\ 4,9 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 16,2 \\ 15,5 \\ 6,95 \\ 6,98 \end{bmatrix}$

Частотные характеристики при наружном расположении активных проводников с заполнением РПМ в синфазном и дифференциальном режимах представлены на рисунке 2.22 *а*, а при внутреннем расположении активных проводников с заполнением РПМ на рисунке 2.22 *б*.

Так, при наружном расположении активных проводников с заполнением РМП, частота среза равна 41 МГц в обоих режимах. При внутреннем расположении с заполнением РПМ, частота среза равна 22 МГц в обоих режимах. На рисунке 2.23 *а* показаны частотные характеристики при внутреннем расположении активных проводников с воздушным заполнением, а на рисунке 2.23 *б* – при наружном расположении активных проводников с воздушным заполнением.

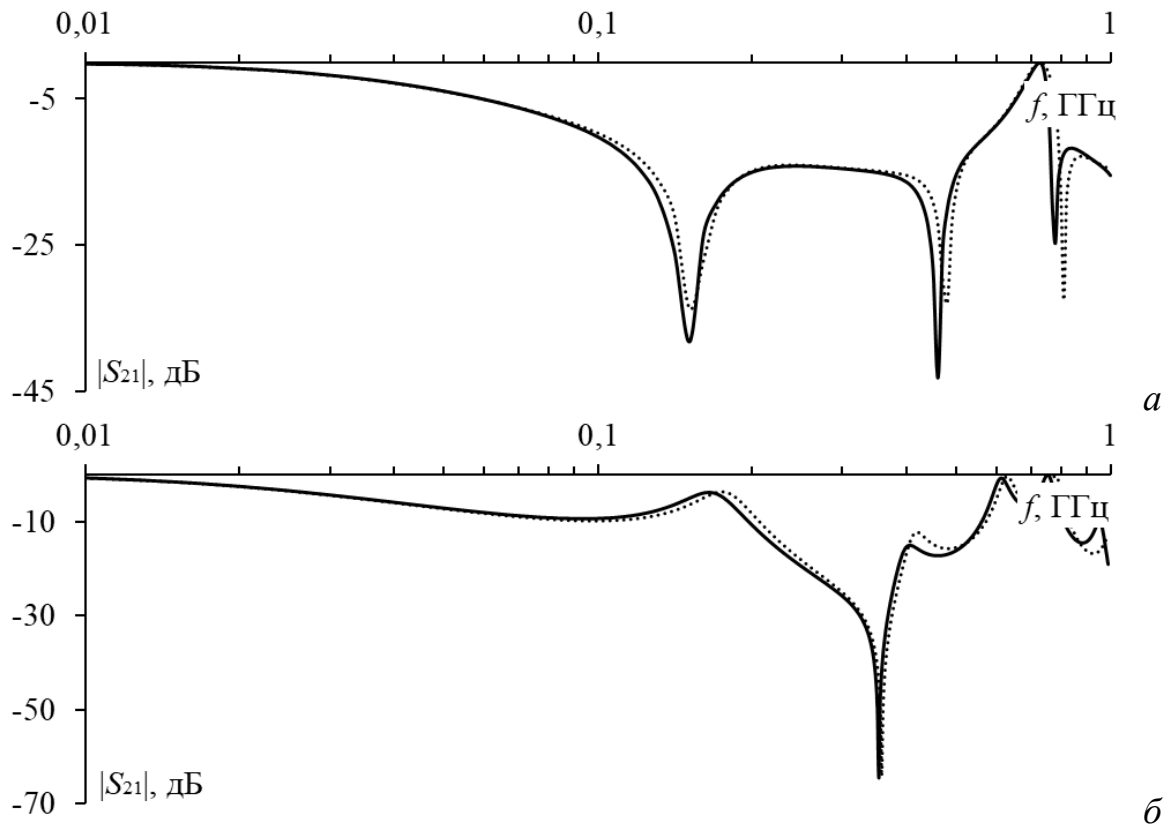


Рисунок 2.22 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ в синфазном (—) и дифференциальном (···) режимах для структуры с заполнением РПМ: наружное (а) и внутреннее (б) расположение проводников

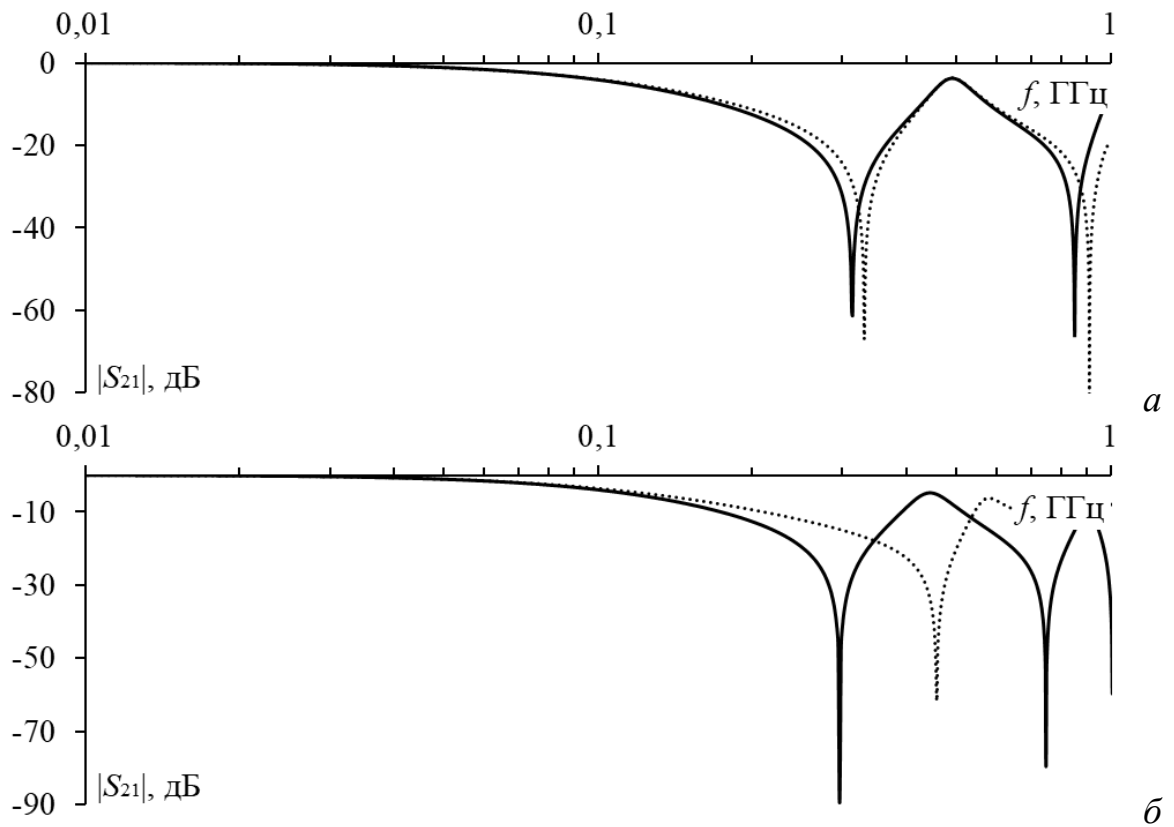


Рисунок 2.23 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ в синфазном (—) и дифференциальном (···) режимах для структуры с воздушным заполнением: наружное (а) и внутреннее (б) расположение проводников

При использовании воздушного заполнения с наружным расположением проводников, частота среза равна 87 МГц и 85 МГц в синфазном и дифференциальном режимах соответственно. При внутреннем расположении частота среза – 83 МГц и 84 МГц соответственно. Формы напряжения при наружном и внутреннем расположении проводников с заполнением РПМ представлены на рисунке 2.24.

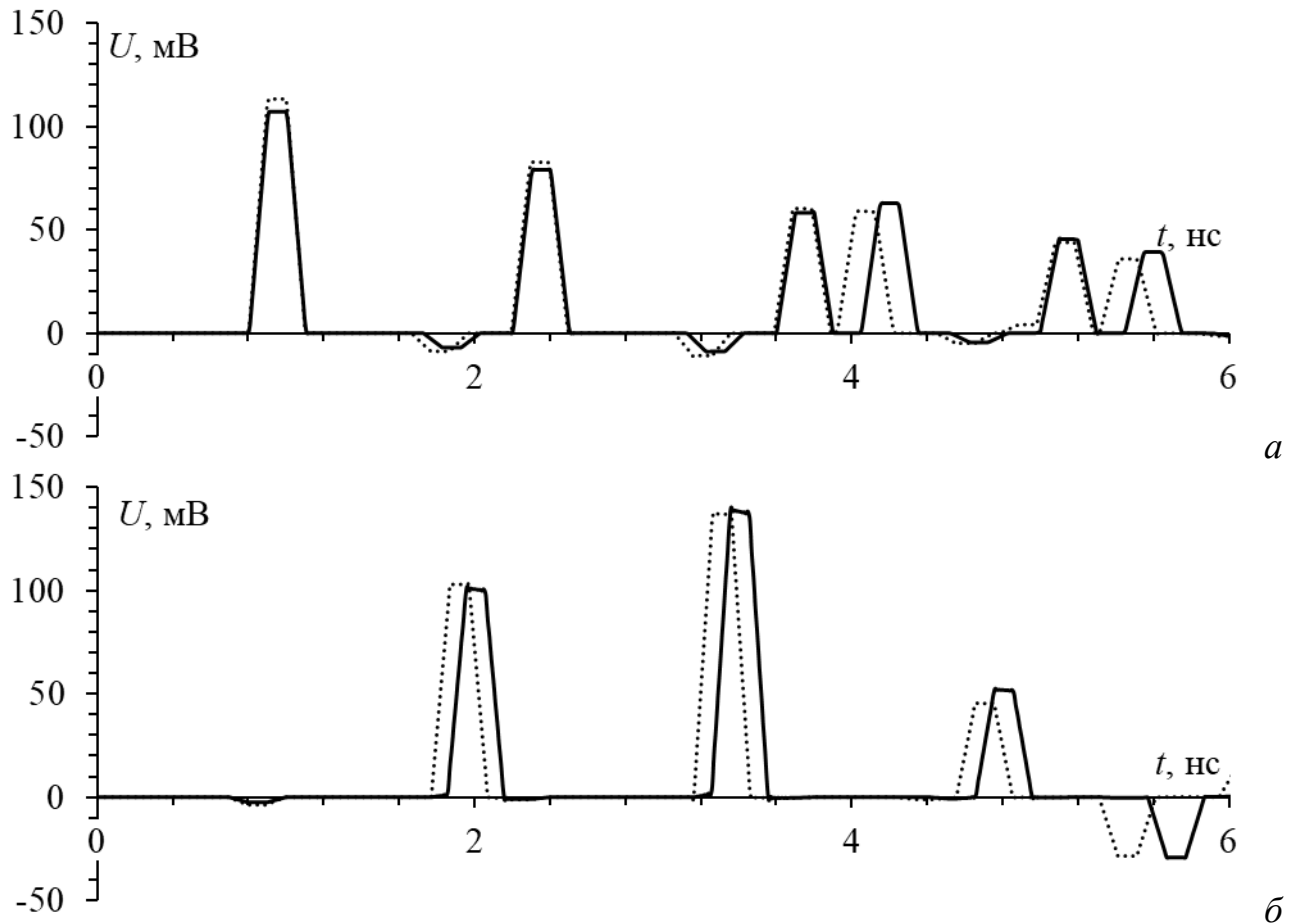


Рисунок 2.24 – Формы напряжения на выходе защитного устройства в синфазном (—) и дифференциальном (···) режимах при наружном (а) и внутреннем (б) расположении проводников с заполнением РПМ

При наружном расположении активных проводников видно, что максимальное напряжение на выходе в синфазном режиме составило 113 мВ, а в дифференциальном – 118 мВ. При внутреннем расположении – 148 мВ и 145 мВ соответственно, из чего следует, что максимальный коэффициент затухания достигается при наружном расположении активных проводников. Формы напряжения при наружном и внутреннем расположении проводников с воздушным заполнением представлены на рисунке 2.25.

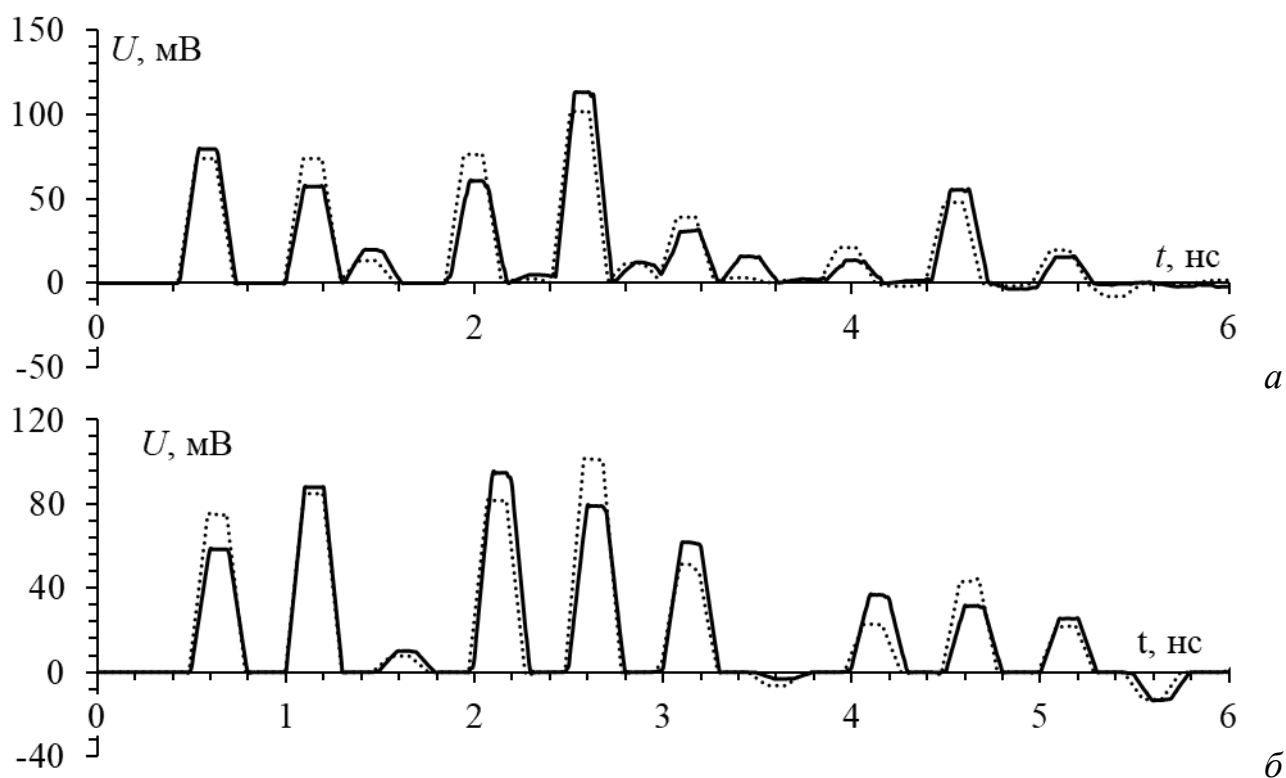


Рисунок 2.25 – Формы напряжения на выходе защитного устройства в синфазном (—) и дифференциальном (···) режимах при наружном (а) и внутреннем (б) расположении проводников с воздушным заполнением

При наружном расположении активных проводников видно, что максимальное напряжение на выходе в синфазном режиме составило 95 мВ, а в дифференциальном – 99 мВ. При внутреннем расположении – 111 мВ и 101 мВ соответственно. Из этого следует, что максимальный коэффициент затухания достигается при наружном расположении активных проводников. Результаты исследования сведены в таблицу 2.18.

Таблица 2.18 – Матрицы погонных параметров

Режим	Активные проводники	Тип диэлектрика	U_{out} , mV	U_1/U_{out}	f_c , МГц
Синфазный	Снаружи	РПМ	113	4,42	41
		Воздух	95	5,26	87
	Внутри	РПМ	148	3,37	22
		Воздух	111	4,5	83
Дифференциальный	Снаружи	РПМ	118	4,23	41
		Воздух	99	5,05	85
	Внутри	РПМ	145	3,44	22
		Воздух	101	4,95	84

Из таблицы 2.18 видно, что максимальный коэффициент затухания достигается при наружном расположении активных проводников с воздушным заполнением и составляет 5,26 раз в синфазном, и 5,05 раз в дифференциальном режимах.

Выполнено моделирование, в результате которого получена глазковая диаграмма для лучшего результата, представленного в таблице 2.18 (рисунок 2.26). При построении диаграммы использованы следующие основные параметры сигнала: скорость передачи данных – 87 Мбит/с, время нарастания/спада – 1,1 нс, амплитуда – 5 В, количество бит – 10000.

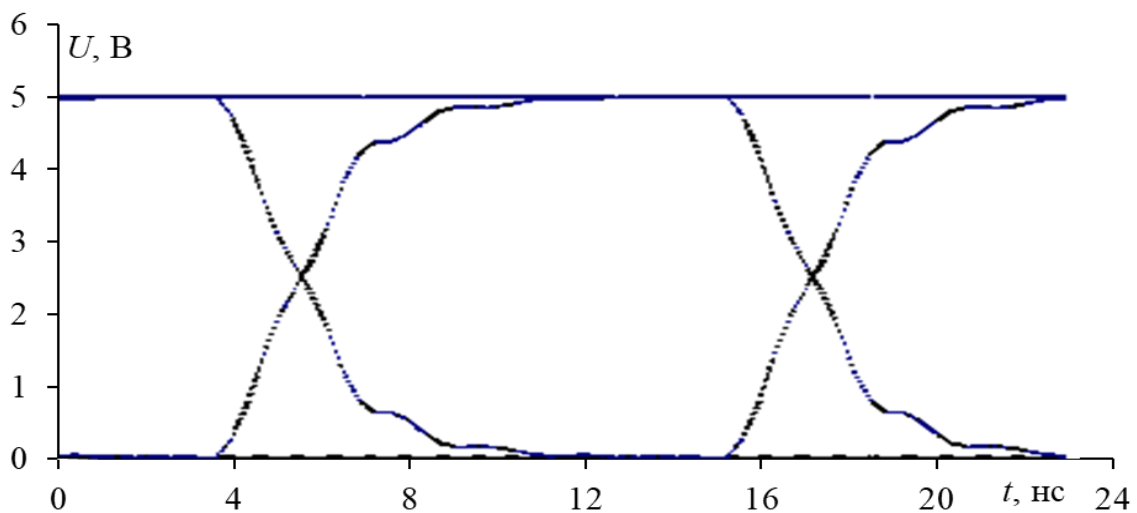


Рисунок 2.26 – Глазковая диаграмма

На диаграмме можно увидеть, что при скорости передачи данных 87 Мбит/с зависящее от данных отклонение изменяется незначительно, обеспечивая целостность сигнала. «Глаз» остается открытым, поэтому вероятность битовой ошибки BER будет низкой. Также вычислено отношение сигнал/шум SNR на частоте среза, равное 82.

В результате получено, что при заполнении РПМ с расположением активных проводников внутри, коэффициент затухания меньше в 1,31 раза – в синфазном режиме, и в 1,22 раза – в дифференциальном режиме, чем при наружном расположении. При воздушном заполнении с расположением активных проводников внутри, коэффициент затухания меньше в 1,33 раза – в синфазном режиме, и в 1,15 раза – в дифференциальном режиме, чем при наружном расположении. Максимальный коэффициент затухания достигается при

воздушном заполнении, в остальных случаях коэффициент затухания меньше в 1,2 раза. Исследование показывает, что для достижения наилучшего коэффициента затухания лучше использовать наружное расположение активных проводников, а также в качестве диэлектрика – воздух.

На основе полученных результатов, разработана новые технические решения, которые позволяют работать в различных условиях эксплуатации. Например, можно использовать оптимизированное расположение проводников для создания защитных экранов или кабельных конструкций, которые обладают высокой защитной способностью и могут использоваться в сложных электромагнитных условиях. Наличие двух заземленных проводников позволяет уменьшать сопротивление возвратного проводника по сравнению с исходной схемой. Наличие земляного проводника изменяет связи таким образом, что при переключении проводников, коэффициент затухания в меньшей степени уменьшается, чем в исходной схеме.

2.5 Устройство защиты на основе экранированной структуры в каскадном исполнении, работающее в синфазном и дифференциальном режимах

Здесь приведены результаты разработки, моделирования, экспериментального исследования устройства защиты, защищающего от СКИ в синфазном и дифференциальном режимах, выполненного на основе центрально-симметричной экранированной структуры в каскадном исполнении.

Используя эмпирический поиск и предварительное моделирование, было определено оптимальное поперечное сечение структуры устройства защиты. Выбранный вид поперечного сечения отличается тем, что ко всем парам проводников применен принцип центральной симметрии, который подразумевает такое преобразование, переводящее все точки некой структуры проводника X в такую точку другого проводника X' , что геометрическая точка пересечения Z_A – есть середина любого отрезка XX' (рисунок 2.27). Геометрические параметры: $w = 3$ мм, $w_1 = 6$ мм, $s = 0,5$ мм, $t = 35$ мкм, расстояние между верхней частью

структуры и экраном $h_1 = 3,6$ мм, расстояние между слоями структуры $h_2 = 3,6$ мм, расстояние между нижней частью структуры и экраном $h_3 = 3,6$ мм, диэлектрическая проницаемость воздушной среды $\epsilon_{r1} = 1$, диэлектрическая проницаемость стеклотекстолита $\epsilon_{r2} = 4,5$. Длина исследуемой структуры составляет 110 мм соответственно. Вариантом оконечных нагрузок на ближних и дальних концах пассивных проводников в каждой из структур приняты режимы ХХ и КЗ, соответственно.

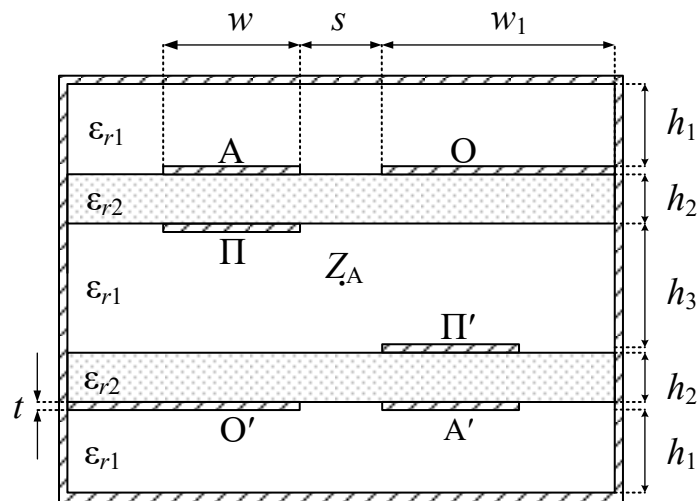


Рисунок 2.27 – Поперечное сечение экранированного устройства защиты, демонстрирующее принцип центральной симметрии

Получены матрицы $\mathbf{C}$, $\mathbf{L}$, $\boldsymbol{\tau}$ и $\mathbf{Z}$

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 303,579 & 235,744 & 19,0835 & 14,9978 \\ 235,744 & 311,159 & 24,2818 & 19,0835 \\ 19,0835 & 24,2818 & 311,159 & 235,744 \\ 14,9978 & 19,0835 & 235,744 & 303,579 \end{pmatrix} \text{ нГ/м,}$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 358,063 & -325,08 & -0,201188 & -0,0131398 \\ -325,08 & 356,776 & -2,00474 & -0,201188 \\ -0,201188 & -2,00474 & 356,776 & -325,08 \\ -0,0131398 & -0,201188 & -325,08 & 358,063 \end{pmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} 69,5309 & 59,7043 & 3,49618 & 3,00782 \\ 59,705 & 70,3672 & 4,07737 & 3,49707 \\ 3,49707 & 4,07737 & 70,3672 & 59,705 \\ 3,00782 & 3,49618 & 59,7043 & 69,5309 \end{pmatrix} \text{ Ом,}$$

$$\tau = \begin{pmatrix} 4,25158 \\ 7,01529 \\ 4,11358 \\ 6,96865 \end{pmatrix} \text{ нс/м.}$$

На рисунке 2.28 изображены формы напряжения на выходе и входе структуры, полученные при моделировании.

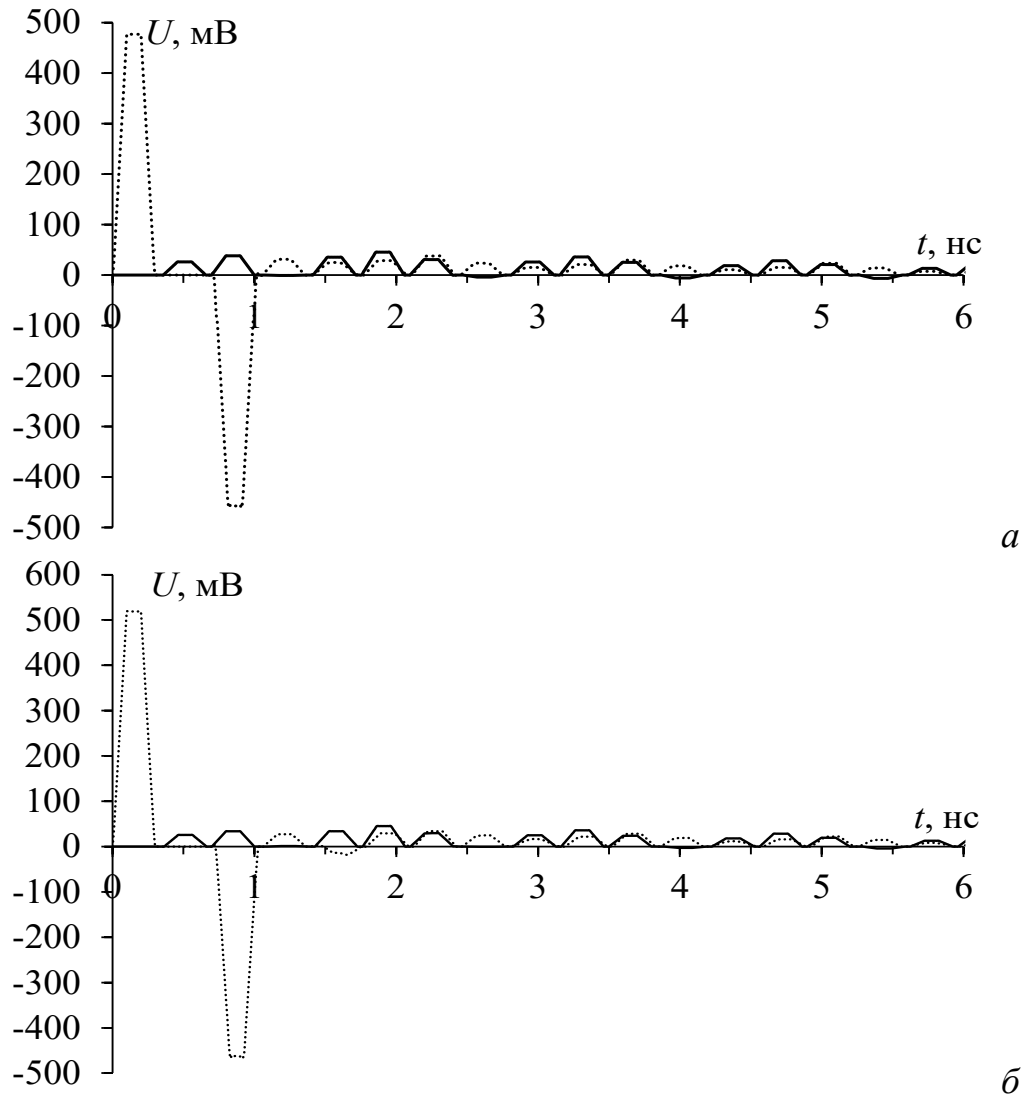


Рисунок 2.28 – Формы напряжений на входе (---) и выходе (—) структуры экранированного центрально-симметричного устройства защиты в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах

Максимальное значение напряжение импульсов на выходе составило 148 мВ для синфазного и 124 мВ для дифференциального режимов. В соответствии с выражением (2.1), вносимые затухания равны 10,57 дБ в синфазном и 12,11 дБ дифференциальном режимах соответственно.

На рисунке 2.29 приведены частотные зависимости модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ для структуры экранированного центрально-симметричного устройства защиты.

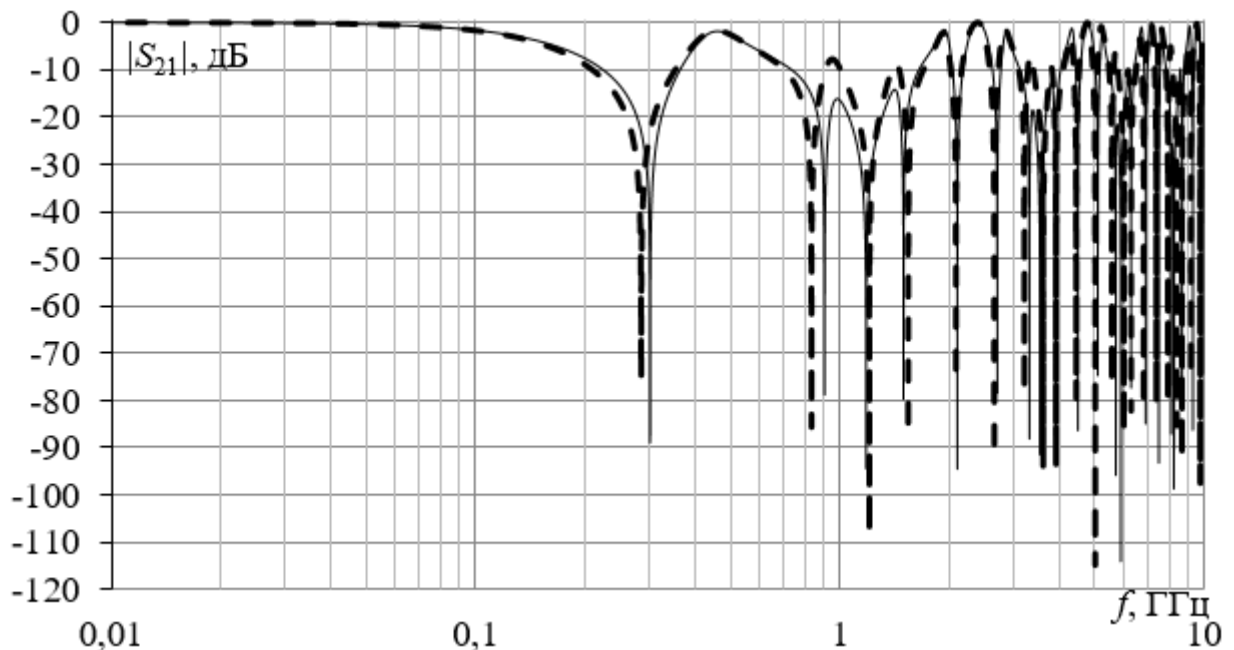


Рисунок 2.29 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ поперечного сечения экранированного центрально-симметричного устройства защиты в синфазном (---) и дифференциальном (—) режимах

Из графика следует, что в синфазном режиме полоса пропускания составляет порядка 127 МГц (по уровню минус 3 дБ), а в дифференциальном режиме – 131,6 МГц. Частота первого резонанса для синфазного режима составляет 284,7 МГц, для дифференциального – 301,3 МГц. Значение $|S_{21}|$ на частоте первого резонанса для синфазного и дифференциального режима составляет минус 75,2 дБ и минус 88,9 дБ соответственно. Максимальное значение $|S_{21}|$ для синфазного режима составляет минус 114,9 дБ на частоте 5,018 ГГц, для дифференциального – минус 114,1 дБ на частоте 5,901 ГГц.

Далее выполнено моделирование рассматриваемой структуры в каскадном варианте включения, с целью анализа степени улучшения рабочих характеристик. В соответствии с принципами модального разложения в каскадных структурах, длина второго (конечного) участка каскада должна быть вдвое больше, чем длина первого (начального) участка каскада, на основе этого длина первого отрезка $l_1=110$ мм, $l_2=220$ мм соответственно (рисунок 2.30).

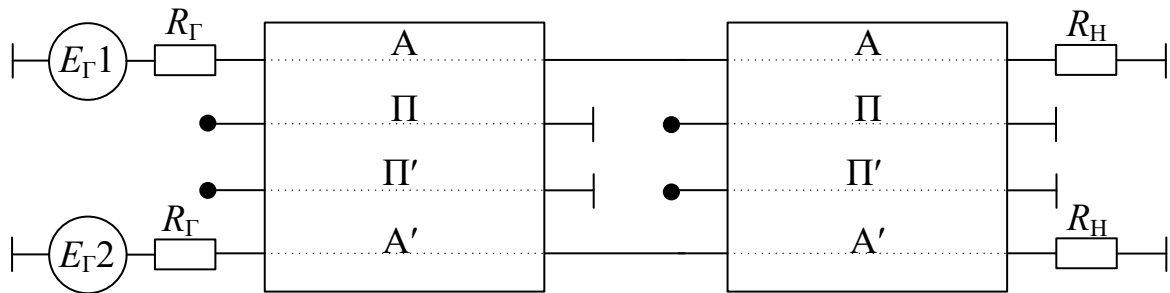


Рисунок 2.30 – Схема электрических соединений каскадного экранированного устройства защиты

В ходе моделирования для имитации прохождения помехового импульса было использовано три различных типа сигнала: импульс в виде трапеции, в виде полуволны и периода синусоиды (рисунок 2.31). Данные помеховые импульсы, в соответствии с текстом стандарта МЭК 61000-2-13 [43], классифицируются как типовые СШП СКИ.

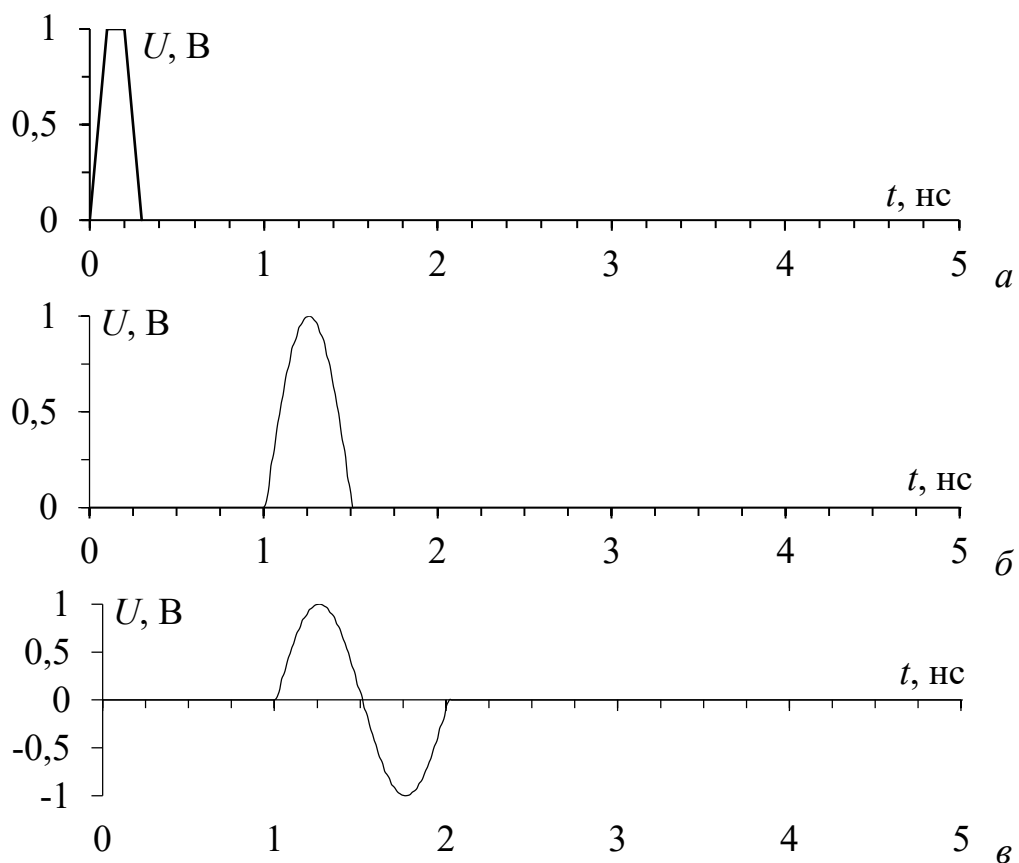


Рисунок 2.31 – Формы СШП СКИ: трапециевидный (а), синусоидальная полуволна (б), период синусоиды (в)

Трапециевидный импульс обладает следующими параметрами: амплитуда воздействия составляет 1 В при длительности 300 пс [105].

Импульс в виде полуволны синусоиды обладает длительностью 0,5 нс по основанию T , его форма описывается выражением (2.5):

$$a(t) = \sin(\omega_0(t - T)) \cdot v(t - T), 0 \leq t \leq (3T / 2), \quad (2.5)$$

Импульс в виде периода синусоиды обладает длительностью 1 нс по основанию $2T$, его форма описывается выражением (2.6):

$$a(t) = \sin(\omega_0(t - T)) \cdot v(t - T), 0 \leq t \leq 2T, \quad (2.6)$$

В процессе моделирования получены временные зависимости уровней помехового напряжения для соответствующих режимов. На рисунке 2.32 изображены формы напряжения при воздействии трапециевидного помехового импульса.

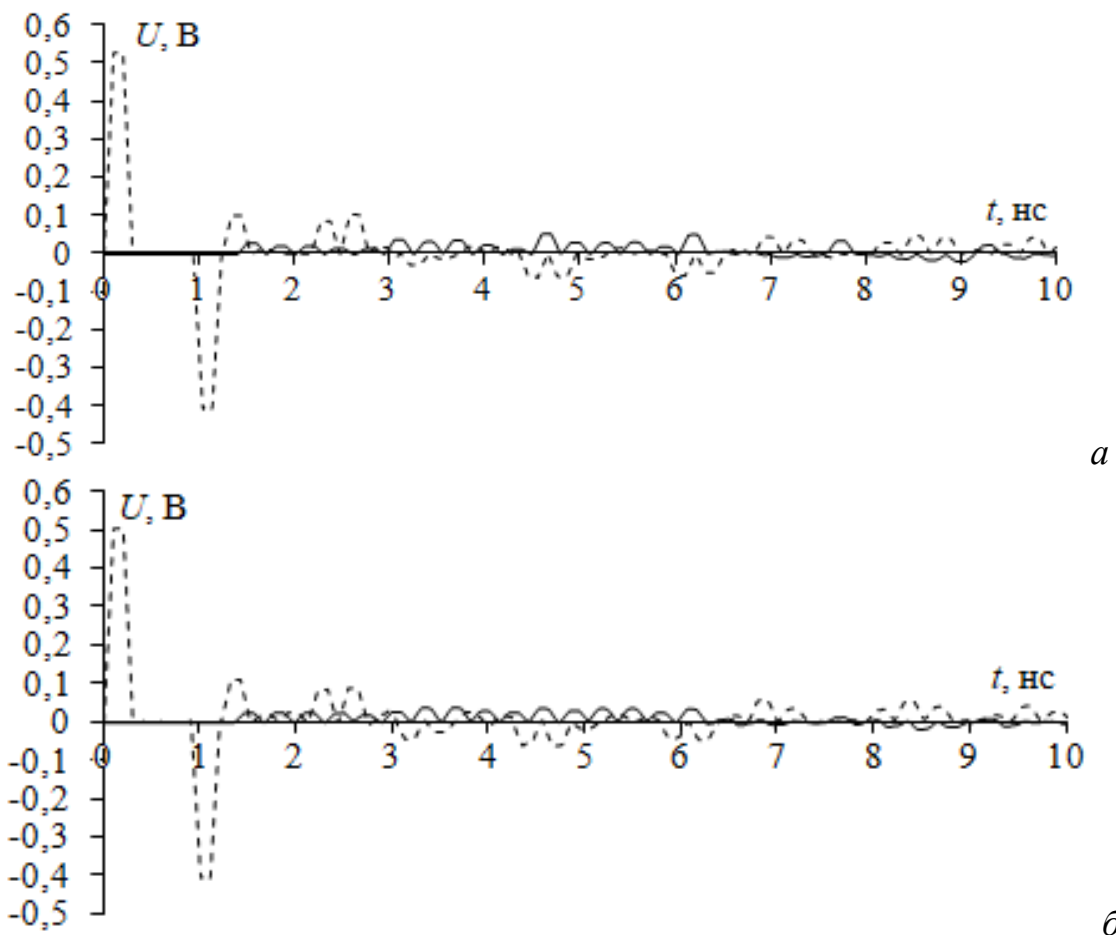


Рисунок 2.32 – Формы напряжений на входе (---) и выходе (—) структуры в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах воздействия трапециевидного импульса

Максимальное значение напряжение импульсов на выходе составило 53 мВ для синфазного и 37 мВ для дифференциального режимов. Значения вносимого

затухания, вычисленное по выражению (2.1), равны 19,49 дБ в синфазном и 22,62 дБ дифференциальном режимах, соответственно.

На рисунке 2.33 изображены формы напряжения при воздействии помехового импульса в виде синусоидальной полуволны. Максимальное значение напряжение импульсов на выходе структуры составило 52 мВ для синфазного и 43 мВ для дифференциального режимов. Вносимые затухания равны 19,6 дБ в синфазном и 21,3 дБ дифференциальном режимах соответственно.

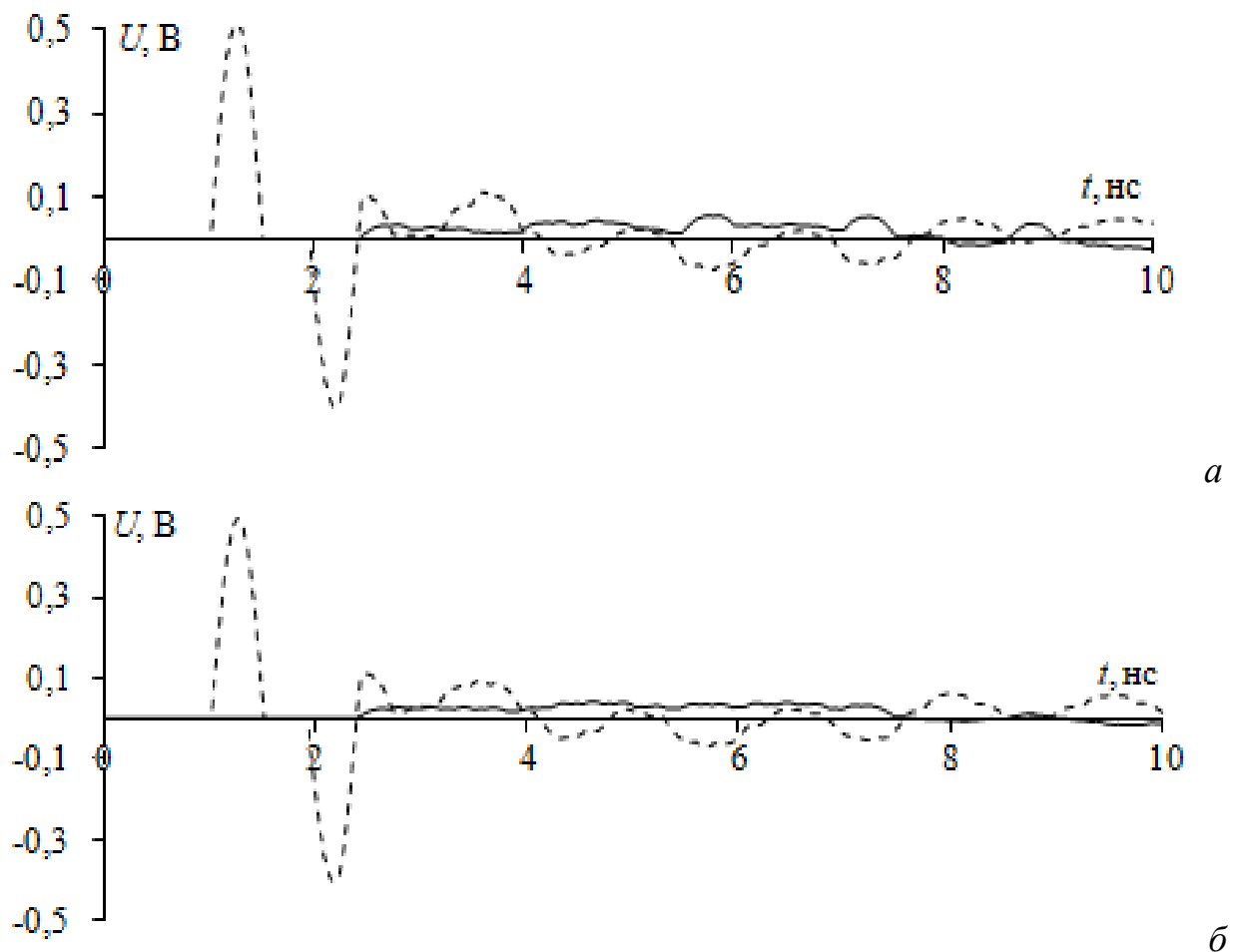
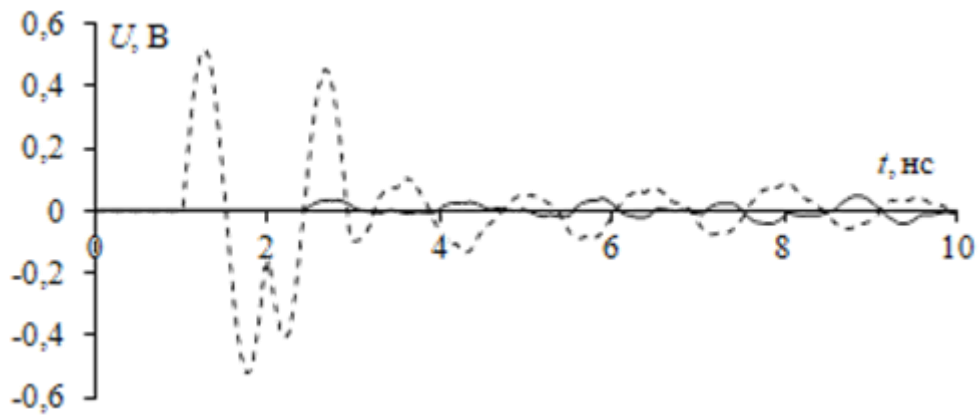
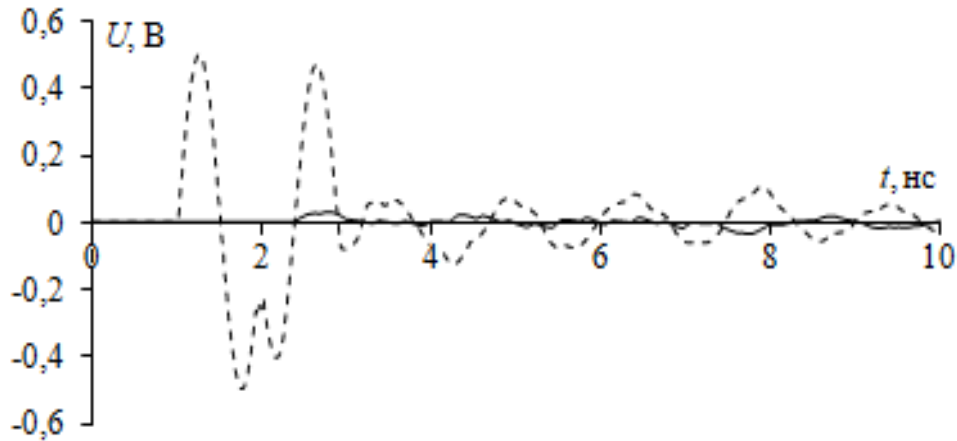


Рисунок 2.33 – Формы напряжений на входе (---) и выходе (—) структуры в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах воздействия импульса синусоидальной полуволны

На рисунке 2.34 изображены формы напряжения при воздействии помехового импульса в виде периода синусоиды. Максимальное значение напряжение импульсов на выходе составило 44 мВ для синфазного и 29 мВ для дифференциального режимов. В соответствии с выражением (2.1) вносимые затухания равны 21,1 дБ в синфазном и 24,73 дБ дифференциальном режимах соответственно.



а



б

Рисунок 2.34 – Формы напряжений на входе (---) и выходе (—) структуры в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах воздействия импульса в виде периода синусоиды

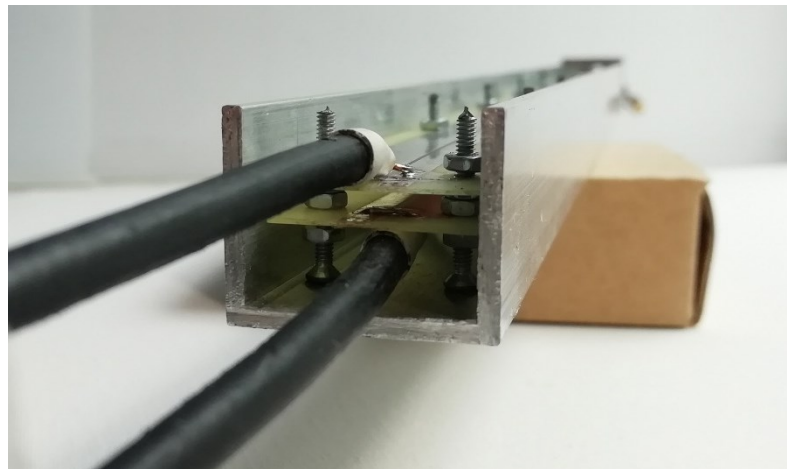
В результате анализа временных откликов получено, что каскадное исполнение экранированного устройства защиты при прочих равных условиях (форма входного помехового сигнала, габаритные размеры корпуса, проводников и т.д.) обеспечивает приемлемое соотношение характеристик (уровни затухания помехового сигнала как в синфазном, так и в дифференциальном режимах, значения коэффициентов $|S_{21}|$, а также наиболее низкие частоты первых резонансов) относительно некаскадированной экранированной конструкции, то есть присутствие каскада оправдано и целесообразно.

На основе моделирования и анализа каскадного исполнения реализованы макеты ПП для начального и конечного участка каскада. Применяемый материал стеклотекстолит СТФ-2-35 толщиной 500 мкм. В соответствии с предварительной оценкой эффективности экранирования (ЭЭ) защитного корпуса, в торцевых крышках выполнены четыре апертуры круглого сечения диаметром 5 мм (по две в

каждой) для возможности вывода за пределы корпуса 50-омных коаксиальных кабелей марки RG-58 с установленными разъемами SMA. На рисунке 2.35 изображен реализованный макет каскадного экранированного устройства защиты.



а



б

Рисунок 2.35 – Макет экранированного устройства защиты в каскадном исполнении: общий вид (а) и места ввода/вывода коаксиальных кабелей (б)

Далее при помощи вычислительного комбинированного осциллографа модели С9-11 [106] измерены формы напряжения на выходе устройства защиты. Параметры помехового воздействия: максимальная амплитуда 0,5 В при общей длительности 0,55 нс. Оцифрованный график помехового импульса на входе осциллографа изображен на рисунке 2.36.

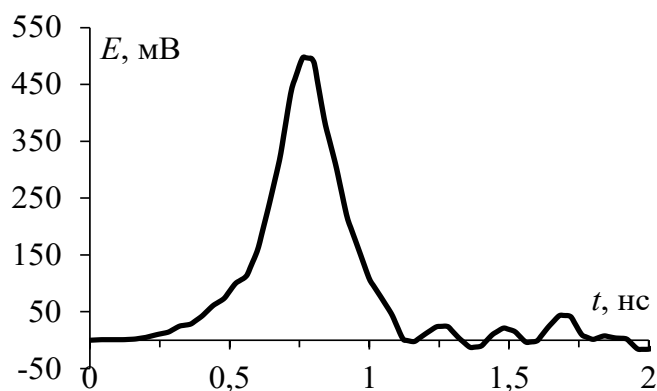


Рисунок 2.36 – Оцифрованная форма напряжения на входе осциллографа С9-11

На рисунке 2.37 изображены форма напряжения при воздействии помехового импульса без устройства защиты и с ним

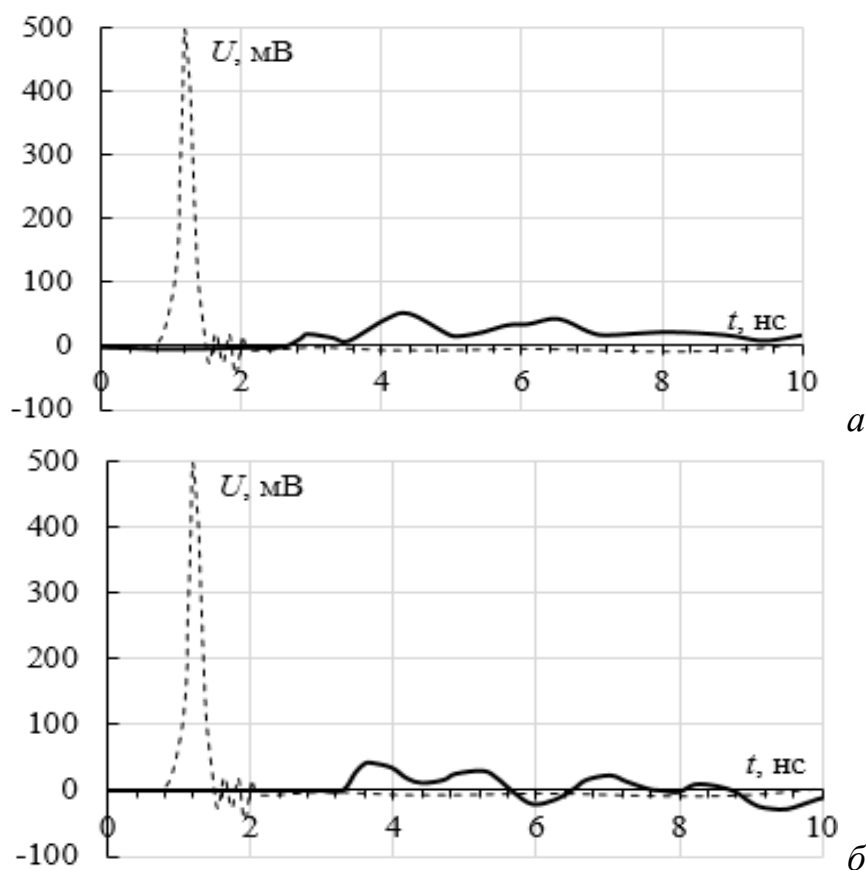


Рисунок 2.37 – Формы напряжений в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах воздействия: без (---) и с устройством защиты (—)

Максимальное значение напряжение импульсов на входе осциллографа с экранированным устройством защиты в каскадном исполнении составило 50 мВ для синфазного и 41 мВ для дифференциального режимов. В соответствии с этим, получено, что максимальное вносимое затухание составляет 19,82 дБ в синфазном и 21,72 дБ в дифференциальном режимах, соответственно (таблица 2.19).

Таблица 2.19 – Сравнение результатов моделирования и эксперимента

Режим	Моделирование		Эксперимент	
	Макс. напряжение, мВ	Вносимое затухание, дБ	Макс. напряжение, мВ	Вносимое затухание, дБ
Синфазный	52	19,6	51	19,82
Дифференциальный	43	21,3	41	21,72

Результаты измерений показали, что некоторые различия с результатами компьютерного моделирования обуславливаются иным волновым сопротивлением (50 Ом) измерительного тракта оборудования, моделированием без потерь для

экономии вычислительных ресурсов, а также влиянием со стороны соединителей типа SMA.

Далее при помощи САЦ Р2М-40 [107] выполнены измерения $|S_{21}|$ изготовленного макета экранированного устройства защиты в каскадном исполнении. Результаты приведены на рисунке 2.38.

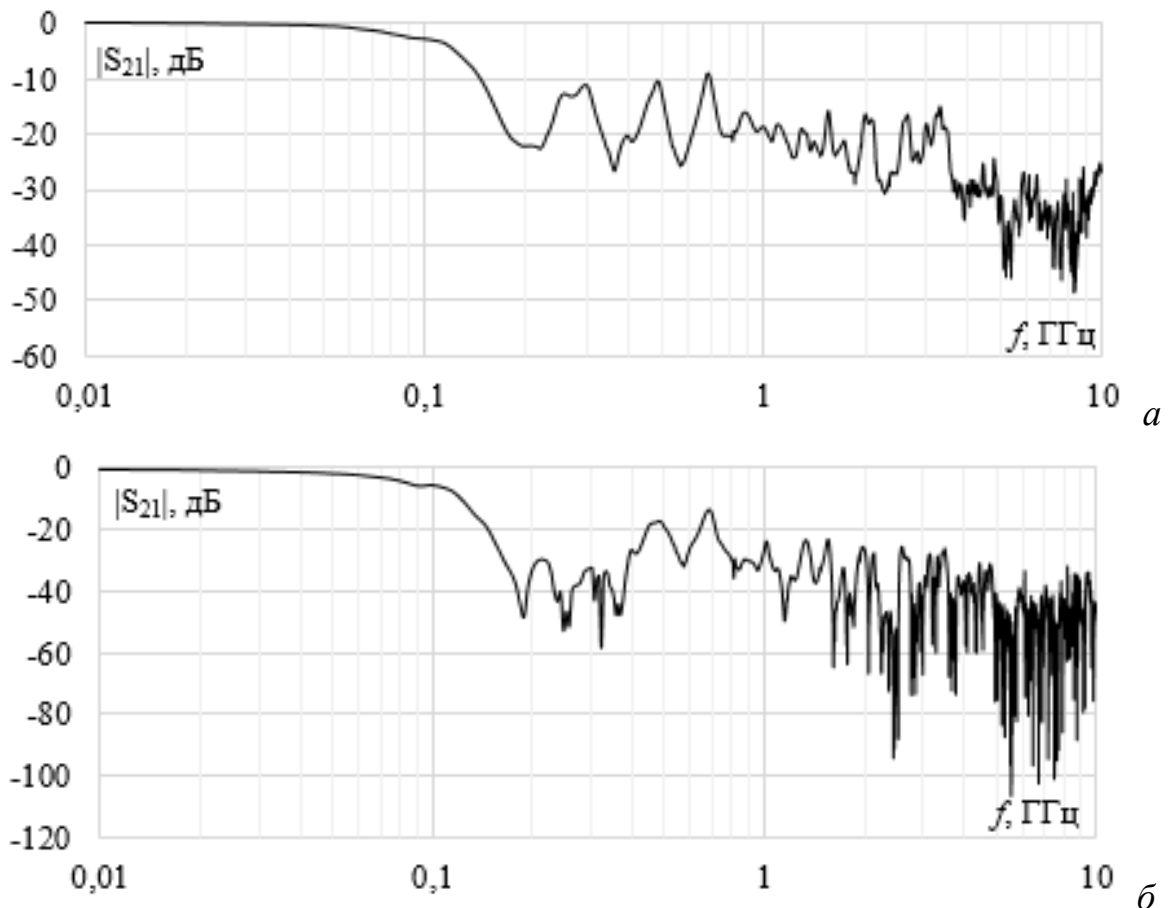


Рисунок 2.38 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ экранированного устройства защиты в каскадном исполнении в синфазном (а) и дифференциальном (б) режимах

Из графиков следует, что в синфазном режиме полоса пропускания составляет 104,89 МГц (по уровню минус 3 дБ), а в дифференциальном режиме – 74,96 МГц. Частота первого резонанса для синфазного режима составляет 219,7 МГц, для дифференциального – 189,2 МГц. Значение $|S_{21}|$ на частоте первого резонанса для синфазного и дифференциального режима составляет минус 22,7 дБ и минус 48,475 дБ соответственно. Максимальное значение $|S_{21}|$ для синфазного режима составляет минус 48,61 дБ на частоте 8,306 ГГц, для

дифференциального – минус 106,42 дБ на частоте 5,57 ГГц. Полученные результаты обобщены в таблице 2.20.

Таблица 2.20 – Сравнение результатов моделирования и эксперимента

Режим	Частота среза, МГц	
	Моделирование	Эксперимент
Синфазный	117,1	74,96
Дифференциальный	126,4	104,89

Таким образом, выполнена разработка фотошаблонов макетов центрально-симметричного устройства защиты с последующим их изготовлением. Реализовано каскадное исполнение макетов ПП. Разработан и реализован прямоугольный защитный экранирующий корпус из алюминия для каскадного исполнения устройства защиты. По результатам выполнения лабораторного эксперимента получены значения амплитуд импульсов на выходе устройства, близкие по значению с результатами моделирования, что подтверждает правильность методики расчета и моделирования. Несовпадение форм видимых сигналов на выходе устройства в эксперименте и моделировании, а также несовпадение значений частот среза обусловлено другим значением волнового сопротивления (50 Ом) тракта, использованием метода моделирования без потерь для экономии вычислительных ресурсов и времени, а также влиянием со стороны соединителей типа SMA.

2.6 Измерение уровней излучения и восприимчивости электромагнитного поля экранированного устройства защиты в каскадном исполнении

Здесь выполнена оценка уровней излучения и восприимчивости к электромагнитным помехам для экранированного устройства защиты в каскадном исполнении общей длиной 330 мм (110+220 мм). Проведена оценка ЭЭ, а также оценка излучения и восприимчивости устройства защиты с экраном и без него, при повороте устройства на углы 0° и 180° относительно плоскости ПЛ. Оценки восприимчивости и излучения проводились с помощью приемника электромагнитных помех Rohde&Schwarz ESRP7 [108] и измерителя модулей

коэффициентов передачи и отражения «Микран» Р2М-40, используя S -параметры в диапазоне частот от 10 МГц до 3 ГГц. В процессе измерений, САЦ использовался как измеритель и генератор сигналов помех. Были собраны два варианта испытательных стендов: для измерения восприимчивости электромагнитного поля (рисунок 1.23, а) и излучаемой электромагнитной эмиссии (рисунок 1.23, б). Устройство защиты без алюминиевого экранирующего корпуса и в корпусе приведено на рисунке 2.39 по примеру [109].



Рисунок 2.39 – Макет устройства защиты без электромагнитного экрана (а) и с ним (б)

В рамках анализа характеристик макет размещен внутри ПЛ в электромагнитном экране и без него. На рисунке 2.40 показан график ЭЭ алюминиевого корпуса на основе экспериментальных данных.

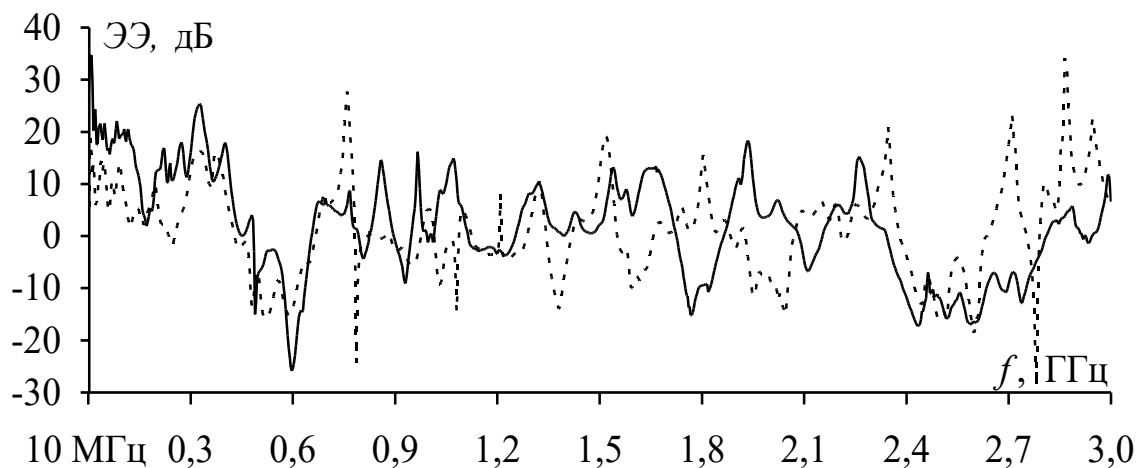


Рисунок 2.40 – Частотная зависимость ЭЭ алюминиевого корпуса под углами 0° (—) и 180° (---) относительно плоскости

Из графика видно несколько диапазонов частот с минимальной ЭЭ: для угла 0° положения макета это 0,5–1,3, 1,6–1,9 и 2,4–2,9 ГГц (ЭЭ = минус 8...минус 13 дБ), с одним локальным экстремумом на частоте

600 МГц на уровне минус 26 дБ; при угле 180° аналогичные минимумы ($\text{ЭЭ} = \text{минус } 4 \dots \text{минус } 15 \text{ дБ}$) наблюдаются на частотах 0,5–1,3, 1,6–1,7, 1,9–2,1 и 2,4–2,8 ГГц соответственно, с двумя экстремумами до минус 27 дБ (0,8 ГГц) и минус 29 дБ (2,8 ГГц). Причиной этих нежелательных эффектов является совокупность неучтённых апертур в корпусе, влияние соединительных разъемов и взаимные помехи от ПП.

На основе экспериментально полученных S -параметров рассчитаны и проанализированы зависимости уровней восприимчивости (рисунок 2.42) и помеховых эмиссий (рисунок 2.41) макета в исполнении с экраном и без него при двух положения внутри ПЛ: 0° и 180° .

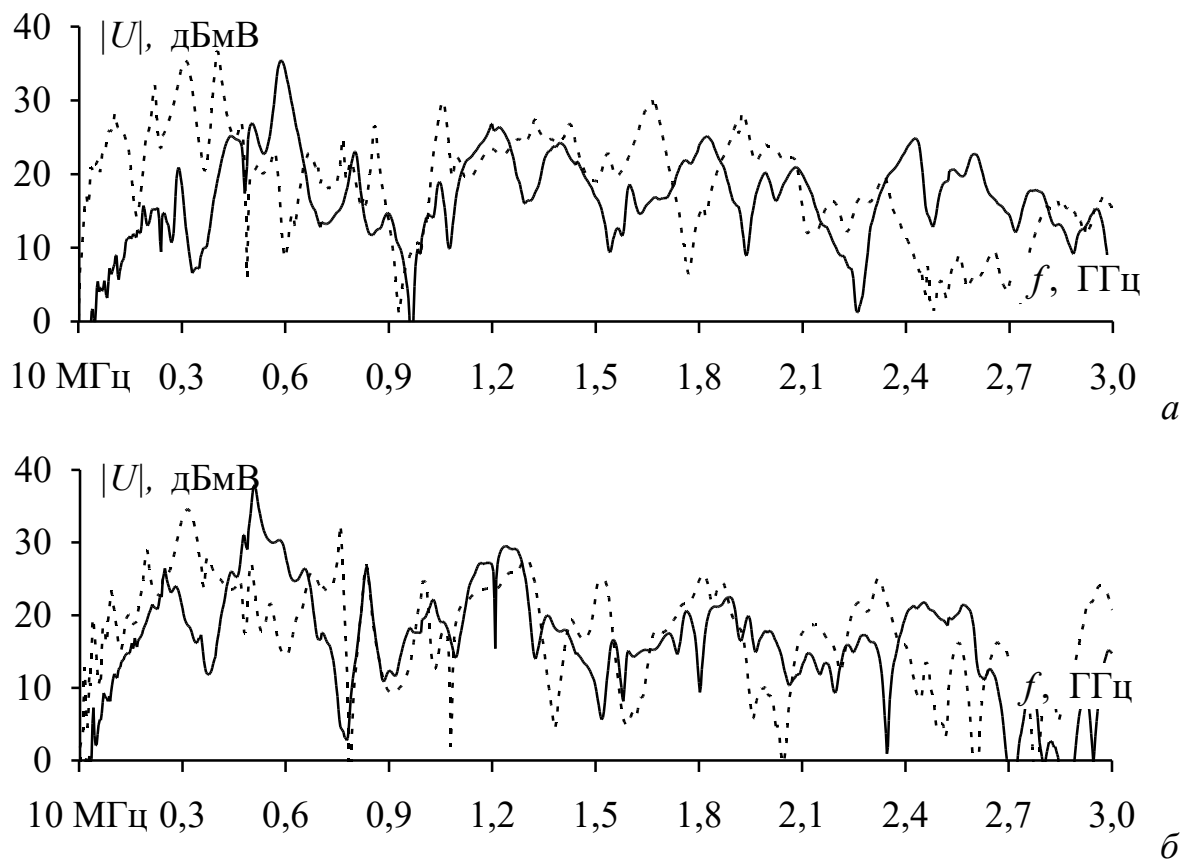


Рисунок 2.41 – Частотные зависимости восприимчивости устройства: с (—) и без (---) экранирующего корпуса, при повороте относительно плоскости на углы 0° (а) и 180° (б)

Из графиков видно, что для устройства без экрана при ориентации 0° минимальное значение уровня восприимчивости, равное 2 дБмВ, регистрируется дважды: в полосе 2,5–2,7 ГГц и на частоте 1 ГГц. При этом максимальное значение 38 дБмВ наблюдается в более узком диапазоне 360–375 МГц. Вариант с

экраном, при ориентации 0° , демонстрирует уровень восприимчивости, аналогичный варианту без экрана 2 дБмВ на схожей частоте 1 ГГц, а также дополнительный провал на 2,25 ГГц. Локальный максимум, не превышающий уровня 35 дБмВ, соответствует первой резонансной частоте корпуса 600 МГц.

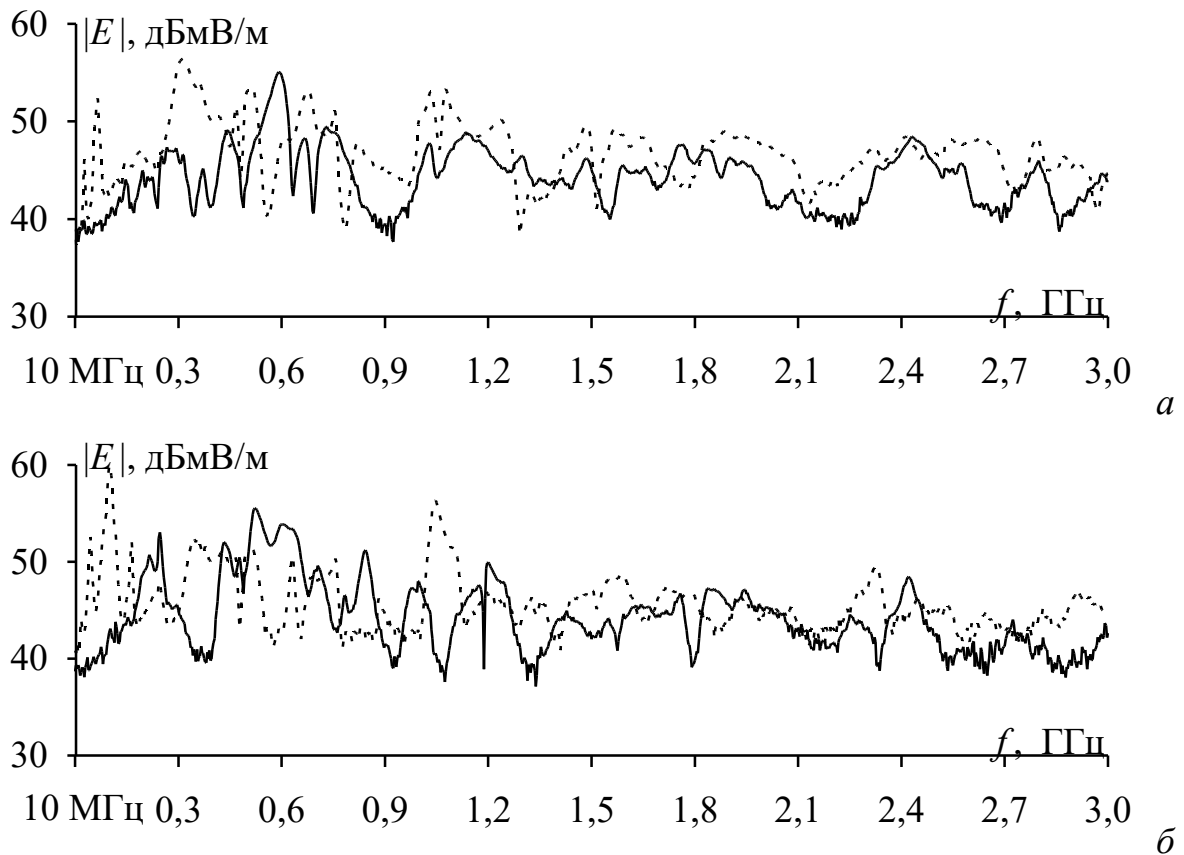


Рисунок 2.42 – Частотные зависимости уровней излучения устройства: с (—) и без (---) экранирующего корпуса, при повороте фильтра относительно плоскости на углы 0° (а) и 180° (б)

При изменении угла поворота на 180° для варианта без экрана, минимальная восприимчивость на уровне 1 дБмВ соответствует частотам 1,05 ГГц, 2,07 ГГц, а также интервалу 2,6–2,8 ГГц. При этом пиковое значение 35 дБмВ достигнуто на частоте 0,3 ГГц. Для варианта с экраном наблюдается негативный эффект: на первой резонансной частоте возникает пик восприимчивости с амплитудой 38 дБмВ. Максимальные значения помеховых эмиссий для варианта без экрана при углах 0° и 180° составляют 55 и 60 дБмВ/м, дополнительные пики отмечены в диапазоне 0,95–1,2 ГГц и на частоте 1 ГГц соответственно.

Таким образом, применение экрана приводит к снижению уровня помеховых эмиссий во всем исследуемом диапазоне частот. Так, для угла поворота

0° максимальное значение снижается до уровня 53 дБмВ/м, для угла 180° – до 55 дБмВ/м. В обоих случаях максимумы отмечены на первой резонансной частоте.

2.7 Полосковая структура с лицевой связью, защищающая от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах

Здесь предложен подход к разработке устройств защиты от СКИ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах, основанный на использовании общего диэлектрического основания для размещения на нем необходимой конфигурации проводников. Данный подход способствует уменьшению массогабаритных характеристик устройств защиты по сравнению с устройствами, полученными на основе объединения двух и более обособленных структур в единую конструкцию.

На рисунке 2.43 представлено запатентованное устройство защиты на основе полосковой структуры, выполненное на общем диэлектрическом основании [93].

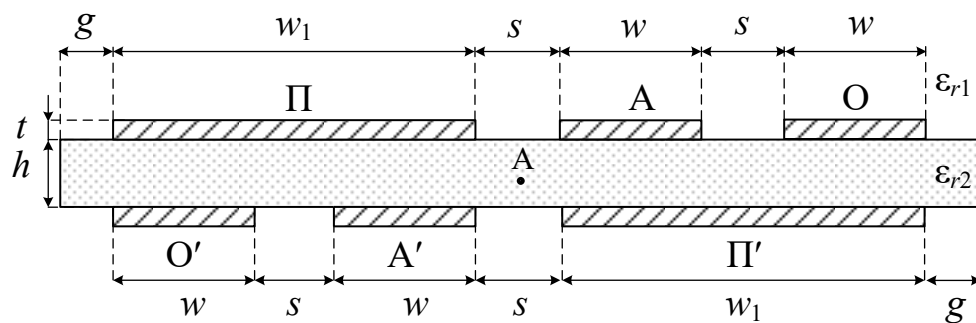


Рисунок 2.43 – Поперечное сечение устройства защиты на основе полосковой структуры

Устройство имеет следующие параметры поперечного сечения: w – ширина пассивных (П, П') и активных (А, А') проводников, s – расстояние между проводниками, w_1 – ширина опорных (О, О') проводников, g – защитный интервал от края структуры, t – толщина проводников, h – толщина диэлектрической подложки, ϵ_{r1} – диэлектрическая проницаемость воздуха, ϵ_{r2} – диэлектрическая проницаемость подложки. Значения параметров (в мм): $w = 10$, $s = 2$, $w_1 = 21$, $g = 1$, $t = 0,105$, $h = 0,36$, $\epsilon_{r1} = 1$, $\epsilon_{r2} = 20$. Параметры поперечного сечения

выбраны по критериям допустимой токовой нагрузки, доступности материалов, уменьшения напряжения на выходе устройства защиты и снижения массы.

Схема электрических соединений устройства изображена на рисунке 2.44 и представляет собой 6 проводников одинаковой длины $l = 100$ мм, два из которых (опорные О и О') представлены на схеме обозначением схемной земли, источники импульсных сигналов, представленных идеальными источниками э.д.с $E_{Г1}$ и $E_{Г2}$ с внутренними сопротивлениями $R_{Г} = 50$ Ом, которые подсоединены к активным проводникам А и А' на ближнем конце, и нагрузочных резисторов $R_{Н} = 50$ Ом, которые подсоединены к активным проводникам А и А' на дальнем конце заявляемой структуры. На ближних концах пассивных линий П и П' используются резистивные нагрузки номиналами 1 МОм (номиналы соответствуют режиму ХХ). На дальних концах пассивных линий П и П' используются резистивные нагрузки номиналами 1 мкОм (номиналы соответствуют режиму КЗ). В качестве входного сигнала используется трапецевидный импульс, длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 100 пс, амплитуда э.д.с источника изменяется в зависимости от режима воздействия помехи: для реализации синфазного режима амплитуда э.д.с. источников $E_{Г1} = E_{Г2} = 1$ В; для реализации дифференциального режима амплитуда э.д.с. источников $E_{Г1} = 0,5$ В, а $E_{Г2} =$ минус 0,5 В.

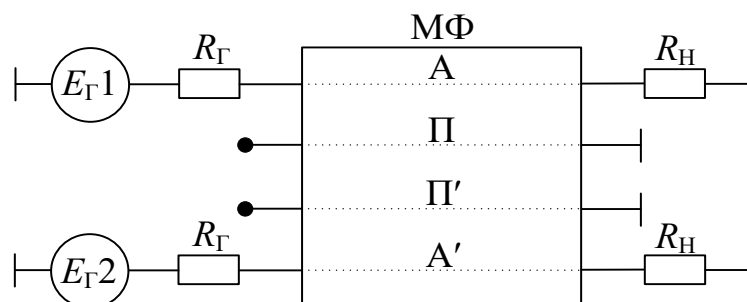


Рисунок 2.44 – Схема электрических соединений полоскового устройства защиты

За основу выбрана структура устройства защиты (рисунок 2.3), состоящая из опорного (заземленного) проводника и двух параллельных ему проводников, а также диэлектрической среды (диэлектрическая подложка и окружающий ее воздух), так что на верхней стороне диэлектрической подложки располагаются опорный и активный проводники, пассивный проводник выполняется на нижней

стороне диэлектрической подложки симметрично активному проводнику. В предлагаемом устройстве защиты пассивный проводник продлен до уровня внешнего края опорного проводника, а аналогичная структура расположена центрально-симметрично со стороны левого края поперечного сечения всей полосковой структуры.

Результатом является увеличение уровня затухания помеховых сигналов в синфазном и дифференциальном режимах воздействия. Данный результат достигается усилением связей между активными и пассивными проводниками, путем увеличения ширины пассивных проводников и расположением их на обеих сторонах диэлектрической подложки, применением комбинации оконечных нагрузок на ближнем и дальнем концах пассивных проводников, а также сохранением центральной симметрии поперечного сечения.

Выполнено квазистатическое моделирование [110] в ПО TUSUR.EMC для получения временного отклика устройства защиты, защищающего в дифференциальном и синфазном режимах. Для получения временного отклика реализована геометрическая модель поперечного сечения исследуемого устройства защиты. Далее, на основе геометрической модели, вычисляются матрицы первичных погонных параметров $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 74,04 & 3,87 & 35,90 & 5,20 \\ 3,87 & 38,01 & 2,69 & 35,90 \\ 35,90 & 2,69 & 38,01 & 3,87 \\ 5,20 & 35,90 & 3,87 & 74,04 \end{bmatrix} \text{ нГн/м;}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 5,036 & -0,014 & -5,036 & -0,008 \\ -0,014 & 10,112 & -1,35 & -5,036 \\ -5,036 & -1,35 & 10,112 & -0,014 \\ -0,008 & -5,036 & -0,014 & 5,036 \end{bmatrix} \text{ нФ/м.}$$

Затем, на основе полученных матриц первичных погонных параметров $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$, вычисляется вектор погонных задержек мод $\boldsymbol{\tau}$, а также матрица импедансов $\mathbf{Z}$:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 5,38 & 0,16 & 2,64 & 0,22 \\ 0,16 & 2,73 & 0,11 & 2,65 \\ 2,65 & 0,11 & 2,73 & 0,16 \\ 0,22 & 2,64 & 0,16 & 5,38 \end{bmatrix} \text{ Ом; } \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \\ \tau_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 13,20 \\ 14,15 \\ 14,47 \\ 14,52 \end{bmatrix} \text{ нс/м.}$$

На рисунке 2.45 представлены результаты моделирования в синфазном и дифференциальном режимах при длине линии $l=100$ мм. Наблюдается ослабление воздействующего импульсного сигнала за счет его разложения на импульсы меньшей амплитуды относительно половины уровня входной э.д.с, а также частичного отражения из-за оконечных нагрузок на ближнем и дальнем концах пассивных линий. Максимальное напряжение импульсов на выходе устройства защиты составило 99 мВ для синфазного и 93 мВ для дифференциального режимов, при этом вносимые потери составили 14,05 дБ и 14,54 дБ соответственно, что доказывает техническую возможность ослабления СКИ.

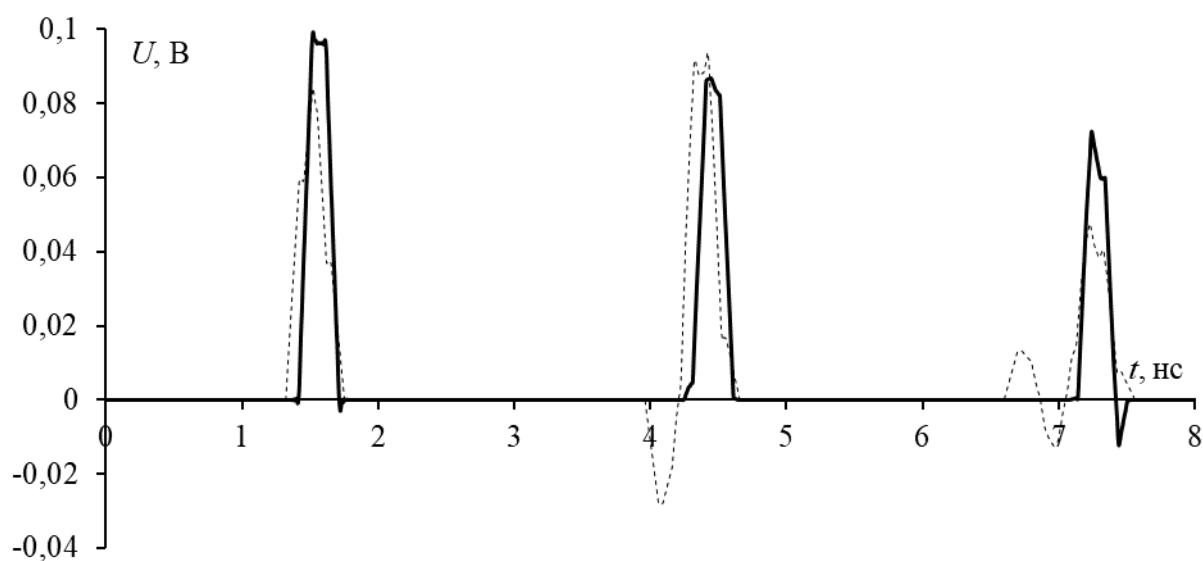


Рисунок 2.45 – Формы напряжения на выходе в синфазном (—) и дифференциальном (····) режимах

Таким образом, представлено новое устройство защиты от помеховых СКИ, работающее в синфазном и дифференциальном режимах. Ключевой особенностью данного устройства, относительно устройств защиты РЭС с традиционной схемотехникой, является отсутствие радиоэлектронных компонентов. Вместо этого в конструкции использованы проводники, скомпонованные между собой таким образом, чтобы обеспечить максимальную электромагнитную связь. Отсутствие классических радиоэлектронных компонентов, склонных к деградации и потере эксплуатационных характеристик, делает такой класс устройств устойчивым к внешним воздействиям, например воздействию ионизирующего излучения, вибрации или перегрузкам, а также перепадам

температур и влажности. Все это обеспечивает простоту конструкции и снижение себестоимости, позволяя производить его в рамках типового процесса изготовления ПП. Важной характеристикой устройства является обеспечение защиты РЭС как в дифференциальном, так и в синфазном режимах одновременно: уровни вносимых потерь составили 14,05 и 14,54 дБ соответственно.

2.8 Основные результаты и выводы

В разделе представлены следующие результаты поэтапной разработки устройств защиты от СКИ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах:

1. Выбрана геометрическая модель двухпроводной асимметричной линии с лицевой связью и схемная модель, реализующая оконечные нагрузки в виде ХХ на ближнем и КЗ – на дальнем концах пассивного проводника, для дальнейшей разработки устройства защиты от СКИ, работающего в синфазном и дифференциальном режимах.

2. Выявлена оптимальная геометрическая модель устройства защиты, работающего в синфазном и дифференциальном режимах, представляющая из себя объединение двух структур в одну конфигурацию с центрально-симметричным расположением пар проводников.

3. Определены параметры поперечного сечения, выбор которых основан на обеспечении максимально возможной токовой нагрузки, доступности материалов, снижения массы и уменьшения напряжения на выходе устройства в синфазном и дифференциальном режимах. Получено, что при увеличении ширины активного проводника до 5 мм достигается наилучшее ослабление. Получено оптимальное значение расстояния между платами, равное 2,65 мм.

4. Исследованы зависимости вносимого затухания в симметричной и несимметричной вариациях расположения проводников в центрально-симметричном устройстве защиты при однократном модальном резервировании и выборе различных оконечных нагрузок. Получено, что использование

симметричного резервирования не вносит изменение уровни вносимого затухания, при этом несимметричный вариант обеспечивает снижение уровней вносимого затухания на 12,8% для синфазного и 21,05% для дифференциального режимов. Отмечено, что вариант конечных нагрузок КЗ–ХХ, обеспечивает на 0,6% меньшее вносимое затухание относительно варианта КЗ–ХХ.

5. Выполнена оценка влияния выбора пары проводников при однократном модалном резервировании для четырёх вариантов коммутации и четырёх типов импульсных воздействий. Получено, что минимальные амплитуды на выходе и наилучшие значения вносимого затухания для всех исследованных помех достигаются при подключении источников э.д.с к наиболее удалённой паре проводников 1 и 4 в обоих режимах. Переключение на более близкие пары ухудшает вносимое затухание в среднем на 5–14% в синфазном и 8–16% в дифференциальном режимах.

6. Выполнено сравнение влияния типа помехи на эффект переключения. Показано, что изменения амплитуд до и после переключения зависят от формы воздействия; при этом конфигурации с одинаковыми характеристиками демонстрируют минимальную чувствительность к переключению, особенно в дифференциальном режиме.

7. Выполнено исследование влияния расположения проводников и диэлектрического заполнения. Получено, что максимальное ослабление достигается при наружном расположении активных проводников и воздушном заполнении. Показана сохранность целостности сигнала по глазковой диаграмме при 87 Мбит/с и оценено отношение $\text{SNR} \approx 82$ на частоте среза.

8. Разработано и исследовано экранированное устройство защиты на основе центрально-симметричной структуры. Получены значения вносимого затухания, равные 10,6 дБ в синфазном и 12,1 дБ в дифференциальном режимах при частотах среза 127 МГц и 131,6 МГц, соответственно.

9. Реализовано каскадное исполнение экранированной структуры, в результате которого получено повышение эффективности защитных характеристик.

10. Исследовано влияние экранирующего корпуса на формы напряжения и частотные характеристики устройства защиты. Проведена оценка уровней излучения и восприимчивости к электромагнитным помехам.

11. Разработано и запатентовано устройство защиты на основе полосковой структуры, отличающиеся центрально-симметричным расположением проводников на общем диэлектрическом основании, обладающее увеличенными уровнями ослабления помеховых сигналов в синфазном и дифференциальном режимах.

3. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ 6- И 8- ПРОВОДНЫХ СТРУКТУР С МОДАЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ, РАБОТАЮЩИЕ В СИНФАЗНОМ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ

Здесь представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур с модальным разложением: вычисление коэффициентов ослабления, временных интервалов и погонных задержек [111–114]; оптимизации параметров поперечного сечения по амплитудному и временному критериям [115]; анализ влияния материалов диэлектрических подложек на характеристики устройств защиты [116]; оценки влияния экранирующего корпуса на коэффициент ослабления и погонные задержки 6- и 8-проводной структур [117]; анализ влияния расположения каскадов на коэффициент затухания и погонные задержки 6- и 8-проводной структур [118, 119].

3.1 Выбор геометрических моделей поперечного сечения

Здесь рассматриваются устройства защиты на основе полосковых линий передачи. Выполнен выбор оптимальной структуры поперечного сечения устройства защиты, обеспечивающего защиту от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах.

При проектировании устройства защиты от СКИ необходимо обратить внимание на два критерия, позволяющих получить наибольшее ослабление. Первый критерий – это минимизация амплитуды импульсов на выходе, которую можно достичь путем подбора характеристического импеданса линии, электромагнитной связи между проводниками и номиналов конечных нагрузок на ближнем и дальнем концах. Второй критерий – это максимизация разности погонных задержек мод, что позволяет распределить энергию помехового импульсного воздействия во времени. Также этот критерий определяет максимальную длительность возможного помехового импульсного воздействия.

Для устойчивой работы устройства защиты от импульсных помех малой длительности в дифференциальном и синфазном режимах используют проводники, специальным образом сконфигурированные на общем диэлектрическом основании. Также можно использовать две структуры, объединенные в одну конструкцию, в которой опорные проводники соединены между собой на ближнем и дальнем концах. Такой вариант позволяет получить более неравномерное заполнение диэлектриком, что дает возможность получить большую разность погонных задержек мод.

Квазистатическое моделирование выполнено в ПО TUSUR.EMC без учета потерь в проводниках и диэлектриках. В качестве входного воздействия использован трапецеидальный импульс с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 0,1 нс. В моделировании используется неравномерная сегментация элементов поперечного сечения. Например, такой элемент поперечного сечения как толщина проводников имеет наименьший размер, и достаточное количество сегментов необходимых для сходимости моделирования равно 5. Расстояния между проводниками разделены на 100 сегментов, а самые большие элементы поперечного сечения, которыми являются ширины проводников разделены на 200 сегментов.

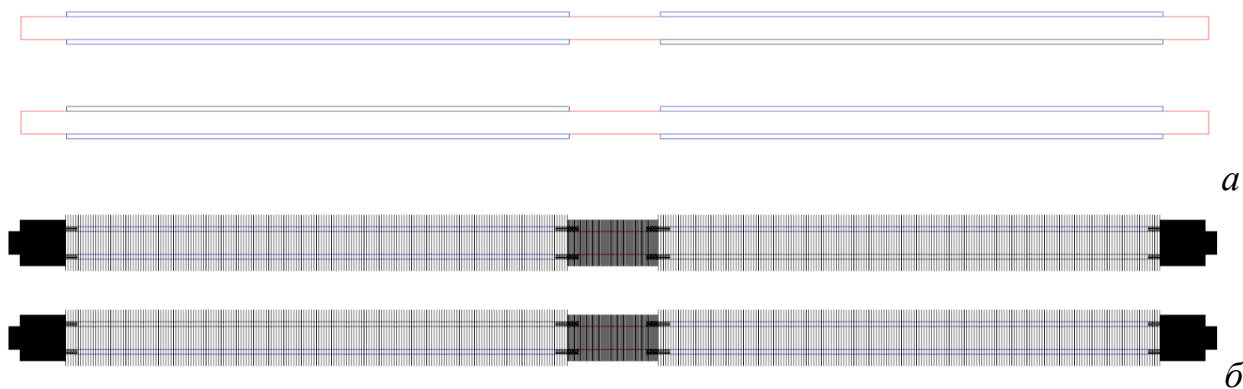


Рисунок 3.1 – Поперечное сечение геометрической модели (а), ее сегментация (б)

Поперечные сечения исследуемых устройств защиты характеризуются следующими параметрами: ширина проводников (w); расстояние между проводниками (s); расстояние от проводника до края диэлектрика (d); толщина диэлектрических слоев (h_1); толщина воздушного зазора между структурами (h_2);

толщина проводников (t); диэлектрическая проницаемость слоев (ϵ_{r1}); диэлектрическая проницаемость окружающего воздуха (ϵ_{r2}), длина структуры (l). При моделировании приняты следующие значения номиналов оконечных нагрузок: сопротивление $R=50$ Ом, короткое замыкание $KЗ=1$ МОм, холостой ход $ХХ=1$ МОм. Для обеспечения одинаковых условий моделирования для всех исследуемых структур длина выбрана равной 100 мм. В качестве активных проводников использованы проводники, на которые подключены источники э.д.с., а на пассивных оконечные нагрузки в соответствии со схемами электрических соединений.

Параметры поперечного сечения для 7 структур, исследуемых в данном разделе, выбраны путем предварительной оптимизации с использованием алгоритма эвристического поиска.

На рисунке 3.2 представлено поперечное сечение №1 устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. При моделировании использованы следующие значения геометрических параметров поперечного сечения: $w = 6$ мм, $s = 2$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 500$ мкм, $h_2 = 1360$ мкм, $t = 105$ мкм, $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Схема электрических соединений, используемая при моделировании такого поперечного сечения, показана на рисунке 3.3.



Рисунок 3.2 – Поперечное сечение защитного устройства №1

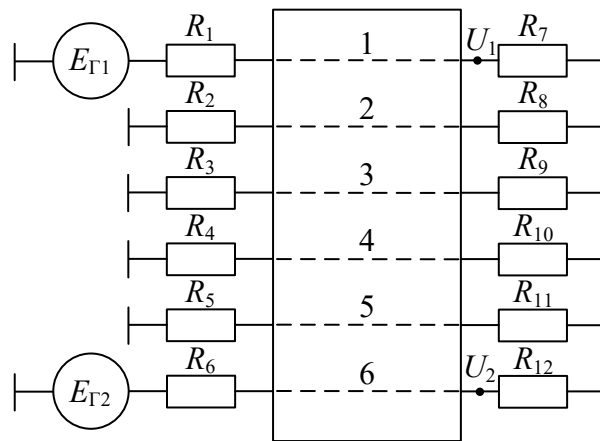


Рисунок 3.3 – Схема электрических соединений защитного устройства

На рисунке 3.4 показаны формы напряжения на выходе устройства защиты в синфазном и дифференциальном режимах.

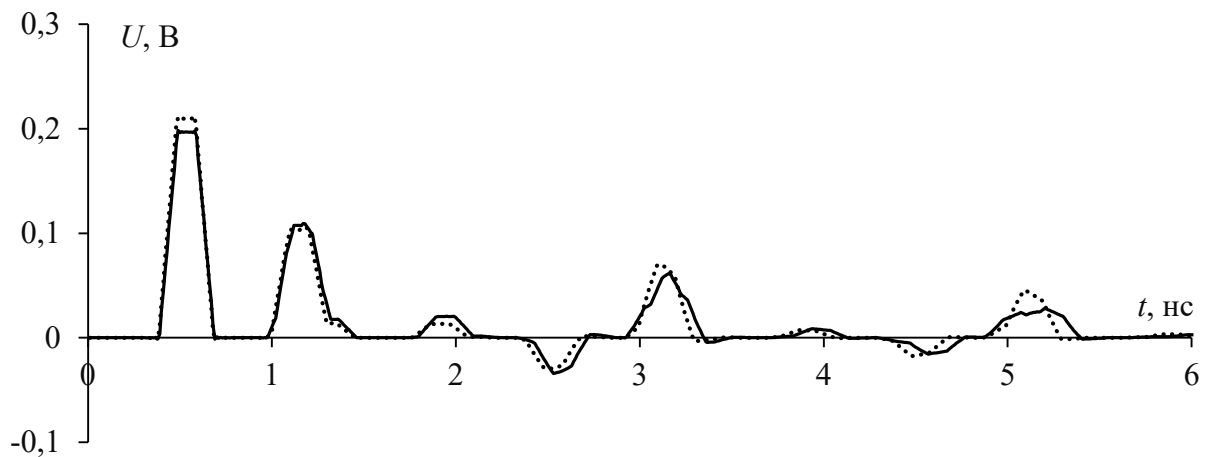


Рисунок 3.4 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

В результате моделирования получено, что при данных параметрах поперечного сечения погонные задержки мод составляют следующие значения: $\tau_1 - 3,83$ нс/м, $\tau_2 - 3,87$ нс/м, $\tau_3 - 9,72$ нс/м, $\tau_4 - 9,74$ нс/м, $\tau_5 - 9,98$ нс/м, $\tau_6 - 10$ нс/м. Также вычислены значения максимального напряжения $U_{\max}$ на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме 216 мВ и в синфазном режиме – 195 мВ.

При такой конфигурации расположения проводников и параметрах поперечного сечения, погонные задержки структуры защитного устройства можно разбить на две группы в которых значения погонных задержек близки между собой. Так на выходе защитного устройства наблюдается 2 основных импульса, максимальная амплитуда определяется 1 импульсом в обоих режимах. Амплитуда

1 импульса формируется путем наложения мод с задержками τ_1, τ_2 , 2 импульса – $\tau_3, \tau_4, \tau_5, \tau_6$. Коэффициент ослабления защитного устройства относительно половины э.д.с. составил 2,31 раза для дифференциального режима и 2,56 – для синфазного режима.

На рисунке 3.5 представлено поперечное сечение №2 устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. При моделировании использованы следующие значения геометрических параметров поперечного сечения устройства защиты: $w = 3$ мм, $s = 1$ мм, $d = 2$ мм, $h_1 = 500$ мкм, $h_2 = 800$ мкм, $t = 105$ мкм. $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Схема электрических соединений показана на рисунке 3.6.

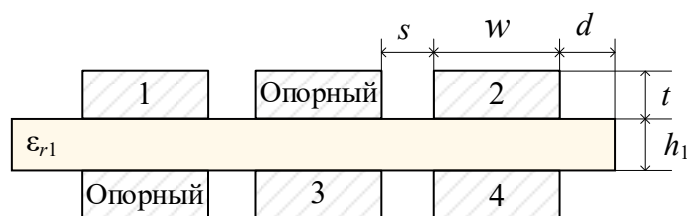


Рисунок 3.5 – Поперечное сечение №2

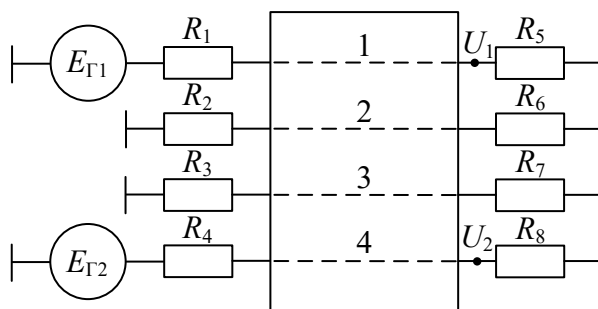


Рисунок 3.6 – Схема электрических соединений

На рисунке 3.7 показаны формы напряжения на выходе устройства защиты в синфазном и дифференциальном режимах.

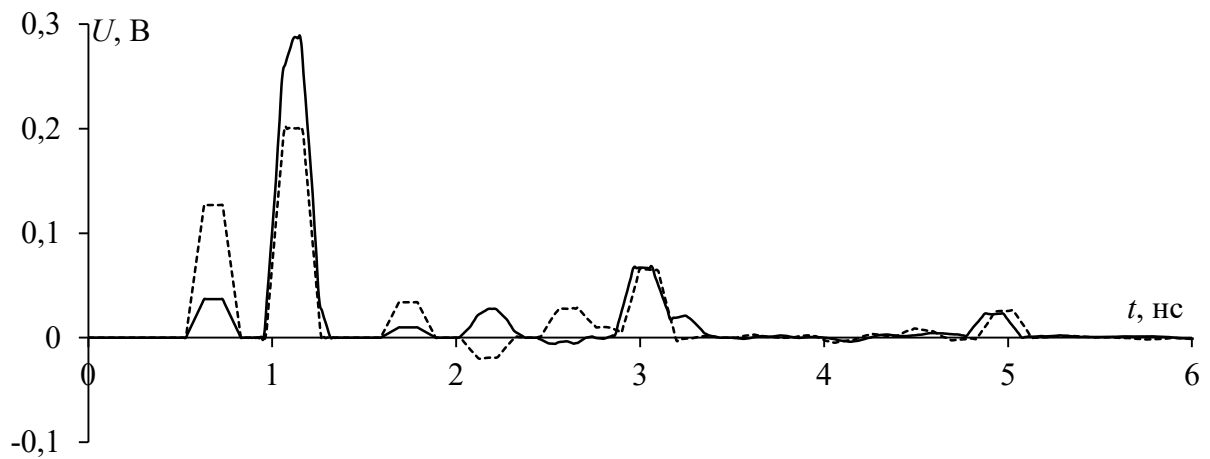


Рисунок 3.7 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

В результате моделирования получено, что при данных параметрах поперечного сечения погонные задержки мод составляют следующие значения: $\tau_1 - 5,2$ нс/м, $\tau_2 - 9,5$ нс/м, $\tau_3 - 9,6$ нс/м, $\tau_4 - 10,1$ нс/м. Также вычислены значения $U_{\max}$ на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме 205 мВ и в синфазном режиме – 284 мВ. На выходе защитного устройства наблюдается 2 основных импульса, максимальная амплитуда определяется 2 импульсом в обоих режимах. Амплитуда 1 импульса формируется модой с погонной задержкой τ_1 , 2 импульса – τ_2 , τ_3 , τ_4 . Коэффициент ослабления защитного устройства относительно половины э.д.с. составил 2,43 раза для дифференциального режима и 1,76 – для синфазного режима.

На рисунке 3.8 представлено поперечное сечение №3 устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. При моделировании использованы следующие значения геометрических параметров поперечного сечения устройства защиты: $w = 3$ мм, $s = 3$ мм, $d = 1,5$ мм, $h_1 = 500$ мкм, $h_2 = 800$ мкм, $t = 105$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Схема электрических соединений показана на рисунке 3.9

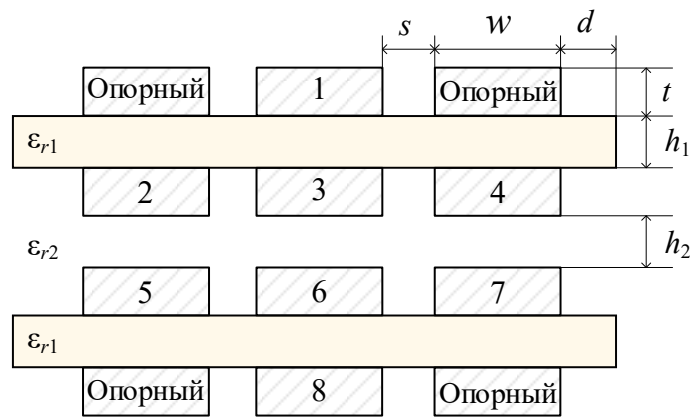


Рисунок 3.8 – Поперечное сечение №3

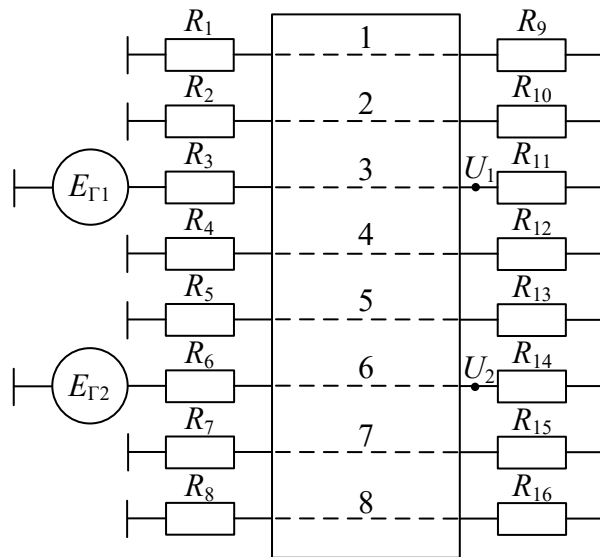


Рисунок 3.9 – Схема электрических соединений

На рисунке 3.10 показаны формы напряжения на выходе устройства защиты в синфазном и дифференциальном режимах.

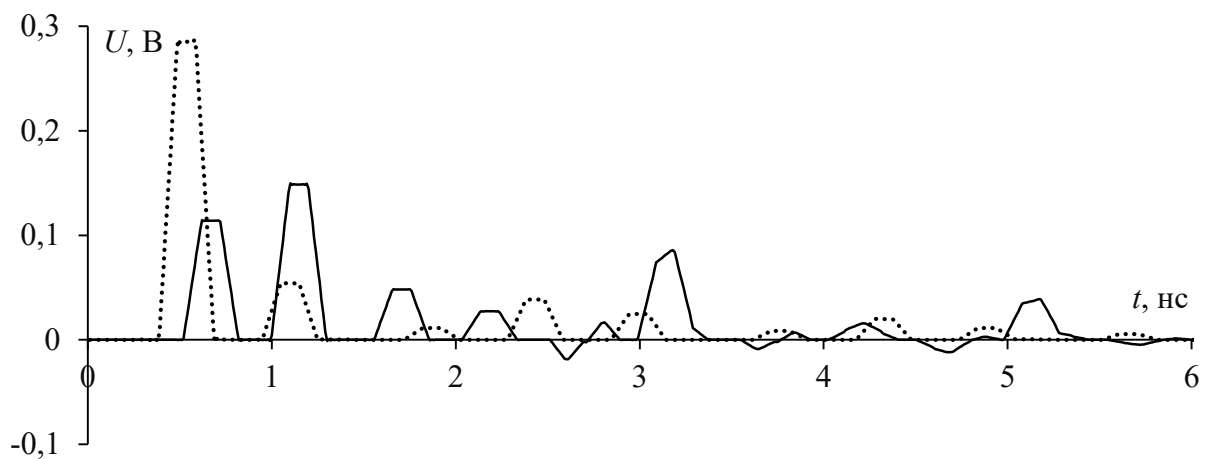


Рисунок 3.10 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

В результате моделирования получено, что при данных параметрах поперечного сечения погонные задержки мод составляют следующие значения: $\tau_1 - 3,9$ нс/м, $\tau_2 - 5,2$ нс/м, $\tau_3 - 7,27$ нс/м, $\tau_4 - 7,3$ нс/м, $\tau_5 - 9,5$ нс/м, $\tau_6 - 9,91$ нс/м, $\tau_7 - 9,95$ нс/м, $\tau_8 - 9,97$ нс/м. Также вычислены значения $U_{\max}$ на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме 286 мВ и в синфазном режиме – 148 мВ.

При такой конфигурации расположения проводников и параметрах поперечного сечения на выходе защитного устройства наблюдается 2 основных импульса. В дифференциальном режиме $U_{\max}$ определяется 1 импульсом, в синфазном 2. Амплитуда 1 импульса в дифференциальном режиме формируется модой с погонной задержкой τ_1 , 2 импульса – τ_5 , моды $\tau_2 - \tau_4$, $\tau_6 - \tau_8$ имеют незначительную амплитуду и оказывают слабое влияние на формирование $U_{\max}$ в дифференциальном режиме. В синфазном режиме амплитуда 1 импульса формируется модой с погонной задержкой τ_2 , 2 импульса – $\tau_6 - \tau_8$, остальные моды в синфазном режиме не оказывают значительного влияния на формирование амплитуды $U_{\max}$ на выходе. Коэффициент ослабления защитного устройства относительно половины э.д.с. составил 1,75 раза для дифференциального режима и 3,38 – для синфазного режима.

На рисунке 3.11 представлено поперечное сечение №4 устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. При моделировании использованы следующие значения геометрических параметров поперечного сечения: $w = 3$ мм, $s = 3$ мм, $s_1 = 1,5$ мм, $h_1 = 500$ мкм, $h_2 = 800$ мкм, $t = 105$ мкм. $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Схема электрических соединений показана на рисунке 3.9.

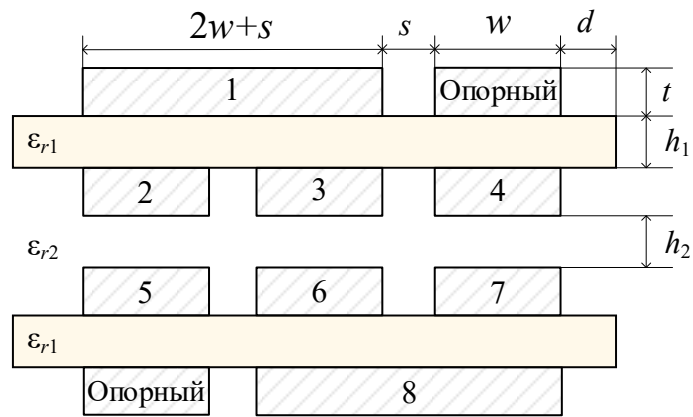


Рисунок 3.11 – Поперечное сечение №4

На рисунке 3.12 показаны формы напряжения на выходе устройства защиты в синфазном и дифференциальном режимах.

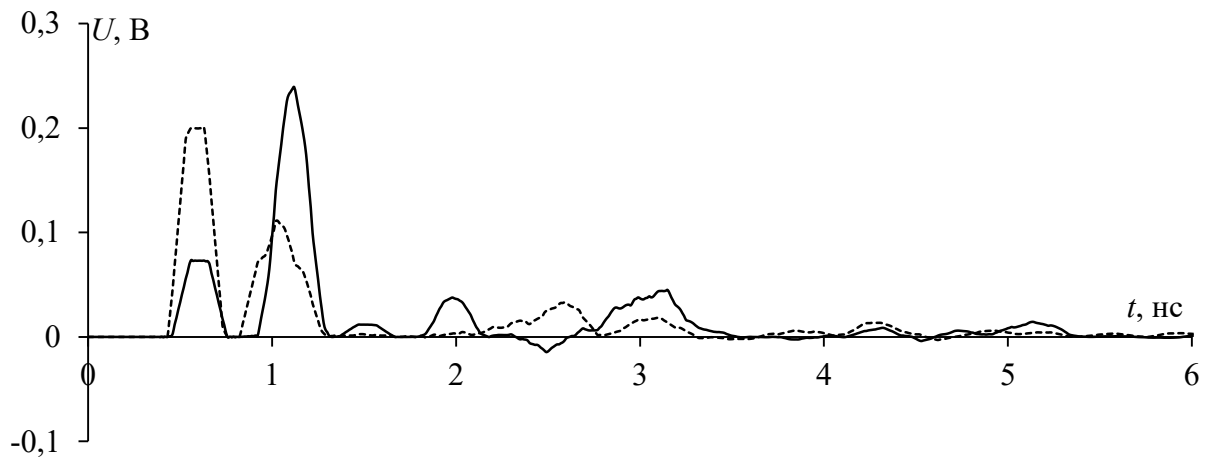


Рисунок 3.12 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

В результате моделирования получено, что при данных параметрах поперечного сечения погонные задержки мод составляют следующие значения: $\tau_1 - 4,3$ нс/м, $\tau_2 - 4,5$ нс/м, $\tau_3 - 8,2$ нс/м, $\tau_4 - 9,2$ нс/м, $\tau_5 - 9,6$ нс/м, $\tau_6 - 9,8$ нс/м, $\tau_7 - 10$ нс/м, $\tau_8 - 10,1$ нс/м. Также вычислены значения $U_{\max}$ на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме 209 мВ и в синфазном режиме – 257 мВ.

При такой конфигурации расположения проводников и параметрах поперечного сечения на выходе защитного устройства наблюдается 2 основных импульса. В дифференциальном режиме $U_{\max}$ определяется 1 импульсом, в синфазном 2. Амплитуда 1 импульса в дифференциальном режиме формируется путем наложения мод с погонными задержками τ_1 и τ_2 , 2 импульса – $\tau_3, \tau_4, \tau_5, \tau_6, \tau_7, \tau_8$. В синфазном режиме амплитуда 1 импульса формируется модой с погонной

задержкой τ_2 , 2 импульса – $\tau_4 - \tau_8$, остальные моды в синфазном режиме не оказывают значительного влияния на формирование амплитуды $U_{\max}$ на выходе. Коэффициент ослабления защитного устройства относительно половины э.д.с. составил 2.39 раза для дифференциального режима и 1,94 – для синфазного режима.

На рисунке 3.13 представлено поперечное сечение №5 устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. При моделировании использованы следующие значения геометрических параметров поперечного сечения: $w = 0,5$ мм, $s = 1$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,5$ мм, $h_2 = 1,5$ мм, $t = 105$ мкм. $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Схема электрических соединений показана на рисунке 3.14.



Рисунок 3.13 – Поперечное сечение №5

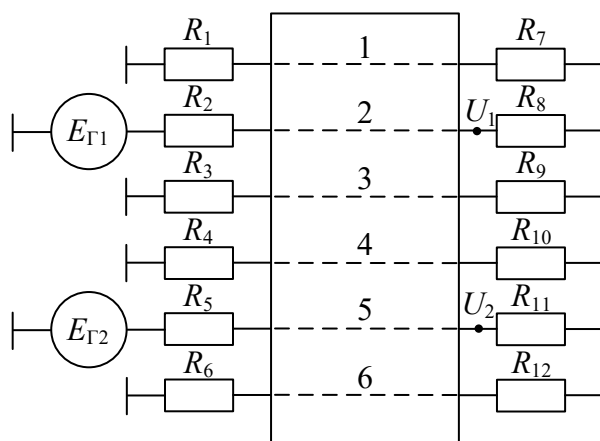


Рисунок 3.14 – Схема электрических соединений

На рисунке 3.15 показаны формы напряжения на выходе устройства в синфазном и дифференциальном режимах.

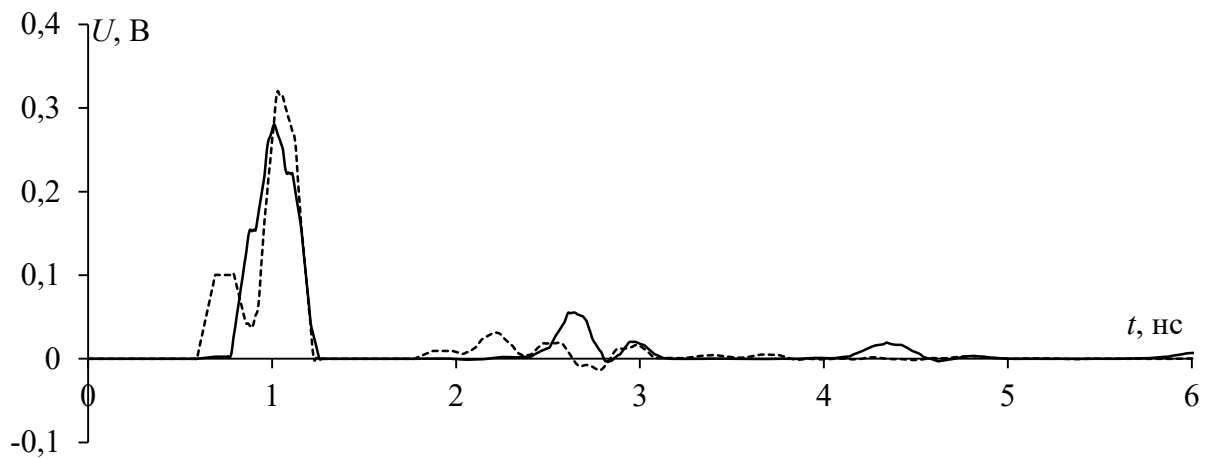


Рисунок 3.15 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

В результате моделирования получено, что при данных параметрах поперечного сечения погонные задержки мод составляют следующие значения: $\tau_1 - 5,9$ нс/м, $\tau_2 - 7,7$ нс/м, $\tau_3 - 8,5$ нс/м, $\tau_4 - 9,1$ нс/м, $\tau_5 - 9,2$ нс/м, $\tau_6 - 9,5$ нс/м. Также вычислены значения $U_{\max}$ на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме 316 мВ и в синфазном режиме – 276 мВ.

При такой конфигурации расположения проводников и параметрах поперечного сечения на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме наблюдается 2 основных импульса которые частично накладываются друг на друга, а в синфазном 1 импульс. В дифференциальном режиме $U_{\max}$ определяется 2 импульсом. Амплитуда 1 импульса в дифференциальном режиме формируется модой с погонной задержкой τ_1 , 2 импульса – $\tau_3 - \tau_6$. В синфазном режиме амплитуда импульса формируется наложением мод – $\tau_3 - \tau_6$, остальные моды в синфазном режиме не оказывают значительного влияния на формирование амплитуды $U_{\max}$ на выходе. Коэффициент ослабления защитного устройства относительно половины э.д.с. составил 1,58 раза для дифференциального режима и 1,81 – для синфазного режима.

На рисунке 3.16 представлено поперечное сечение №6 устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. При моделировании использованы следующие значения геометрических параметров поперечного сечения: $w = 20$ мм, $s = 2$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 100$ мкм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 20$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Схема электрических соединений показана на рисунке 3.5.

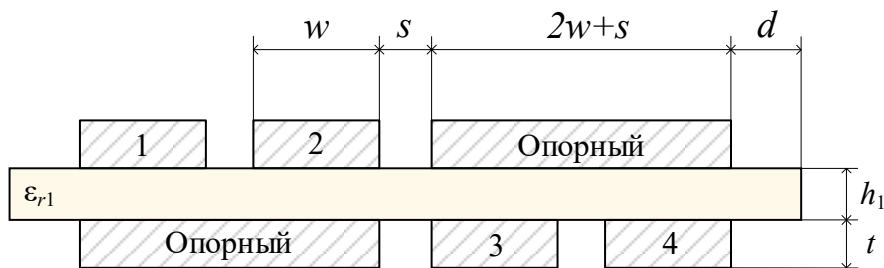


Рисунок 3.16 – Поперечное сечение №6

На рисунке 3.17 показаны формы напряжения на выходе устройства в синфазном и дифференциальном режимах.

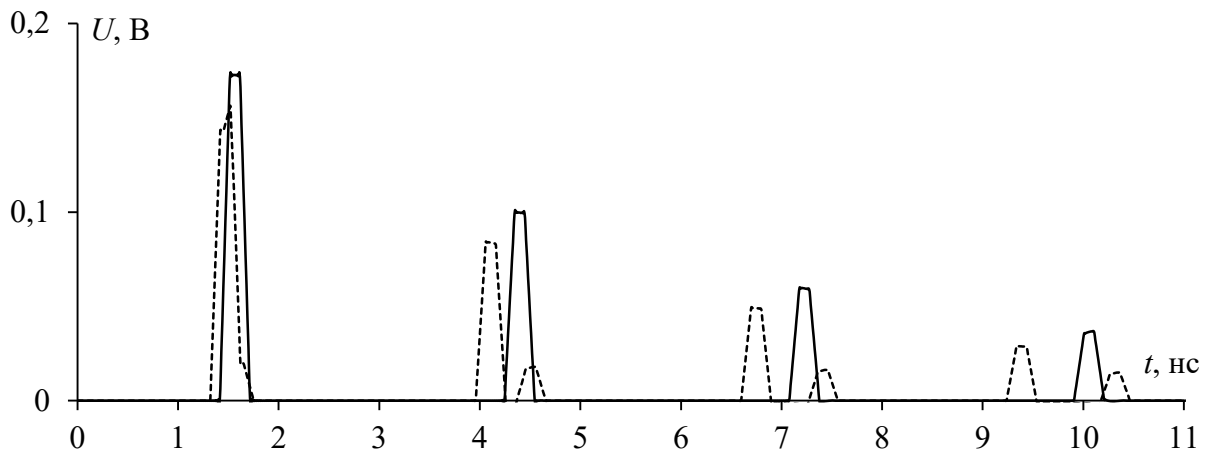


Рисунок 3.17 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

В результате моделирования получено, что при данных параметрах поперечного сечения погонные задержки мод составляют следующие значения: $\tau_1 - 13,1$ нс/м, $\tau_2 - 14,1$ нс/м, $\tau_3 - 14,4$ нс/м, $\tau_4 - 14,5$ нс/м. Также вычислены значения $U_{\max}$ на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме 156 мВ и в синфазном режиме – 173 мВ.

При такой конфигурации расположения проводников и параметрах поперечного сечения из-за малой разности погонных задержек, на выходе защитного устройства в обоих режимах наблюдается по 1 импульсу. Амплитуда импульса в дифференциальном режиме формируется путем наложения мод с погонными задержками τ_1 и τ_2 , В синфазном режиме амплитуда импульса формируется наложением мод – $\tau_2 - \tau_4$, остальные моды в синфазном режиме не оказывают значительного влияния на формирование амплитуды $U_{\max}$ на выходе. Коэффициент ослабления защитного устройства относительно половины э.д.с.

составил 3,2 раза для дифференциального режима и 2,89 – для синфазного режима.

На рисунке 3.18 представлено поперечное сечение №7 устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. При моделировании использованы следующие значения геометрических параметров поперечного сечения: $w = 3$ мм, $s = 100$ мкм, $d = 1$ мм, $h_1 = 150$ мкм, $h_2 = 1,5$ мм, $t = 105$ мкм. $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Схема электрических соединений показана на рисунке 3.19.

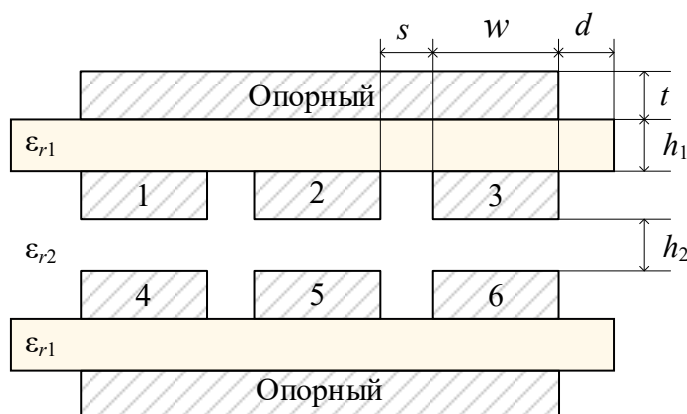


Рисунок 3.18 – Поперечное сечение №7

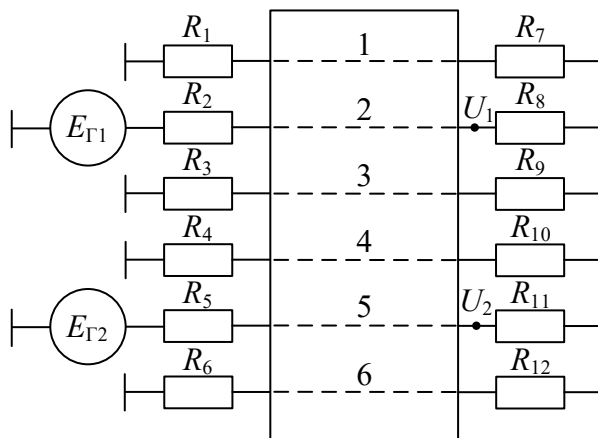


Рисунок 3.19 – Схема электрических соединений

На рисунке 3.20 показаны формы напряжения на выходе устройства в синфазном и дифференциальном режимах.

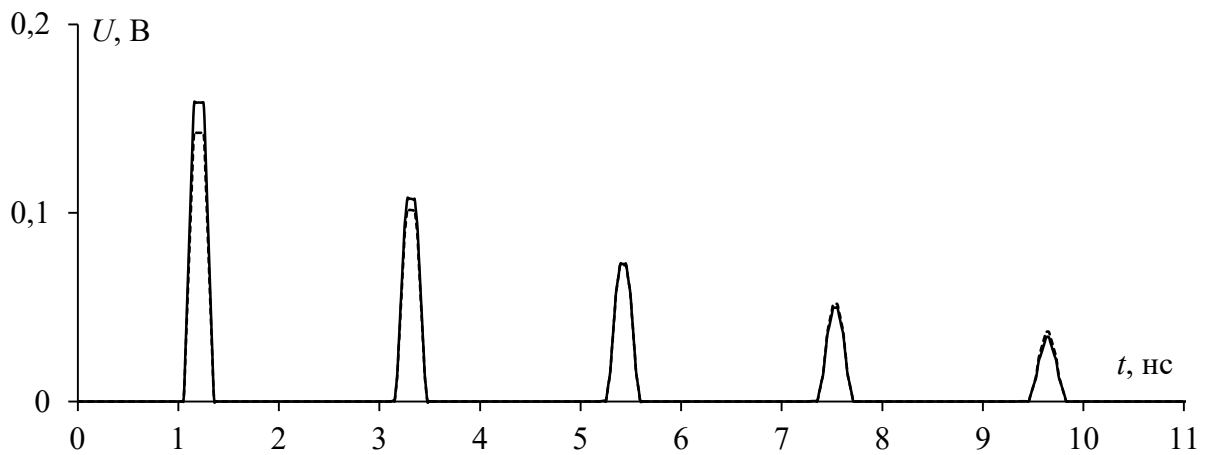


Рисунок 3.20 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

В результате моделирования получено, что при данных параметрах поперечного сечения погонные задержки мод составляют следующие значения: $\tau_1 - 10,3$ нс/м, $\tau_2 - 10,3$ нс/м, $\tau_3 - 10,4$ нс/м, $\tau_4 - 10,4$ нс/м, $\tau_5 - 10,5$ нс/м, $\tau_6 - 10,5$ нс/м. Также вычислены значения $U_{\max}$ на выходе защитного устройства в дифференциальном режиме 142 мВ и в синфазном режиме – 159 мВ.

При такой конфигурации расположения проводников и параметрах поперечного сечения, значения погонных задержек структуры защитного устройства отличаются друг от друга не более чем на 2 %. Поэтому на выходе такой структуры наблюдается 1 основной импульс, амплитуда которого определяется наложением мод с задержками $\tau_1 - \tau_6$. Коэффициент ослабления защитного устройства относительно половины э.д.с. составил 3,52 раза для дифференциального режима и 3,14 – для синфазного режима.

В таблицу 3.1 сведены значения погонных задержек мод и коэффициенты ослабления относительно половины э.д.с. В дифференциальном (K_{DM}) и синфазном (K_{CM}) режимах для защитных устройств с поперечными сечениями №1 – 7.

Таблица 3.1 – Значения погонных задержек и коэффициенты ослабления относительно половины э.д.с. в дифференциальном и синфазном режимах

№	τ_1 , нс/м	τ_2 , нс/м	τ_3 , нс/м	τ_4 , нс/м	τ_5 , нс/м	τ_6 , нс/м	τ_7 , нс/м	τ_8 , нс/м	K_{DM} , раз	K_{CM} , раз
1	3,83	3,87	9,72	9,74	9,98	10	—	—	2,31	2,56
2	5,2	9,5	9,6	10,1	—	—	—	—	2,43	1,76
3	3,9	5,2	7,27	7,3	9,5	9,91	9,95	9,97	1,75	3,38
4	4,3	4,5	8,2	9,2	9,6	9,8	10	10,1	2,39	1,94
5	5,9	7,7	8,5	9,1	9,2	9,5	—	—	1,58	1,81
6	13,1	14,1	14,4	14,5	—	—	—	—	3,2	2,8
7	10,3	10,3	10,4	10,4	10,5	10,5	—	—	3,52	3,14

Из таблицы 3.1 видно что поперечные сечения №6 и 7 не смотря на хорошее ослабление имеют малую разность задержек мод, так в поперечном сечении №6 погонные задержки мод отличаются не более чем на 9,6%, а в поперечном сечении №7 – не более чем на 2%, поэтому такие устройства защиты не смогут использовать для ослабления сигнала разность задержек мод. Поперечные сечения №2, 4, 5 не смотря на наличие разности погонных задержек мод, имеют наименьший уровень ослабления на выходе. Для дальнейшего исследования выбраны поперечные сечения №1 и 3 поскольку они по всем признакам имеют большие перспективы для оптимизации параметров поперечного сечения и конечных нагрузок.

3.2 Выбор схемных моделей устройств защиты

Первоначально необходимо выбрать конечные нагрузки на ближнем и дальнем концах пассивных проводников в схемах 6- и 8-проводных структур из п. 3.1. Для этого необходимо проанализировать влияние конечных нагрузок на максимальное напряжение (U_{max}) и коэффициент ослабления (K) на выходе структур в дифференциальном и синфазном режимах. Основываясь на исследованиях в разделе 2, предлагается не рассматривать все возможные варианты конечных нагрузок, а рассмотреть наиболее перспективные в рамках этого исследования варианты. Квазистатическое моделирование выполнялось при нескольких вариантах конечных нагрузок: резисторах R с сопротивлением 50 Ом

на всех концах пассивных проводников; XX – на ближнем конце и КЗ – на дальнем конце проводников; XX-XX на всех концах; КЗ-КЗ на всех концах; резисторах R на ближнем конце и КЗ – на дальнем; R – на ближнем и XX – на дальнем. Поскольку устройства взаимны, то оконечные нагрузки, при перестановке их местами с ближнего конца на дальний и наоборот, дают идентичный результат.

Таблица 3.2 – U_{max} и коэффициенты ослабления относительно половины э.д.с. в дифференциальном и синфазном режимах для 6-проводной структуры

Варианты	U_{maxCM} , мВ	U_{maxDM} , мВ	K_{CM}	K_{DM}
$R - R$	195	216	2,56	2,31
XX – XX	458	477	1,09	1,04
КЗ – КЗ	251	246	1,99	2,03
XX – КЗ	114	113	4,38	4,42
$R - КЗ$	147	141	3,4	3,54
$R - XX$	300	322	1,6	1,55

Таблица 3.3 – U_{max} и коэффициенты ослабления относительно половины э.д.с. в дифференциальном и синфазном режимах для 8-проводной структуры

Варианты	U_{maxCM} , мВ	U_{maxDM} , мВ	K_{CM}	K_{DM}
$R - R$	148	286	3,38	1,74
XX – XX	375	469	1,33	1,06
КЗ – КЗ	362	252	1,38	1,98
XX – КЗ	105	201	4,76	2,48
$R - КЗ$	217	140	2,3	3,57
$R - XX$	223	259	2,24	1,93

Результаты моделирования показали, что для 6- и 8-проводных структур оптимален вариант XX-КЗ на ближнем и дальнем концах пассивных проводников, соответственно, т.к. в таком случае U_{max} минимально, а K максимально: в 6-проводной структуре $K=4,38$ для синфазного режима и 4,42 – для дифференциального, в 8-проводной структуре $K=4,76$ для синфазного режима и 2,48 – для дифференциального.

Для определения проводников, к которым будут подключены 2 генератора для имитации дифференциального и синфазного режимов, выполнено квазистатическое моделирование структур с различными вариантами выбора активных проводников, при XX-КЗ на концах пассивных проводников: для 6-

проводной (рисунок 3.21) структуры – 15 вариантов (таблица 3.4) и для 8-проводной (рисунок 3.28) – 28 вариантов (таблица 3.6).

На рисунке 3.21 показана схема электрических соединений, для которой в таблице 3.4 представлены варианты подключения проводников. Генераторы на ближнем конце подключаются к выбранным в соответствии с вариантом проводникам, через $R=50$. На дальнем конце этих же проводников подключается нагрузочное сопротивление $R=50$ на котором фиксируется $U_{\max}$ в обоих режимах. окончные нагрузки на остальных проводниках выбираются в соответствии с вариантом подключения.

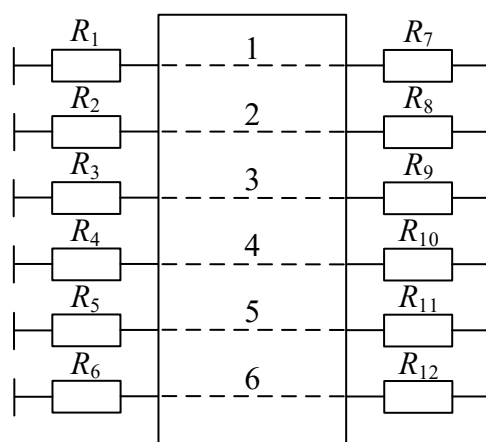


Рисунок 3.21 – Схема электрических соединений 6-проводной структуры

Таблица 3.4 – Варианты окончных нагрузок и проводников для 6-проводной структуры

№	XX (1 МОм)	КЗ (1 мкОм)	Активные (№ проводника)	Пассивные (№ проводника)
1	R_2, R_3, R_4, R_5	R_8, R_9, R_{10}, R_{11}	1, 6	2, 3, 4, 5
2	R_2, R_3, R_4, R_6	R_8, R_9, R_{10}, R_{12}	1, 5	2, 3, 4, 6
3	R_2, R_3, R_5, R_6	R_8, R_9, R_{11}, R_{12}	1, 4	2, 3, 5, 6
4	R_2, R_4, R_5, R_6	$R_8, R_{10}, R_{11}, R_{12}$	1, 3	2, 4, 5, 6
5	R_3, R_4, R_5, R_6	$R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}$	1, 2	3, 4, 5, 6
6	R_1, R_3, R_4, R_5	R_7, R_9, R_{10}, R_{11}	2, 6	1, 3, 4, 5
7	R_1, R_3, R_4, R_6	R_7, R_9, R_{10}, R_{12}	2, 5	1, 3, 4, 6
8	R_2, R_3, R_5, R_6	R_7, R_9, R_{11}, R_{12}	2, 4	1, 3, 5, 6
9	R_1, R_4, R_5, R_6	$R_7, R_{10}, R_{11}, R_{12}$	2, 3	1, 4, 5, 6
10	R_1, R_2, R_4, R_5	R_7, R_8, R_{10}, R_{11}	3, 6	1, 2, 4, 5
11	R_1, R_2, R_4, R_6	R_7, R_8, R_{10}, R_{12}	3, 5	1, 2, 4, 6
12	R_1, R_2, R_5, R_6	R_7, R_8, R_{11}, R_{12}	3, 4	1, 2, 5, 6
13	R_1, R_2, R_3, R_5	R_7, R_8, R_9, R_{11}	4, 6	1, 2, 3, 5
14	R_1, R_2, R_3, R_6	R_8, R_9, R_{10}, R_{12}	4, 5	1, 2, 3, 6
15	R_1, R_2, R_3, R_4	R_7, R_8, R_9, R_{10}	5, 6	1, 2, 3, 4

Таблица 3.5 – U_{max} в дифференциальном и синфазном режимах для 6-проводной структуры

Вариант	U_{maxCM} , мВ	U_{maxDM} , мВ
1	113	113
2	189	178
3	103	107
4	450	148
5	194	174
6	189	178
7	256	253
8	149	138
9	151	135
10	103	107
11	149	138
12	169	164
13	450	148
14	151	135
15	194	174

По результатам моделирования выявлено, что наибольшим ослаблением обладают варианты 1 и 3. Вариант 1 отличается от варианта 3 на 8,85%, но при этом он имеет симметричное поперечное сечение, что предпочтительно при изготовлении устройств защиты от помех. Также из таблицы 3.5 видно, что некоторые варианты показывают одинаковые значения, это связано с электрической симметрией параметров поперечного сечения. На рисунке 3.22 и 3.25 показаны схемы электрических соединений для выбранных вариантов подключения проводников 6-проводной структуры. На рисунках 3.23 и 3.24 показаны формы напряжения на выходе защитного устройства с подключением проводников соответствующим варианту 1, в каждом узле по отдельности, а также в синфазном и дифференциальном режимах. На рисунках 3.26 и 3.27 показаны формы напряжения на выходе 6-проводной структуры с подключением проводников соответствующим варианту 3, в каждом узле по отдельности, а также в синфазном и дифференциальном режимах.

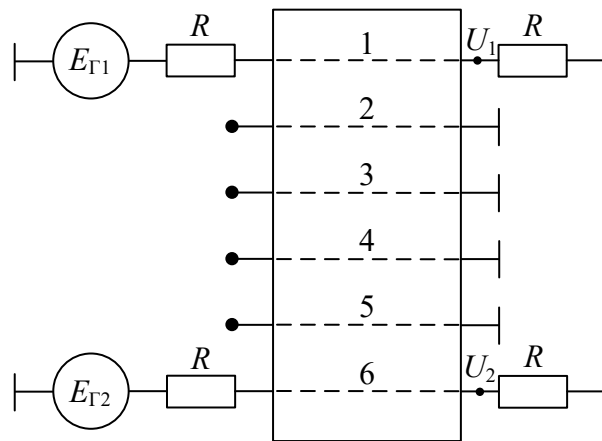


Рисунок 3.22 – Схема электрических соединений 6-проводной структуры (вариант 1)

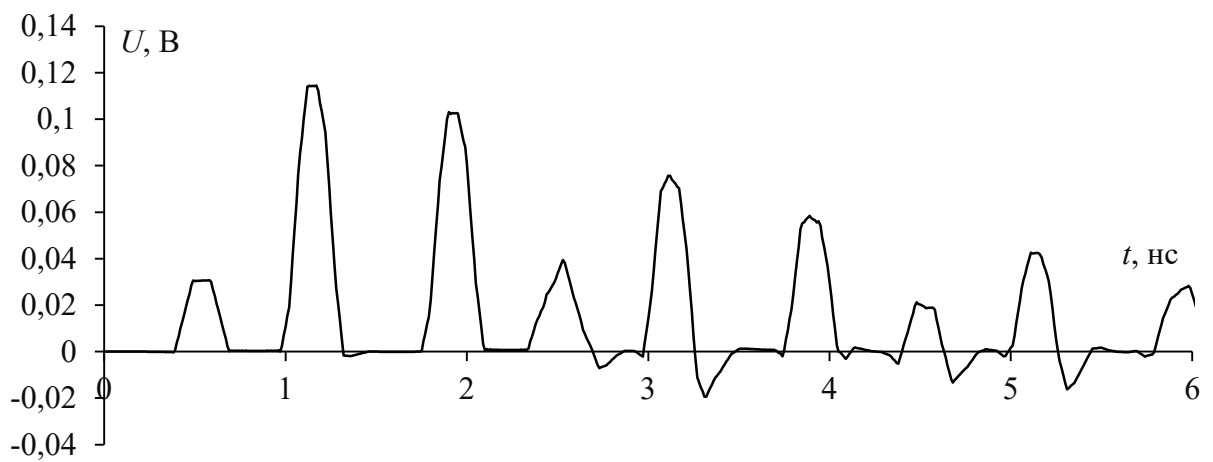


Рисунок 3.23 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в синфазном режиме, U_1 (...), U_2 (—), U_{CM} (- -) (вариант 1)

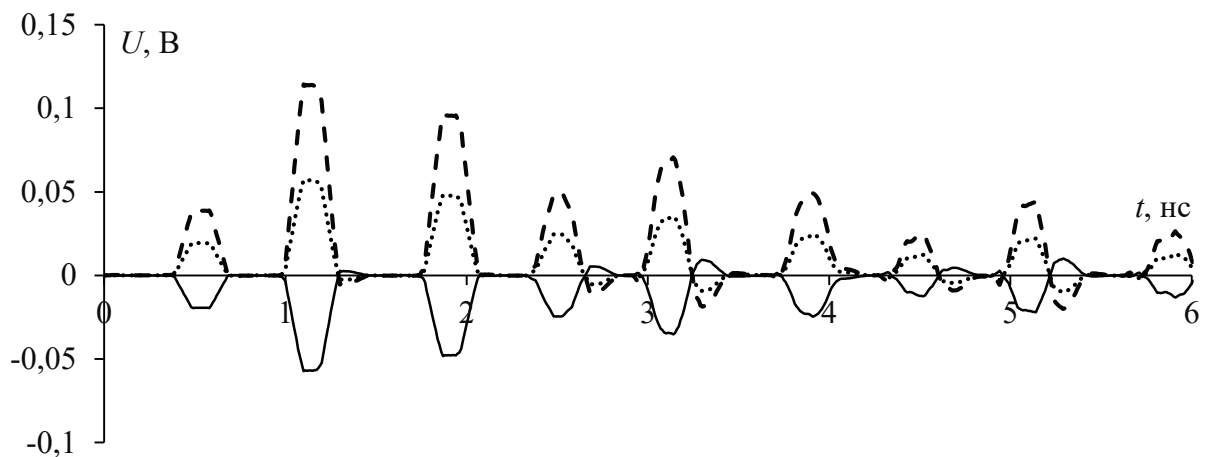


Рисунок 3.24 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном режиме, U_1 (...), U_2 (—), U_{DM} (- -) (вариант 1)

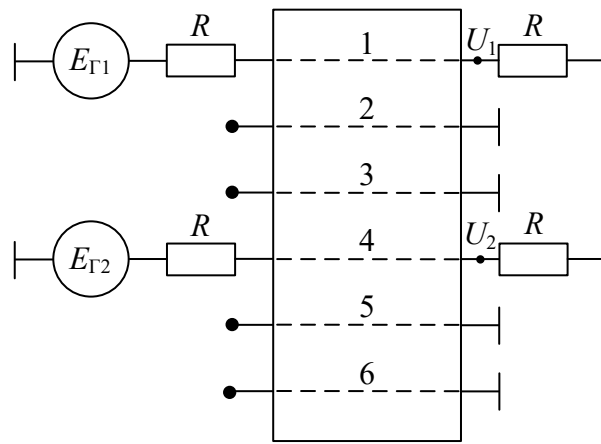


Рисунок 3.25 – Схема электрических соединений 6-проводной структуры (вариант 3)

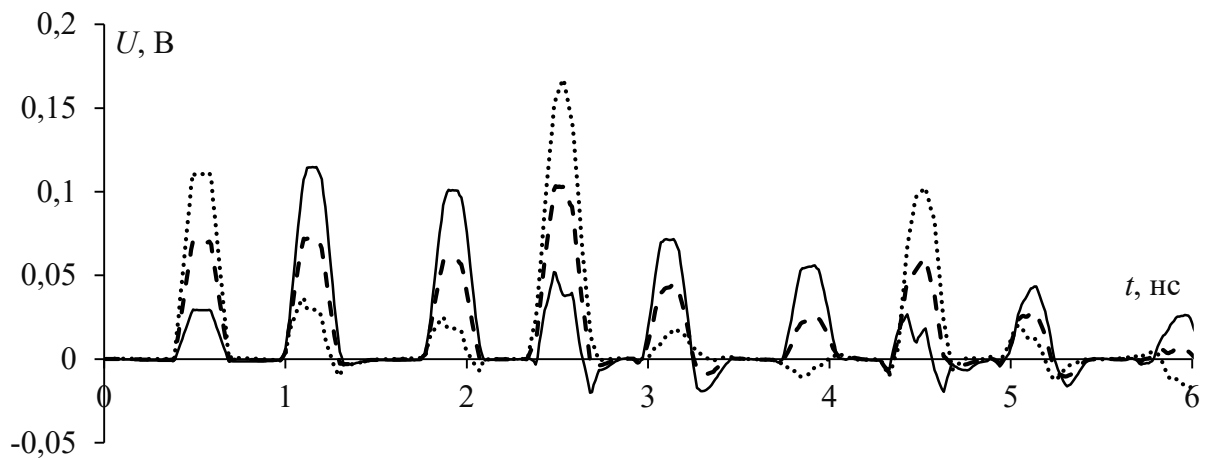


Рисунок 3.26 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в синфазном режиме, U_1 (...), U_2 (—), U_{CM} (- -) (вариант 3)

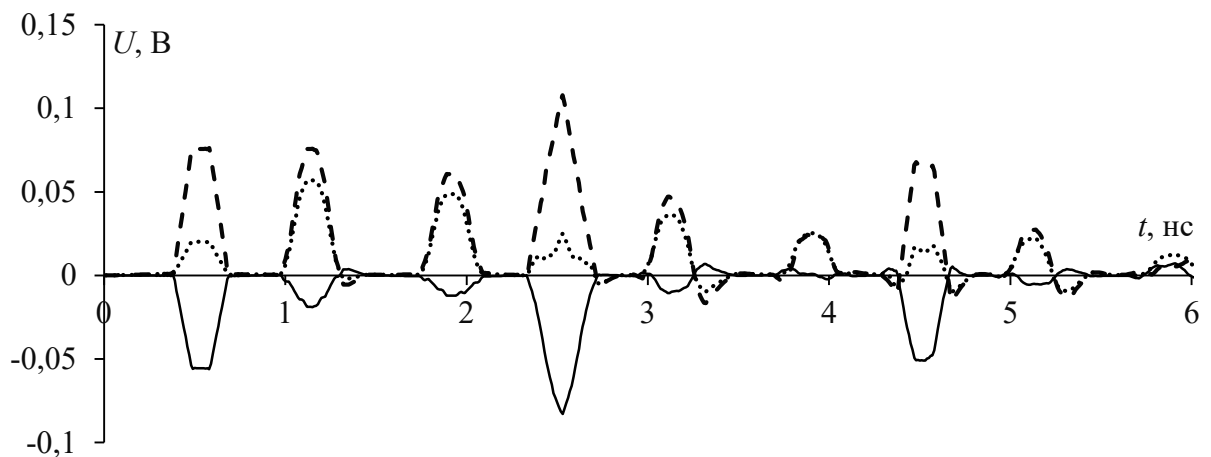


Рисунок 3.27 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном режиме, U_1 (...), U_2 (—), U_{DM} (- -) (вариант 3)

Из рисунков прослеживается влияние асимметрии на форму напряжения в отдельно взятых узлах на выходе линии, это необходимо учитывать при проектировании поскольку в отдельных случаях, напряжение в отдельно взятом

узле может быть больше результирующего напряжения в одном из режимов вычисленного по формуле (2.1) и (2.2).

На рисунке 3.28 показана схема электрических соединений, для которой в таблице 3.6 представлены варианты подключения проводников. Моделирование выполняется аналогично моделированию 6-проводной структуры.

Таблица 3.6 – Варианты конечных нагрузок и проводников для 8-проводной структуры

Схема	XX (1 МОм)	КЗ (1 мкОм)	Активные	Пассивные
1	R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	1, 2	3, 4, 5, 6, 7, 8
2	R ₂ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₁₀ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	1, 3	2, 4, 5, 6, 7, 8
3	R ₂ , R ₃ , R ₅ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	1, 4	2, 3, 5, 6, 7, 8
4	R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	1, 5	2, 3, 4, 6, 7, 8
5	R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₇ , R ₈	R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₅ , R ₁₆	1, 6	2, 3, 4, 5, 7, 8
6	R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₈	R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₆	1, 7	2, 3, 4, 5, 6, 8
7	R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₇	R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅	1, 8	2, 3, 4, 5, 6, 7
8	R ₁ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	2, 3	1, 4, 5, 6, 7, 8
9	R ₁ , R ₃ , R ₅ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₁ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	2, 4	1, 3, 5, 6, 7, 8
10	R ₁ , R ₃ , R ₄ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	2, 5	1, 3, 4, 6, 7, 8
11	R ₁ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₅ , R ₁₆	2, 6	1, 3, 4, 5, 7, 8
12	R ₁ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₈	R ₉ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₆	2, 7	1, 3, 4, 5, 6, 8
13	R ₁ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₇	R ₉ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅	2, 8	1, 3, 4, 5, 6, 7
14	R ₁ , R ₂ , R ₅ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	3, 4	1, 2, 5, 6, 7, 8
15	R ₁ , R ₂ , R ₄ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₂ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	3, 5	1, 2, 4, 6, 7, 8
16	R ₁ , R ₂ , R ₄ , R ₅ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₅ , R ₁₆	3, 6	1, 2, 4, 5, 7, 8
17	R ₁ , R ₂ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₆	3, 7	1, 2, 3, 5, 6, 8
18	R ₁ , R ₂ , R ₄ , R ₅ , R ₆ , R ₇	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅	3, 8	1, 2, 4, 5, 6, 7
19	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₆ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆	4, 5	1, 2, 3, 6, 7, 8
20	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₅ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₃ , R ₁₅ , R ₁₆	4, 6	1, 2, 3, 6, 7, 8
21	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₅ , R ₆ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₆	4, 7	1, 2, 3, 5, 6, 8
22	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₅ , R ₆ , R ₇	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅	4, 8	1, 2, 3, 5, 6, 7
23	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₇ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₅ , R ₁₆	5, 6	1, 2, 3, 4, 7, 8
24	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₆ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₄ , R ₁₆	5, 7	1, 2, 3, 4, 6, 8
25	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₆ , R ₇	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₄ , R ₁₅	5, 8	1, 2, 3, 4, 6, 7
26	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₈	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₆	6, 7	1, 2, 3, 4, 5, 8
27	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₇	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₅	6, 8	1, 2, 3, 4, 5, 7
28	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₆	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄	7, 8	1, 2, 3, 4, 5, 6

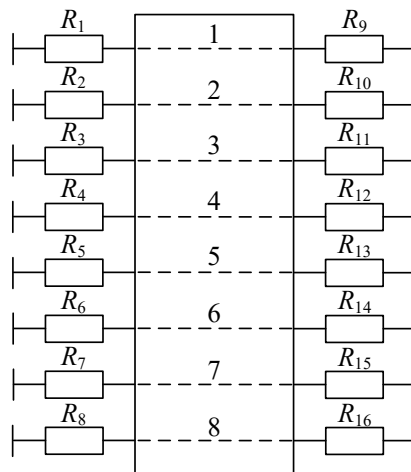


Рисунок 3.28 – Схема электрических соединений 8-проводной структуры

Таблица 3.7 – U_{max} в дифференциальном и синфазном режимах для 6-проводной структуры

Схема	U_{maxCM} , мВ	U_{maxDM} , мВ
1	133	127
2	265	239
3	133	127
4	127	133
5	86	142
6	133	127
7	160	224
8	125	119
9	165	165
10	378	297
11	125	119
12	165	165
13	133	127
14	125	119
15	125	119
16	227	140
17	125	119
18	86	142
19	165	165
20	125	119
21	378	297
22	133	127
23	125	119
24	165	165
25	133	127
26	125	119
27	265	239
28	133	127

По результатам моделирования выявлено что наибольшим ослаблением обладают варианты 5 и 12.

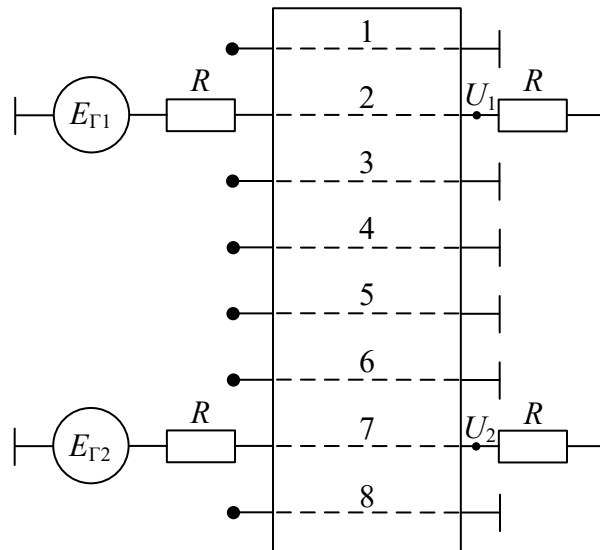


Рисунок 3.29 – Схема электрических соединений 8-проводной структуры (вариант 12)

По аналогии с 6-проводной ЛП выбраны схемы с симметричным и асимметричным подключениями генератора. Варианты подключения выбраны на основе результатов из таблицы 3.6, которые показали наименьшую амплитуду на выходе среди симметричных (7, 12, 16 и 19) и асимметричных (1–6, 8–11, 13–15, 17, 18, 20–28) подключений. На рисунках 3.30 и 3.31 показаны формы напряжения на выходе схемы с симметричным подключением генераторов (вариант 12), а на рисунках 3.33 и 3.34 – с асимметричным (вариант 5).

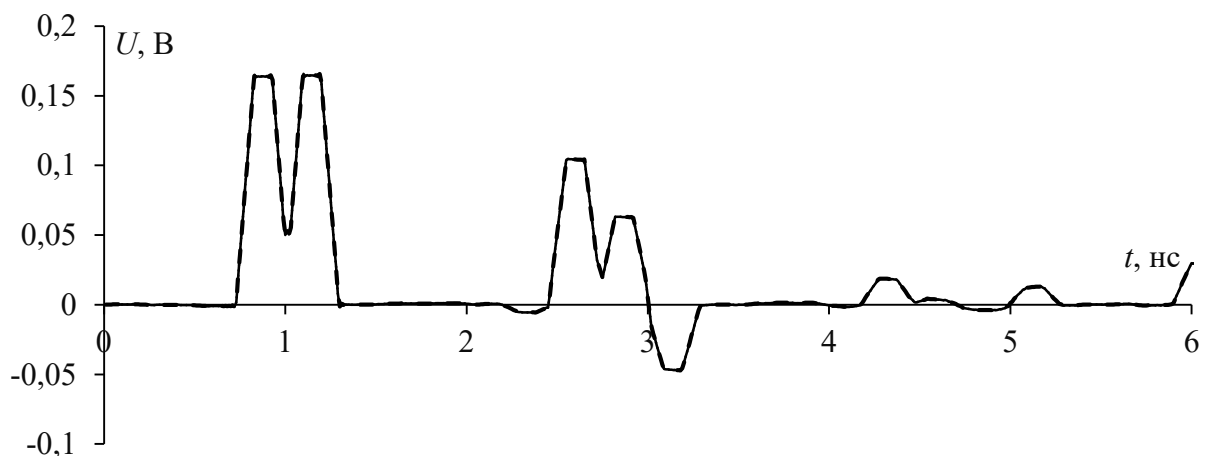


Рисунок 3.30 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в синфазном режиме: U_1 (...), U_2 (—), U_{CM} (- -) (вариант 12)

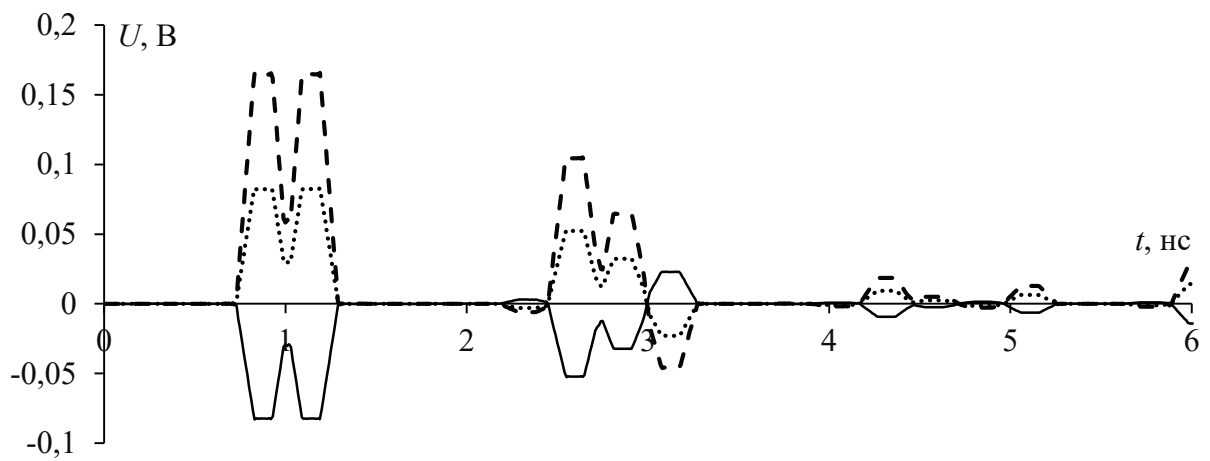


Рисунок 3.31 – Формы напряжения на входе 8-проводной структуры в дифференциальном режиме: U_1 (...), U_2 (—), U_{DM} (- -) (вариант 12)

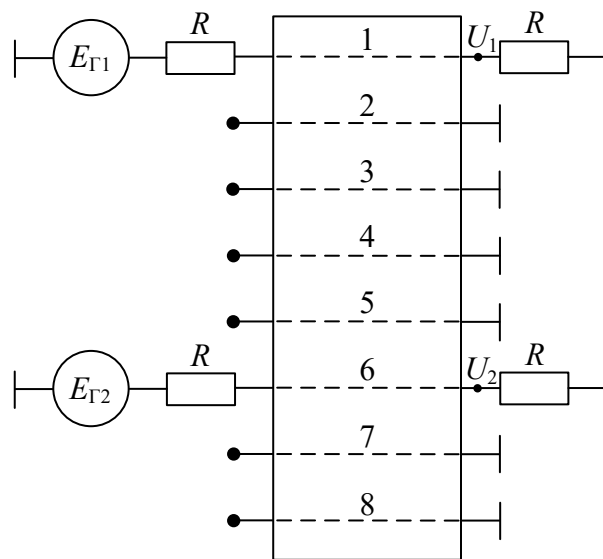


Рисунок 3.32 – Схема электрических соединений 8-проводной структуры (вариант 5)

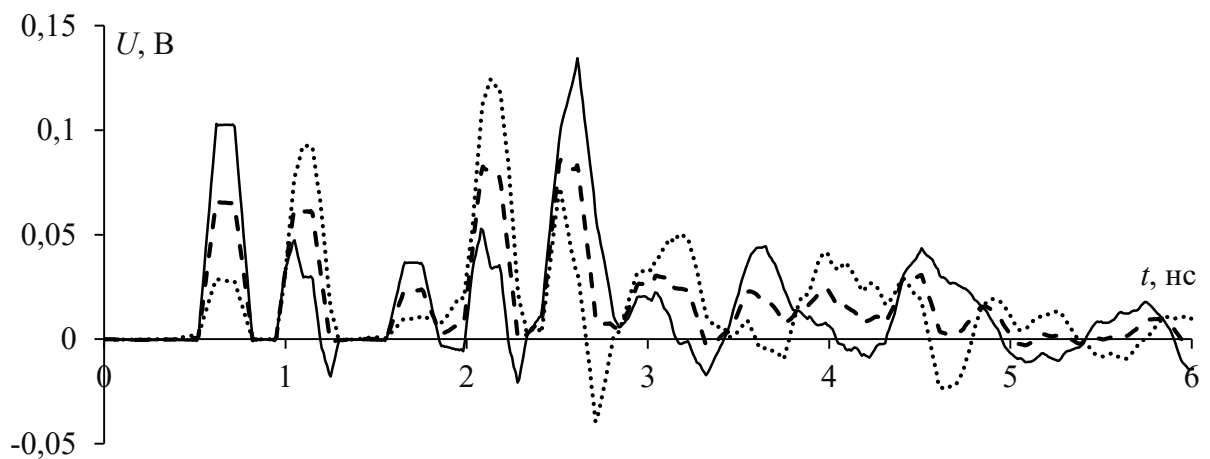


Рисунок 3.33 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в синфазном режиме: U_1 (...), U_2 (—), U_{CM} (- -) (вариант 5)

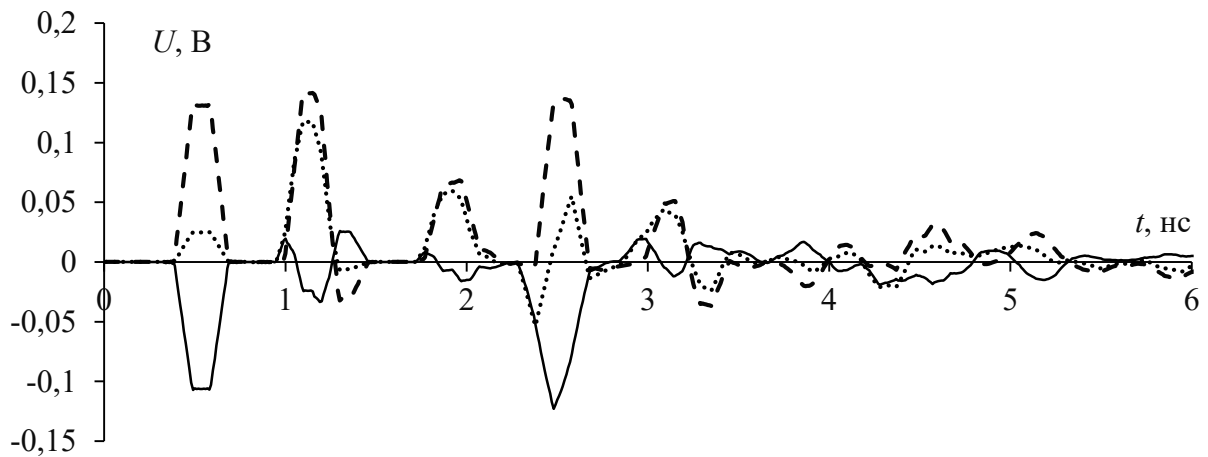


Рисунок 3.34 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном режиме: U_1 (...), U_2 (—), U_{DM} (- -) (вариант 5)

При асимметричном подключении генераторов в обоих режимах наблюдается значительное различие напряжений в выходных узлах (U_1 и U_2 на рисунках 3.33 и 3.34). Как результат, максимальная амплитуда в отдельно взятом узле кратно выше по сравнению с результирующим напряжением в синфазном режиме. Между тем при симметричном подключении генераторов напряжение в обоих узлах равно, однако оно превышает значение U_{max} , полученное при асимметрии. Кроме того, виден ресурс для оптимизации по временному критерию, и, как следствие получения улучшенных характеристик. Исходя из этого, для дальнейшего исследования выбрана схема с асимметрией генераторов.

Разработана схемная модель и построены схемы электрических соединений устройства защиты, работающего в дифференциальном и синфазном режимах с помощью квазистатического подхода. Первоначально выбраны конечные нагрузки на ближнем и дальнем концах пассивных проводников в выбранных схемах 6- и 8-проводных структур. Для этого проанализировано влияние конечных нагрузок на значения U_{max} и K на выходе структур в дифференциальном и синфазном режимах. Результаты моделирования показали, что для 6- и 8-проводных структур оптимален вариант ХХ-КЗ на ближнем и дальнем концах пассивных проводников, соответственно, т.к. в таком случае U_{max} минимально, а K максимально: в 6-проводной структуре $K=4,38$ для синфазного режима и 4,42 – для дифференциального, в 8-проводной структуре $K=4,76$ для синфазного режима и 2,48 – для дифференциального. Для определения

проводников, к которым будут подключены 2 генератора для имитации дифференциального и синфазного режимов, выполнено квазистатическое моделирование структур с различными вариантами выбора активных проводников, при ХХ-КЗ на концах пассивных проводников: для 6-проводной структуры – 15 вариантов и для 8-проводной – 28 вариантов. В результате анализа U_{max} для дифференциального и синфазного режимов в 6-проводной структуре, а также того факта, что симметрия воздействий более предпочтительна в данном случае, получено, что оптимально подключение $E_{г1}$ к проводнику 1, а $E_{г2}$ – к проводнику 6. Для 8-проводной структуры активными выбраны проводники 1 и 6. Несмотря на то, что значение U_{max} в отдельно взятом выходном узле выше, результирующего, оно ниже, чем для выбора проводников с симметрией воздействий.

3.3 Анализ влияния геометрических параметров поперечного сечения на электрические характеристики

Здесь приведены результаты вычисления коэффициентов ослабления в синфазном и дифференциальном режимах, погонные задержки мод и временные интервалы при разных значениях w , s , d , h_1 , h_2 и t , приведены на рисунках 3.35 – 3.37. Диапазоны параметров выбраны на основе предварительного моделирования с грубым шагом. В результате для 6-проводной структуры параметр w изменялся в диапазоне от 1 до 40 мм с шагом 5 мм, а s , d и h_2 – от 0,5 до 5 мм с шагом 0,5 мм. Изменения h_1 и t выполнялись в соответствии с существующими толщинами диэлектрических материалов и медной фольги: для h_1 – 0,2; 0,5; 0,7; 1; 1,2; 1,5; 2 и 3 мм, а t – 18; 35; 70; 105; 200 и 300 мкм. Результаты квазистатического моделирования 6-проводной структуры приведены на рисунках 3.35 – 3.37.

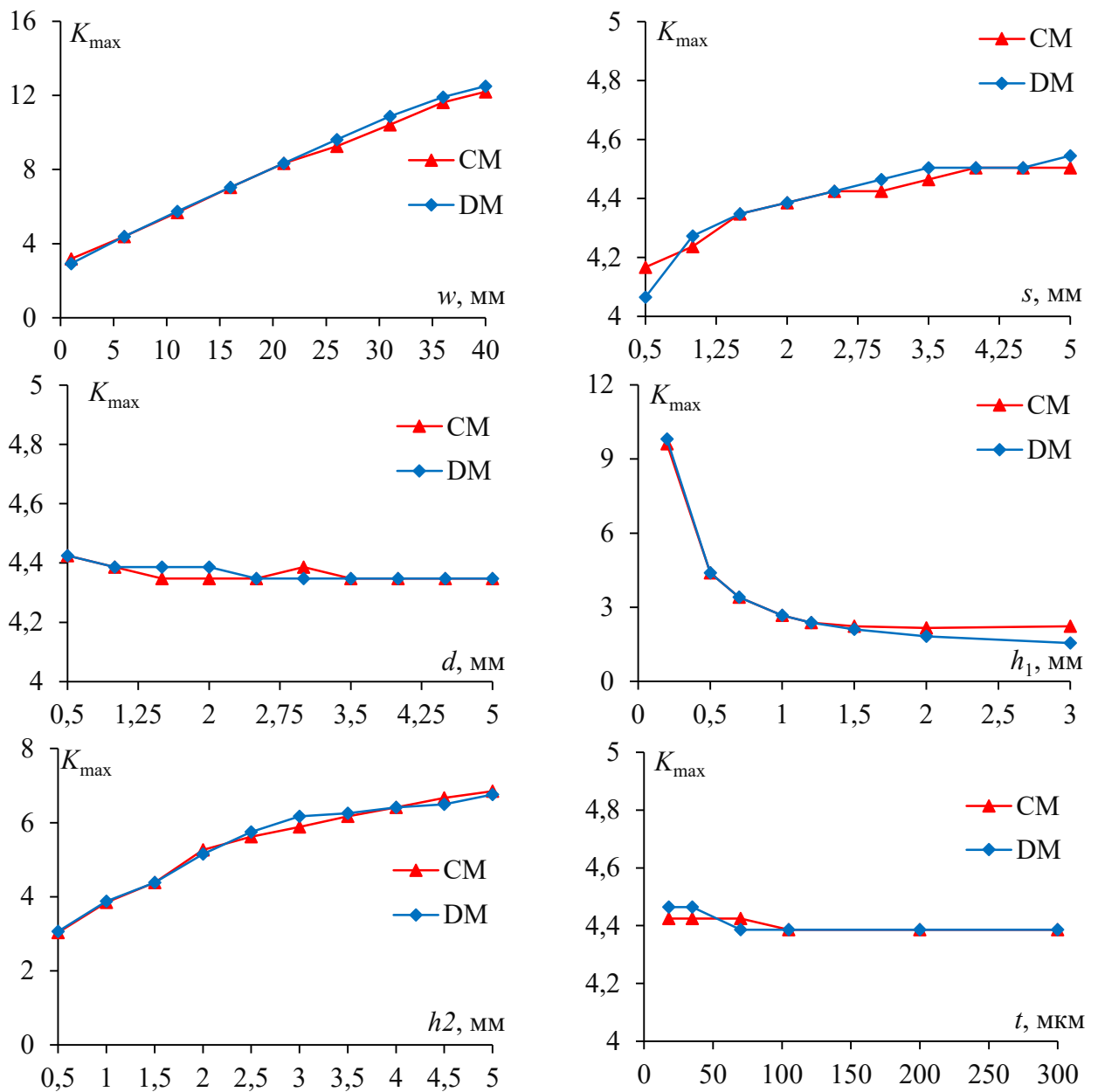


Рисунок 3.35 – Зависимости коэффициента ослабления в синфазном и дифференциальном режимах от параметров w , s , d , h_1 , h_2 и t поперечного сечения 6-проводной структуры

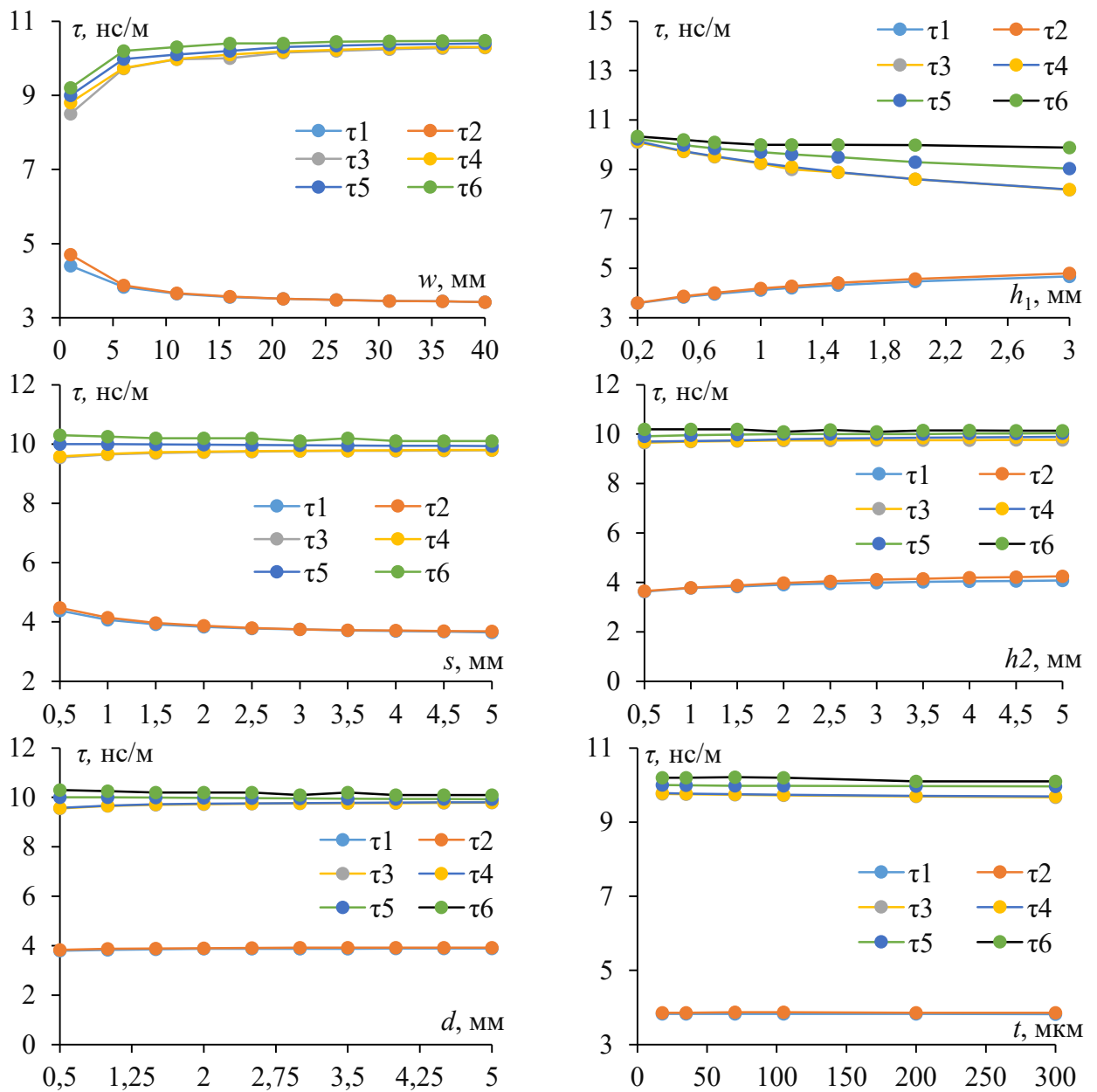


Рисунок 3.36 – Зависимости погонных задержек мод от параметров w, s, d, h_1, h_2 и t поперечного сечения 6-проводной структуры

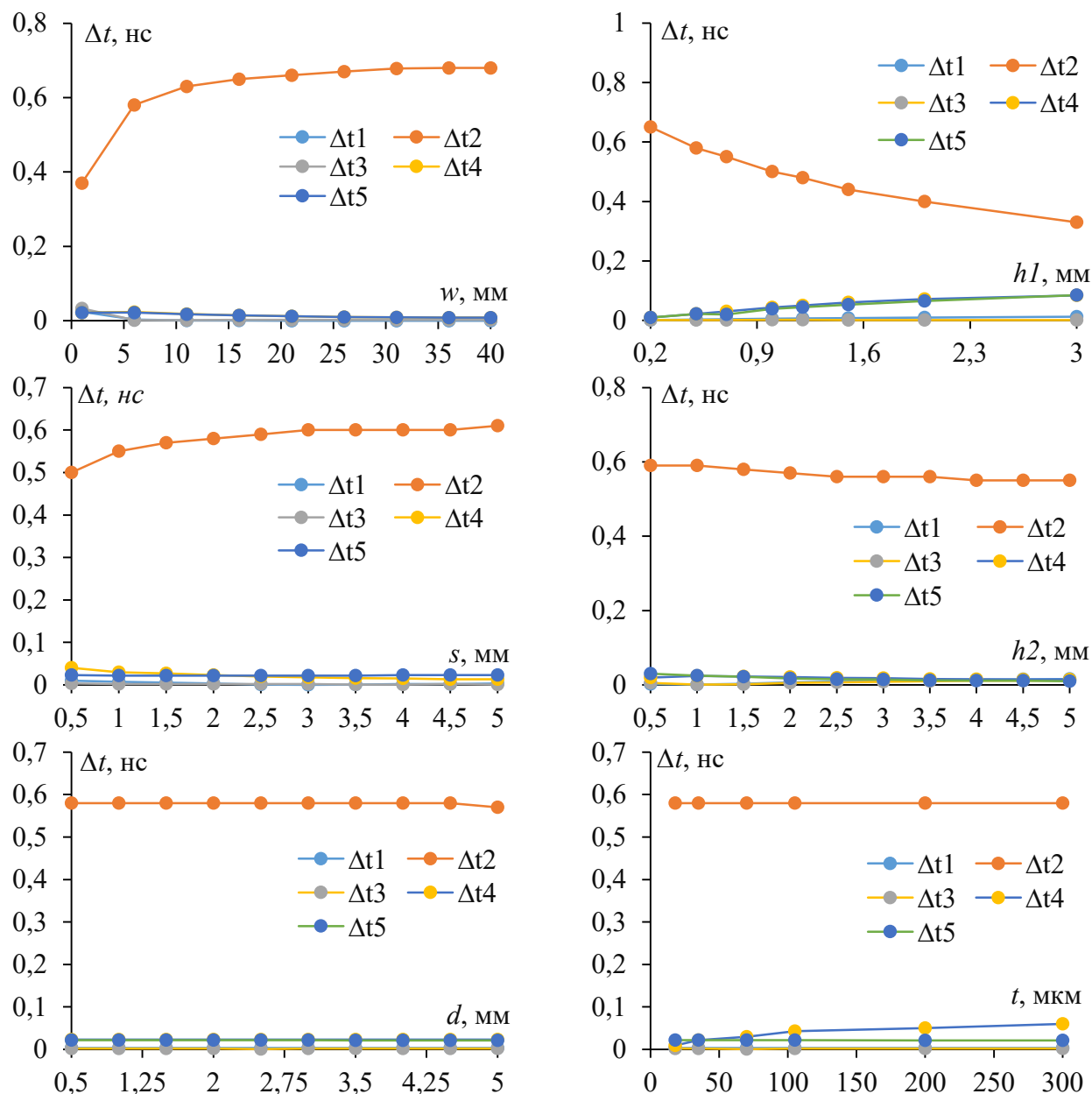


Рисунок 3.37 – Зависимости интервалов между модами от параметров w , s , d , h_1 , h_2 и t поперечного сечения 6-проводной структуры

В результате анализа характеристик 6-проводной структуры получено, что значения w и h_1 оказывают наибольшее влияние на значения K_{CM} и K_{DM} , тогда как s и h_2 оказывают слабое влияние. d и t не оказывают влияния на характеристики. Таким образом, при увеличении h_1 до 1,5 мм K_{CM} и K_{DM} уменьшаются одинаково, после 1,5 мм K_{DM} продолжает уменьшаться, а K_{CM} остается равным 2,5. Увеличение t до 120 мм приводит к небольшому увеличению K_{CM} одновременно с уменьшением K_{DM} , при дальнейшем увеличении K_{CM} и K_{DM} устанавливаются равными 4,4. Результаты квазистатического моделирования 8-проводной структуры приведены на рисунках 3.38 – 3.40.

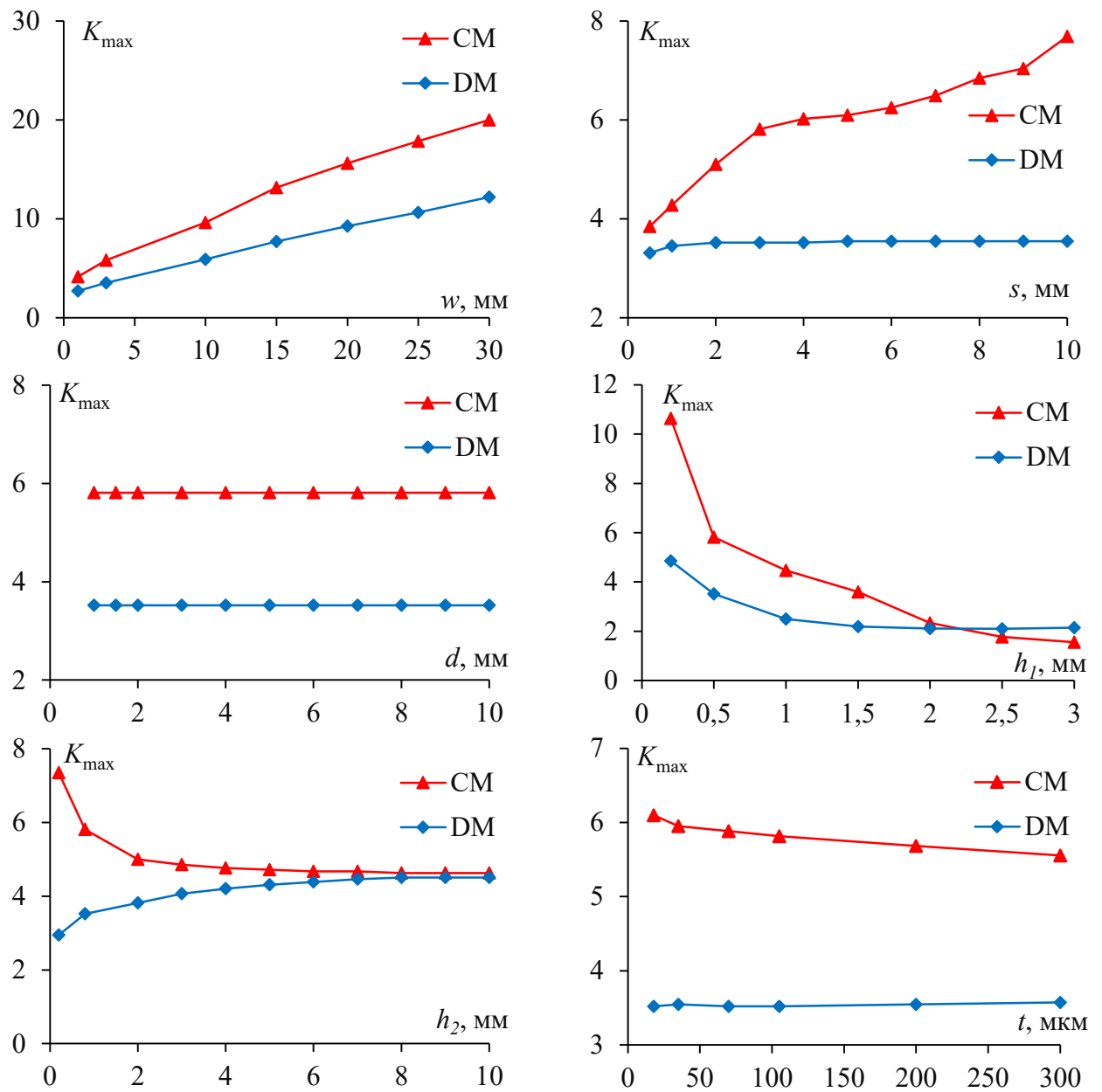


Рисунок 3.38 – Зависимости коэффициента ослабления от параметров w , s , d , h_1 , h_2 и t поперечного сечения 8-проводной структуры

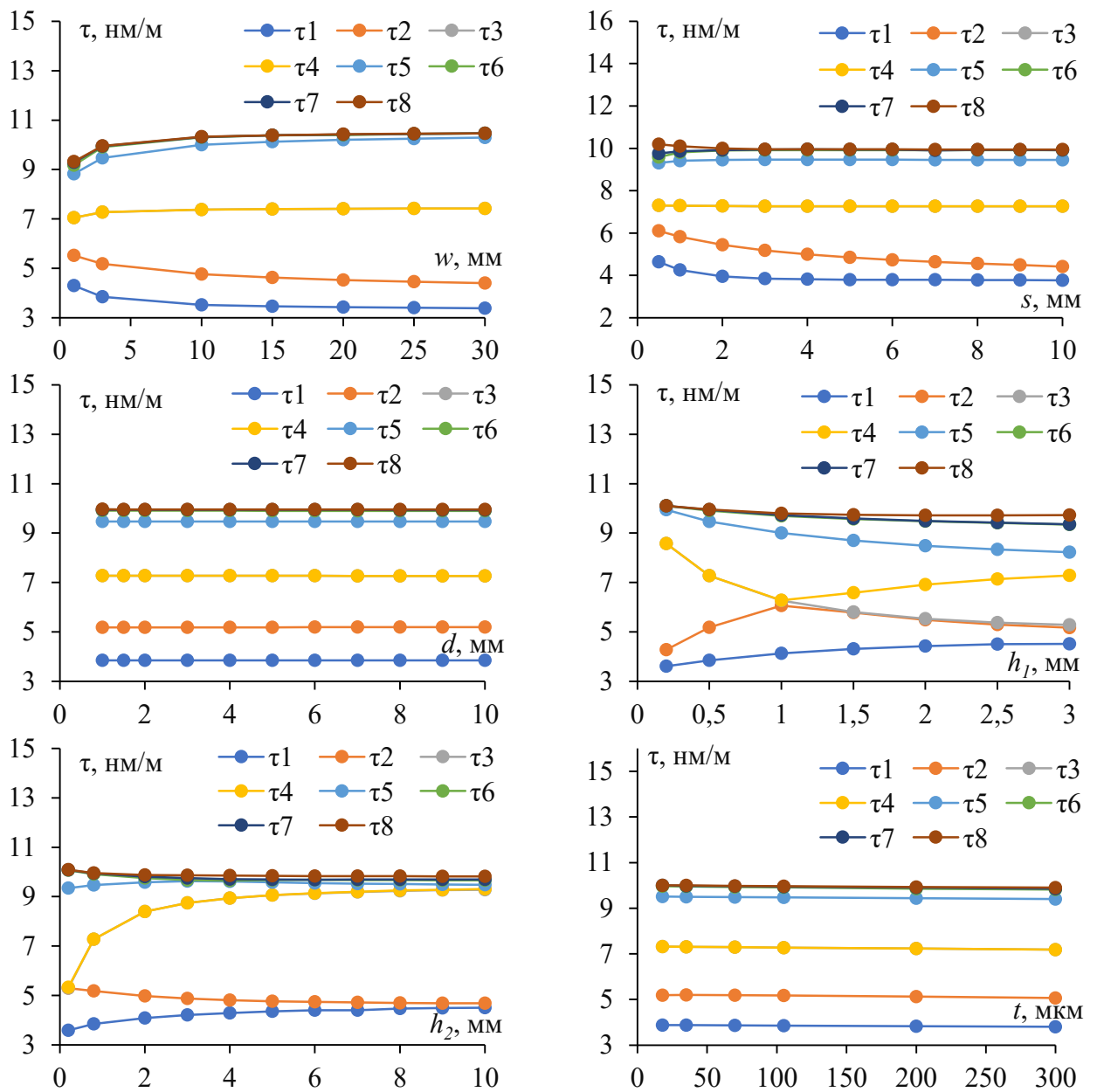


Рисунок 3.39 – Зависимости погонных задержек мод от параметров w , s , d , h_1 , h_2 и t поперечного сечения 8-проводной структуры

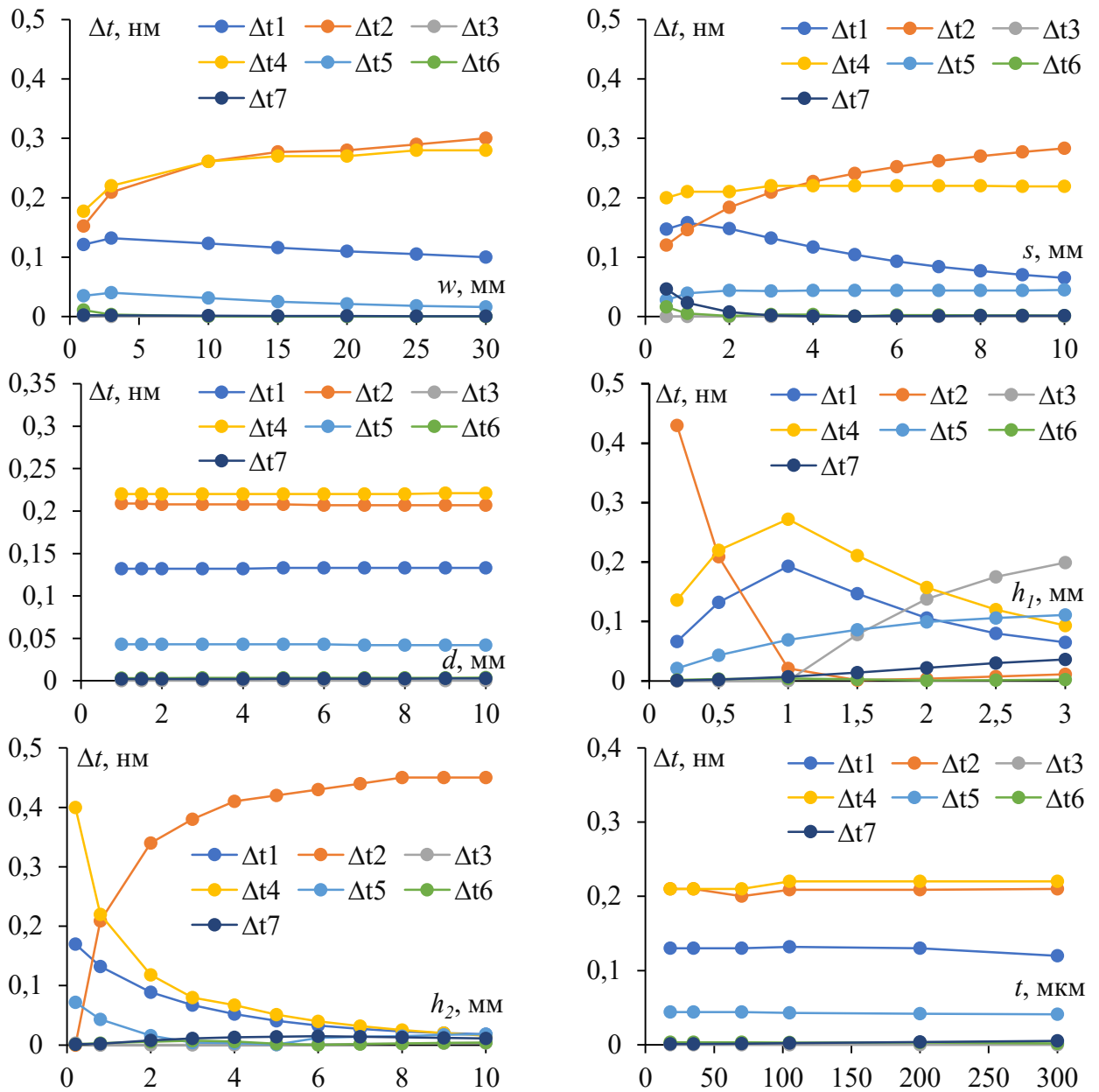


Рисунок 3.40 – Зависимости интервалов между модами от параметров w, s, d, h_1, h_2 и t поперечного сечения 8-проводной структуры

В результате для 6-проводной структуры получено, что наибольшее влияние на значения K_{CM} и K_{DM} оказывают ширина проводников w и толщина диэлектрика h_1 , тогда как расстояние между проводниками s и толщина воздушного зазора между структурами h_2 слабо влияют, а расстояние от проводника до края диэлектрика d и толщина проводников t – не влияют. Для 8-проводной структуры, на K_{CM} и K_{DM} максимально влияют w и h_1 . Между тем с ростом s K_{CM} возрастает от 4 до 8 раз, при этом K_{CM} 3,5. Также примечательно, с ростом h_2 до 6 мм, K_{CM} уменьшается, K_{DM} увеличивается, а после 6 мм они становятся равны. Параметры d и t , аналогично 6-проводной структуре, не влияют. На значения τ_i , и, как

следствие, Δt_i , для обеих структур, в основном, влияет h_1 . В результате анализа влияния геометрических параметров на характеристики устройств защиты выбраны параметры и определены их диапазоны для дальнейшей оптимизации.

Таким образом, для рассматриваемых структур наибольшее влияние на коэффициент затухания оказывают ширина проводника и толщина диэлектрика, тогда как расстояние между проводниками и толщина воздушного зазора между структурами оказывают слабое влияние, а расстояние между проводниками и диэлектриком и толщина проводника не влияют. Погонные задержки и, как следствие, временные интервалы для обеих структур в основном определяются толщиной диэлектрика. В результате анализа влияния геометрических параметров на характеристики устройств защиты определены параметры, которые будут оптимизированы для дальнейшего повышения характеристик исследуемых устройств.

3.4 Анализ влияния материала диэлектрической подложки на характеристики защитного устройства

Здесь представлены результаты квазистатического моделирования 6- и 8-проводной структур, при разных толщинах диэлектрической подложки и значениях ϵ_r используемого диэлектрика. Материалы выбраны исходя из доступности у поставщиков (таблица 3.8).

Таблица 3.8 – Доступные диэлектрические материалы

t , мкм	Материал	ϵ_r	$\tan\Delta$	Доступные толщины диэлектрика (h_1), мм
35	RT/Duroid 5870	2,3	0,0012	0,127, 0,254, 0,381, 0,508, 0,635, 1,57, 3,175
	FR4 (Tg135)	4,6	0,03	0,2, 0,3, 0,51, 0,71, 0,73, 0,93, 1,13, 1,43, 1,93, 2,93
	WL-CT615	6,15	0,004	0,61, 0,71, 1,52
	TP720	7,2	0,002	1, 2
	FSD1020T	10,2	0,0028	0,254, 0,508, 0,635, 1, 1,27
	TP1600	16	0,002	1, 2, 3, 4
	TLX2200H	22	0,002	1,52
	TP2500	25	0,002	2, 3

В таблицах 3.9–3.24 приведены максимальные амплитуды напряжения на выходе 6- и 8-проводной структур в обоих режимах. Лучшие значения амплитуд в каждой таблице выделены полужирным.

Таблица 3.9 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика RT/Duroid 5870

h_1 , мм	0,127	0,254	0,381	0,508	0,635	1,57	3,175
U_{CM} , В	0,075	0,125	0,167	0,201	0,229	0,33	0,366
U_{DM} , В	0,074	0,129	0,175	0,214	0,245	0,366	0,421

Таблица 3.10 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика RT/Duroid 5870

h_1 , мм	0,127	0,254	0,381	0,508	0,635	1,57	3,175
U_{CM} , В	0,067	0,116	0,153	0,181	0,2	0,253	0,301
U_{DM} , В	0,14	0,206	0,262	0,301	0,328	0,411	0,416

Таблица 3.11 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика FR4 (Tg135)

h_1 , мм	0,2	0,3	0,51	0,71	0,73	0,93	1,13	1,43	1,93	2,93
U_{CM} , В	0,072	0,099	0,148	0,184	0,187	0,214	0,237	0,263	0,294	0,327
U_{DM} , В	0,071	0,099	0,148	0,185	0,187	0,215	0,24	0,267	0,3	0,338

Таблица 3.12 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика FR4 (Tg135)

h_1 , мм	0,2	0,3	0,51	0,71	0,73	0,93	1,13	1,43	1,93	2,93
U_{CM} , В	0,059	0,07	0,098	0,116	0,117	0,15	0,174	0,222	0,275	0,303
U_{DM} , В	0,129	0,144	0,176	0,203	0,205	0,223	0,237	0,249	0,263	0,278

Таблица 3.13 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика WL-CT615

h_1 , мм	0,61	0,71	1,52
U_{CM} , В	0,153	0,17	0,259
U_{DM} , В	0,154	0,171	0,261

Таблица 3.14 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика WL-CT615

h_1 , мм	0,61	0,71	1,52
U_{CM} , В	0,103	0,109	0,202
U_{DM} , В	0,179	0,192	0,245

Таблица 3.15 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TP720

h_1 , мм	1	2
U_{CM} , В	0,202	0,273
U_{DM} , В	0,204	0,287

Таблица 3.16 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TP720

h_1 , мм	1	2
U_{CM} , В	0,121	0,256
U_{DM} , В	0,213	0,252

Таблица 3.17 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика FSD1020T

h_1 , мм	0,254	0,508	0,635	1	1,27
U_{CM} , В	0,062	0,114	0,135	0,186	0,215
U_{DM} , В	0,061	0,113	0,134	0,185	0,214

Таблица 3.18 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика FSD1020T

h_1 , мм	0,254	0,508	0,635	1	1,27
U_{CM} , В	0,054	0,084	0,092	0,112	0,127
U_{DM} , В	0,114	0,142	0,162	0,199	0,219

Таблица 3.19 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TP1600

h_1 , мм	1	2	3	4
U_{CM} , В	0,162	0,176	0,182	0,195
U_{DM} , В	0,165	0,254	0,297	0,328

Таблица 3.20 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TP1600

h_1 , мм	1	2	3	4
U_{CM} , В	0,106	0,155	0,29	0,324
U_{DM} , В	0,183	0,216	0,205	0,193

Таблица 3.21 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TLX2200H

h_1 , мм	1,52
U_{CM} , В	0,145
U_{DM} , В	0,203

Таблица 3.22 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TLX2200H

h_1 , мм	1,52
U_{CM} , В	0,134
U_{DM} , В	0,193

Таблица 3.23 – $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TP2500

h_1 , мм	2	3
U_{CM} , В	0,144	0,179
U_{DM} , В	0,22	0,25

Таблица 3.24 – $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах, при разных h_1 диэлектрика TP2500

h_1 , мм	2	3
U_{CM} , В	0,152	0,233
U_{DM} , В	0,193	0,195

Получены зависимости, показывающие влияние материала диэлектрической подложки на характеристики защитного устройства. Рассмотрены материалы RT/Duroid 5870 с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=2,3$, FR4 с $\epsilon_r=4,6$, WL-CT615 с $\epsilon_r=6,15$, TP720 с $\epsilon_r=7,2$, FSD1020T с $\epsilon_r=10,2$, TP1600 с $\epsilon_r=16$, TLX2200H с $\epsilon_r=22$, TP2500 с $\epsilon_r=25$. Получено, что материалы с более высокой ϵ_r более предпочтительны, однако их доступные толщины не дают большого ослабления. Оптимальным материалом для обеих структур оказался FSD1020T с $\epsilon_r=10,2$ и $h_1=0,254$ мм. При моделировании структур с этими параметрами, получено, что для 6-проводной структуры в синфазном режиме $U_{\max}=0,062$ В, а дифференциальном – $U_{\max}=0,061$ В, что в 8 раз меньше половины э.д.с. Для 8-проводной структуры в синфазном режиме $U_{\max}=0,054$ В, а дифференциальном – $U_{\max}=0,114$ В, что в 9,2 и 4,38 раз меньше половины э.д.с., соответственно.

3.5 Оптимизация параметров поперечного сечения устройств защиты

Здесь приведены результаты оптимизации параметров поперечного сечения защитных устройств с помощью простого генетического алгоритма (ГА) по амплитудному (минимизация амплитуды импульсов) и временному (максимизация разности задержек мод) критериям.

Для реализации амплитудного критерия в качестве целевой функции (ЦФ) выбрана минимизация максимальной амплитуды импульсов на выходе для дифференциального (U_{maxDM}) и синфазного (U_{maxCM}) режимов по-отдельности. Реализован временной критерий выравнивания временных интервалов между импульсами разложения. ЦФ выбрана как квадрат разности между максимальным и минимальным значениями временных интервалов. Диапазоны оптимизации параметров поперечного сечения для 6-проводной структуры: $w = 11 - 26$ мм, $s = 3 - 5$ мм, $h_1 = 0,2 - 1$ мм, $h_2 = 3 - 5$ мм. Параметры $t = 35$ мкм, $d = 1$ мм, $\epsilon_{r1} = 10,2$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм в процессе оптимизации не изменяются. Диапазоны оптимизации параметров поперечного сечения для 8-проводной структуры: $w = 15 - 25$ мм, $s = 6 - 8$ мм, $h_1 = 0,2 - 1$ мм, $h_2 = 1 - 3$ мм. Параметры $t = 35$ мкм, $d = 1$ мм, $\epsilon_{r1} = 10,2$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм в процессе оптимизации не изменяются. Количество особей равно 50, количество поколений – 100, а коэффициент кроссовера – 0,5. Выполнено по 5 запусков ГА чтобы убедиться в повторяемости результатов. Результаты оптимизации сведены в таблицы 3.25 – 3.26.

Таблица 3.25 – Результаты минимизации U_{max} на выходе 6-проводной структуры в синфазном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	26	26	25,94	25,82	25,94	0,69
s , мм	3,25	4	3,52	3,85	3,57	18,75
h_1 , мм	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0
h_2 , мм	4,99	4,87	4,98	4,96	5	2,6
U_{max} , мВ	13,25	13,42	13,4	13,37	13,27	1,26
Время, с	35448,8	35441	35381,7	35391,2	35548,8	0,47

Таблица 3.26 – Результаты минимизации U_{max} на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	26	25,06	25,29	26	25,76	3,61
s , мм	3,92	3,24	3,9	3,75	3,81	17,34
h_1 , мм	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0
h_2 , мм	5	4,97	4,99	4,97	4,67	6,6
U_{max} , мВ	13,33	13,74	13,61	13,35	13,24	3,63
Время, с	34777,4	34866,6	35040,3	34876,6	35830,1	2,93

На рисунке 3.41 приведены формы напряжения на выходе 6-проводной структуры полученные при лучших значениях параметров поперечного сечения полученных по результатам оптимизации по критерию минимизации амплитуды напряжения на выходе. В дифференциальном $w = 25,76$ мм, $s = 3,81$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 4,67$ мм. В синфазном $w = 26$ мм, $s = 3,25$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 4,99$ мм.

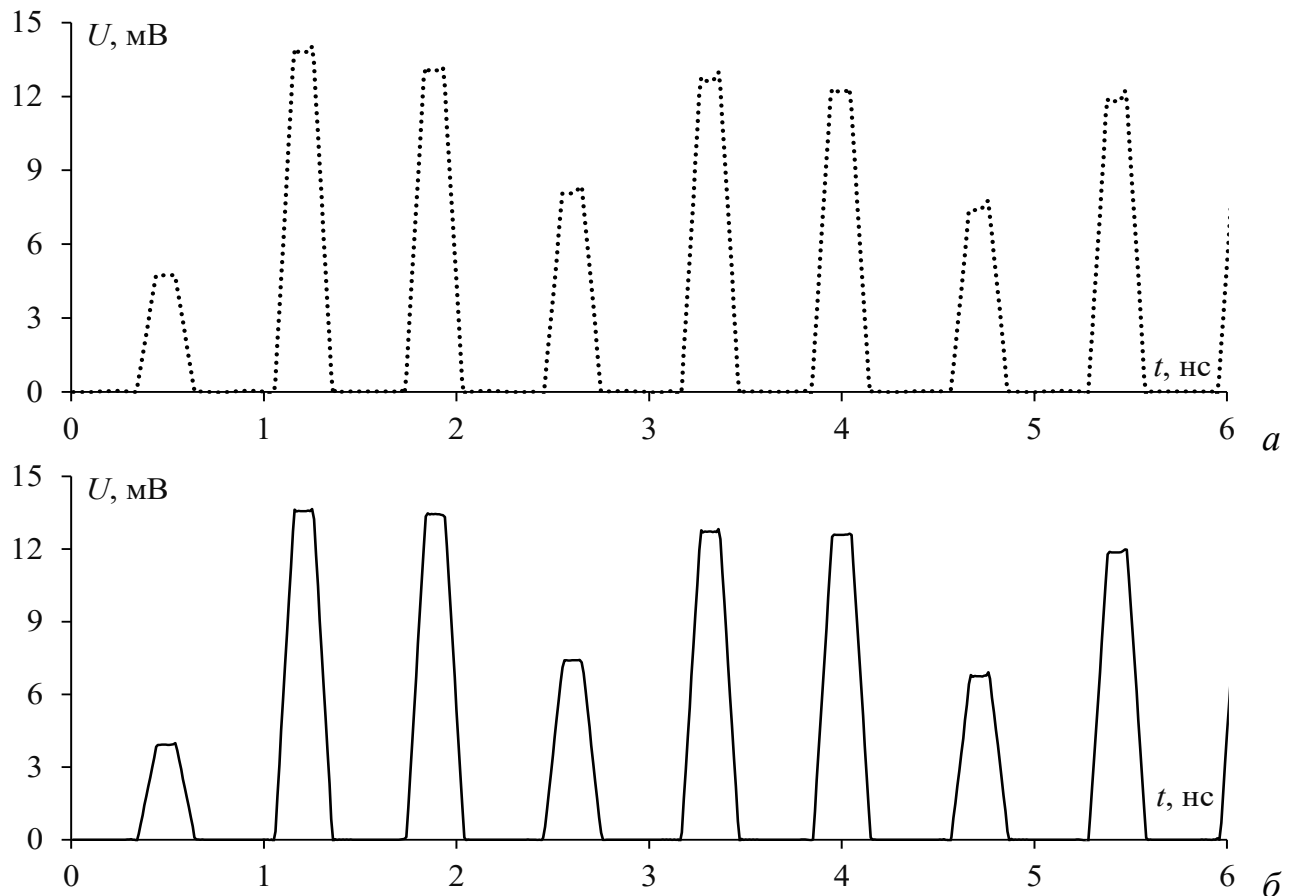


Рисунок 3.41 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах

Для получения форм напряжения на выходе 6-проводной структуры (рисунок 3.42), выбраны лучшие значения оптимизации по критерию минимизации квадрата разности максимального и минимального временных интервалов, $w = 11$ мм, $s = 3,01$ мм, $h_1 = 0,99$ мм, $h_2 = 4,91$ мм.

Таблица 3.27 – Результаты минимизации значения F_{time} для 6-проводной структуры

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	11,05	11	11	11	11,06	0,54
s , мм	3,04	3,10	3,00	3,01	3,03	3,22
h_1 , мм	0,99	1	0,97	0,99	1	3
h_2 , мм	4,99	5	4,98	4,91	4,89	1,8
F_{time}	0,30	0,30	0,31	0,30	0,30	3,22
τ_1	4,06	4,06	4,06	4,06	4,06	0
τ_2	4,19	4,18	4,18	4,19	4,19	0,24
τ_3	9,82	9,81	9,83	9,81	9,81	0,21
τ_4	9,91	9,9	9,91	9,9	9,9	0,11
τ_5	10,12	10,11	10,12	10,12	10,11	0,10
τ_6	10,28	10,28	10,29	10,28	10,28	0,10
Δt_1 , нс	0,125	0,125	0,125	0,125	0,124	0,8
Δt_2 , нс	5,63	5,62	5,64	5,62	5,62	0,35
Δt_3 , нс	0,088	0,089	0,087	0,087	0,086	3,37
Δt_4 , нс	0,211	0,02	0,2	0,213	0,021	6,11
Δt_5 , нс	0,166	0,016	0,164	0,168	0,017	4,76
Время, с	31715,6	31760,1	31768,5	32241,3	32363,2	2,01

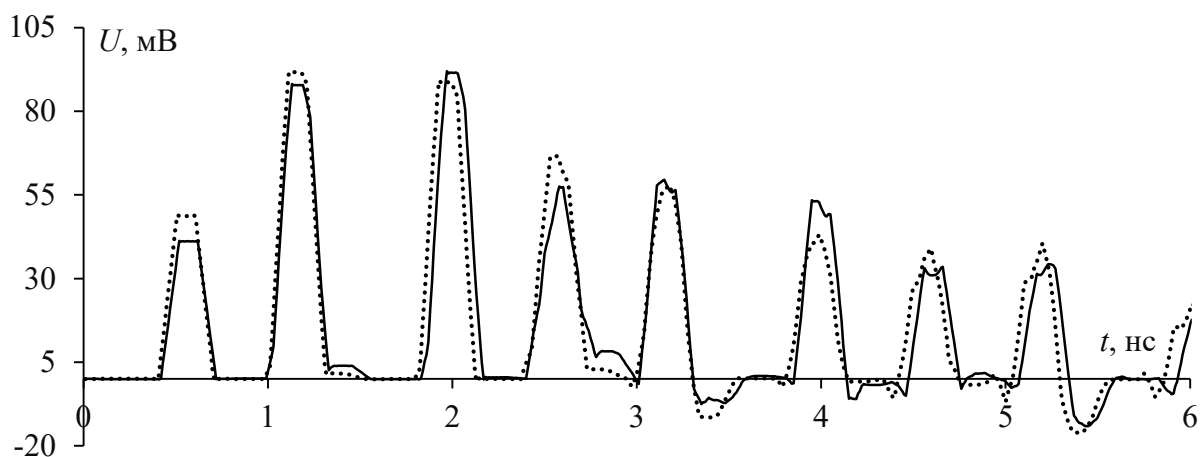


Рисунок 3.42 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Аналогично 6-проводной структуре выполнена оптимизация для 8-проводной структуры. Результаты оптимизации приведены в таблицах 3.28 – 3.30.

Таблица 3.28 – Результаты минимизации значения U_{max} на выходе 8-проводной структуры в синфазном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	25	25	24,84	24,96	25	0,64
s , мм	7,97	7,94	7,94	7,97	7,79	2,25
h_1 , мм	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0
h_2 , мм	1,21	1,33	1,16	1,21	1,22	12,78
U_{max} , мВ	12,62	12,63	12,73	12,64	12,65	0,78
Время, с	25472,8	26257,9	27148	27979,5	29312,9	13,1

Таблица 3.29 – Результаты минимизации значения U_{max} на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	24,84	24,96	25	25	24,96	0,64
s , мм	6,09	6,82	7,16	6,15	7,16	14,94
h_1 , мм	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0
h_2 , мм	3	3	2,95	2,99	2,94	2
U_{max} , мВ	23,55	23,49	23,56	23,46	23,58	0,5
Время, с	25570,6	25995,3	25544,4	25990,1	27061,1	5,5

Таблица 3.30 – Результаты минимизации значения F_{time} для 8-проводной структуры

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	15,2745	15,0784	15,902	15	15,3137	2,04
s , мм	6,10196	6	6	6,12549	6,08627	2,04
h_1 , мм	0,971765	0,962353	0,996863	0,971765	0,96549	3,14
h_2 , мм	1,48627	1,47843	1,54118	1,49412	1,47843	4,07
F_{time}	0,068191	0,0677886	0,0675631	0,067476	0,0682506	1,13
τ_1	3,57	3,58	3,57	3,58	3,57	0,28
τ_2	4,81	4,82	4,83	4,81	4,81	0,42
τ_3	7,32	7,32	7,34	7,33	7,32	0,27
τ_4	7,32	7,32	7,34	7,33	7,32	0,27
τ_5	9,93	9,93	9,94	9,92	9,93	0,21
τ_6	10,29	10,29	10,29	10,29	10,29	0
τ_7	10,3	10,3	10,3	10,29	10,3	0,10
τ_8	10,3	10,3	10,31	10,3	10,31	0,10
Δt_1 , нс	1,23	1,24	1,25	1,23	1,23	1,6
Δt_2 , нс	2,5	2,5	2,5	2,51	2,51	0,39
Δt_3 , нс	0,00001	0,00001	0,000011	0,00001	0,00001	9,09
Δt_4 , нс	2,61	2,6	2,6	2,59	2,61	0,76
Δt_5 , нс	0,35	0,35	0,35	0,36	0,35	2,77
Δt_6 , нс	0,0074	0,0074	0,0069	0,0077	0,0073	10,38
Δt_7 , нс	0,007	0,0073	0,0076	0,007	0,0069	9,21
Время, с	22935,2	20898,1	21041,3	23131	20894,1	9,65

На рисунке 3.43 приведены формы напряжения на выходе 8-проводной структуры полученные при лучших значениях параметров поперечного сечения полученных по результатам оптимизации по критерию минимизации амплитуды напряжения на выходе. В дифференциальном $w = 25$ мм, $s = 6,15$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 2,99$ мм. В синфазном $w = 25$ мм, $s = 7,97$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 1,21$ мм.

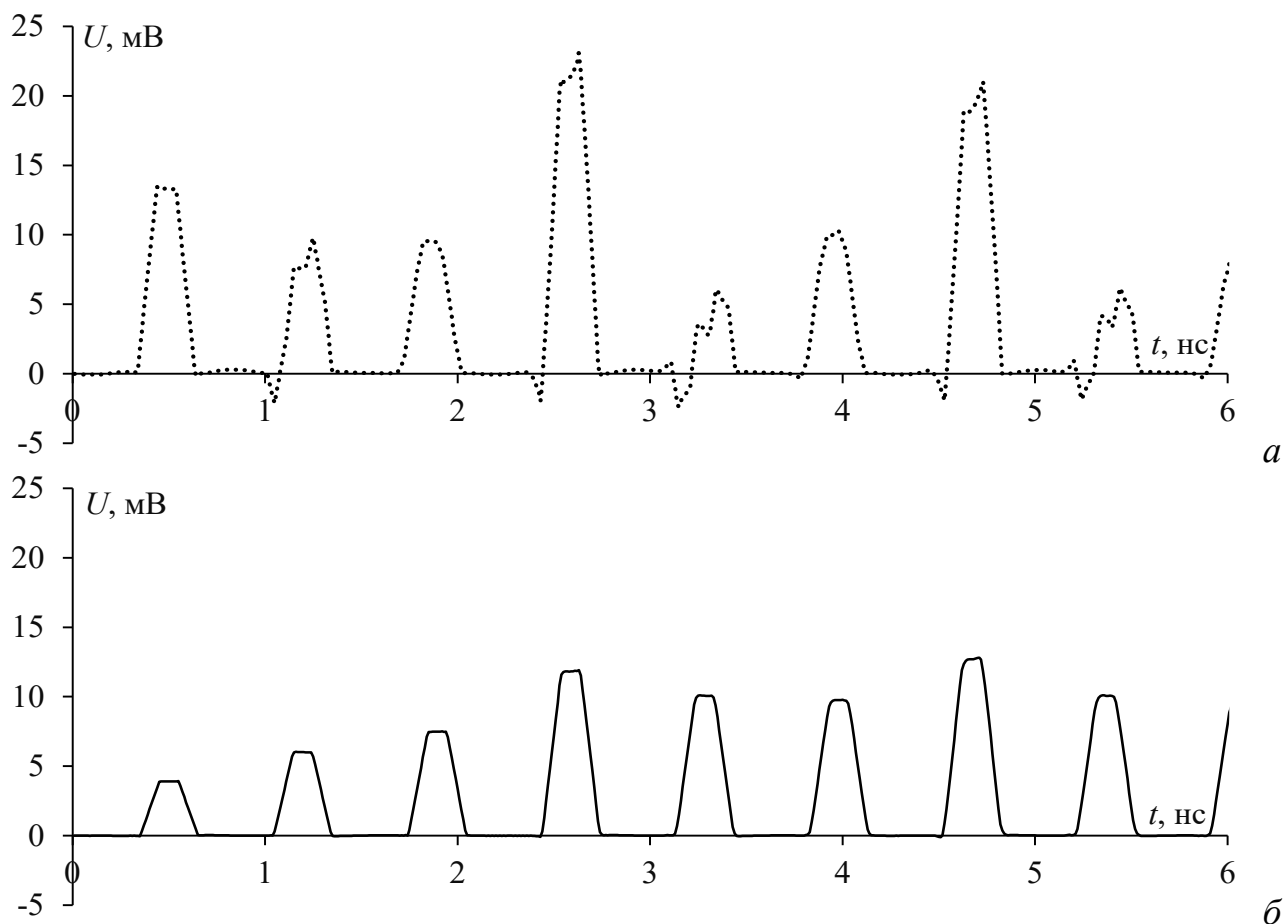


Рисунок 3.43 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах

Для получения форм напряжения на выходе 8-проводной структуры (рисунок 3.44), выбраны лучшие значения оптимизации по критерию минимизации квадрата разности максимального и минимального временных интервалов, $w = 15,902$ мм, $s = 6$ мм, $h_1 = 0,996863$ мм, $h_2 = 1,54118$ мм.

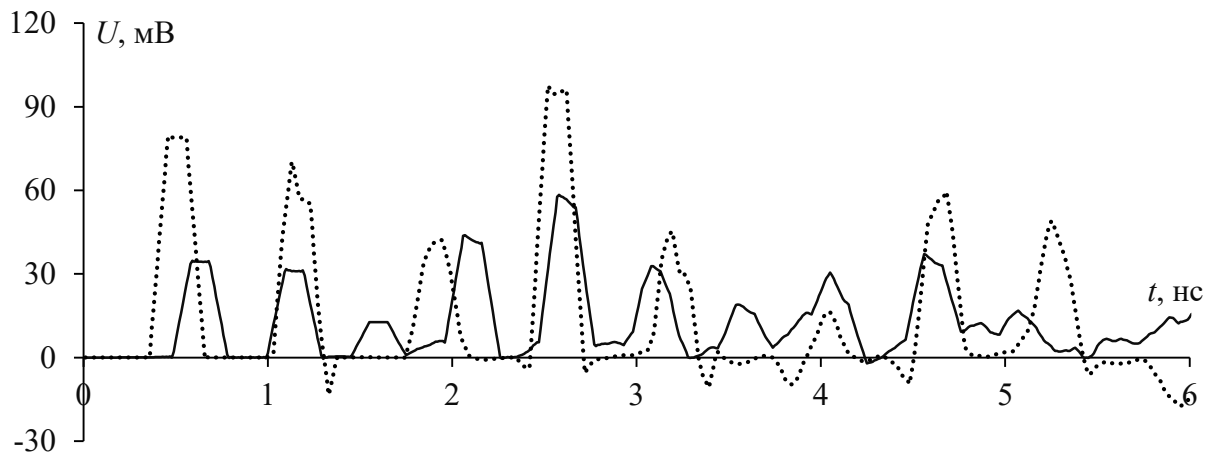


Рисунок 3.44 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

По результатам оптимизации по амплитудному критерию получены оптимальные параметры, позволяющие для 6-проводной структуры уменьшить значение U_{maxDM} до 13,24 мВ, а U_{maxCM} до 13,25 мВ, для 8-проводной структуры U_{maxDM} до 23,46 мВ, а U_{maxCM} до 12,62 мВ, т.е. в среднем в 5 раз меньше по сравнению с U_{max} до оптимизации в обоих режимах. Оптимизация по временному критерию не увеличила разности погонных задержек. Это связано со спецификой геометрических моделей поперечных сечений и обеспечиваемой в них электромагнитной связи. Для дальнейшего исследования устройств защиты выбраны параметры, полученные в результате оптимизации по амплитудному критерию. Однако так как оптимизация выполнялась для каждого режима по отдельности, а устройство защиты подразумевает работу в дифференциальном и синфазном режимах одновременно, необходимо выбрать параметры, позволяющие получить минимальное значение U_{max} в обоих режимах. В результате для 6-проводной структуры $w = 26$ мм, $s = 3,5$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ м, а для 8-проводной – $w = 25$ мм, $s = 8$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 2,5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ мм.

3.6 Вычисление матриц погонных параметров оптимизированных устройств защиты

Здесь вычислены матрицы коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции, а также матрицы характеристического импеданса и погонных задержек мод оптимизированных 6- и 8-проводной структуры в ПО TUSUR.EMC с помощью метода моментов. При моделировании 6-проводной структуры использованы следующие параметры поперечного сечения: $w = 26$ мм, $s = 3,5$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ м. Результаты моделирования приведены в таблице 3.31. При моделировании 8-проводной структуры использованы следующие параметры поперечного сечения: $w = 25$ мм, $s = 8$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 2,5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ мм. Результаты моделирования приведены в таблице 3.32.

Вычислены матрицы погонных параметров устройств защиты с оптимизированными параметрами. Получены матрицы **C** и **L** индукций, а также матрицы **Zc** и **τ** . Из матриц для 6-проводной структуры видно равенство некоторых элементов по главной диагонали: $C_{11}=C_{22}=C_{55}=C_{66}$ и $C_{33}=C_{44}$. Также равны некоторые взаимные элементы, в зависимости от расположения относительно земли: $C_{12}=C_{56}$; $C_{13}=C_{46}$; $C_{14}=C_{36}$; $C_{15}=C_{26}$; $C_{16}=C_{25}$; $C_{23}=C_{45}$; $C_{24}=C_{35}$. Исходя из этого, можно сделать вывод, что геометрическая модель поперечного сечения является центрально-симметричной. Аналогично из матриц 8-проводной структуры видно равенство элементов по главной диагонали: $C_{11}=C_{88}$; $C_{22}=C_{77}$; $C_{33}=C_{66}$; $C_{44}=C_{55}$ и равенство взаимных элементов: $C_{12}=C_{78}=C_{14}=C_{58}$; $C_{13}=C_{68}$; $C_{15}=C_{17}=C_{48}=C_{28}$; $C_{16}=C_{38}$; $C_{24}=C_{57}$; $C_{25}=C_{47}$; $C_{26}=C_{35}=C_{37}=C_{46}$; $C_{34}=C_{23}=C_{56}=C_{67}$. Таким образом, 8-проводная структура является зеркально-симметричной по горизонтальной оси. Из матрицы **τ** следует, что в 6-проводной структуре распространяется 6 мод, каждая со своей погонной задержкой. Между тем 2 моды 1 и 2 имеют одну задержку, а моды 3, 4, 5 и 6 другую. Фактически это означает, что на выходе будет наблюдаться 2 импульса. Для 8-проводной структуры матрица **τ** содержит 8 погонных задержек мод, из которых моды 1 и 2, 3 и 4, а также 5, 6, 7

и 8 имеют одинаковые задержки. Это означает, что на выходе будет наблюдаться 3 импульса, однако амплитуда 2 импульса очень мала поэтому его амплитуду можно не учитывать.

Таблица 3.31 – Матрицы **C**, **L**, **Zc** и **τ** 6-проводной структуры

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 11789,1 & -8,275 & -11770,7 & -0,932 & -2,682 & -1,203 \\ -8,275 & 11789,1 & -2,686 & -2,602 & -1,203 & -2,682 \\ -11770,7 & -2,686 & 11824,2 & -1,203 & -2,602 & -0,932 \\ -0,932 & -2,602 & -1,203 & 11824,2 & -2,686 & -11770,7 \\ -2,682 & -1,203 & -2,602 & -2,686 & 11789,1 & -8,275 \\ -1,203 & -2,682 & -0,932 & -11770,7 & -8,275 & 11789,1 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 167,4 & 1,389 & 160,178 & 9,388 & 0,791 & 9,566 \\ 1,389 & 9,436 & 1,342 & 0,773 & 0,024 & 0,791 \\ 160,178 & 1,342 & 162,510 & 9,566 & 0,773 & 9,388 \\ 9,388 & 0,773 & 9,566 & 162,510 & 1,342 & 160,178 \\ 0,791 & 0,024 & 0,773 & 1,342 & 9,436 & 1,389 \\ 9,566 & 0,791 & 9,388 & 160,178 & 1,389 & 167,4 \end{bmatrix}$
Zc , Ом	$\begin{bmatrix} 48 & 0,132 & 47,324 & 2,594 & 0,074 & 2,609 \\ 0,132 & 0,894 & 0,130 & 0,073 & 0,001 & 0,074 \\ 47,324 & 0,130 & 47,544 & 2,609 & 0,073 & 2,594 \\ 2,594 & 0,073 & 2,609 & 47,544 & 0,130 & 47,324 \\ 0,074 & 0,001 & 0,073 & 0,130 & 0,894 & 0,132 \\ 2,609 & 0,074 & 2,594 & 47,324 & 0,132 & 48 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 3,39831 \\ 3,41276 \\ 10,5258 \\ 10,5281 \\ 10,5617 \\ 10,5893 \end{bmatrix}$

Таблица 3.32 – Матрицы **C**, **L**, **Zc** и **τ** 8-проводной структуры

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 11114,7 & -1,111 & -11093,8 & -1,111 & -0,732 & -3,014 & -0,732 & -2,321 \\ -1,111 & 11190,8 & -0,392 & -0,002 & -88,672 & -0,319 & -0,0007 & -0,732 \\ -11093,8 & -0,392 & 11189,5 & -0,392 & -0,319 & -88,399 & -0,319 & -3,014 \\ -1,111 & -0,002 & -0,392 & 11190,8 & -0,0007 & -0,319 & -88,672 & -0,732 \\ -0,732 & -88,672 & -0,319 & -0,0007 & 11190,8 & -0,392 & -0,002 & -1,111 \\ -3,014 & -0,319 & -88,399 & -0,319 & -0,392 & 11189,5 & -0,392 & -11093,8 \\ -0,732 & -0,0007 & -0,319 & -88,672 & -0,002 & -0,392 & 11190,8 & -1,111 \\ -2,321 & -0,732 & -3,014 & -0,732 & -1,111 & -11093,8 & -1,111 & 11114,7 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 335,589 & 0,492 & 330,320 & 0,498 & 0,482 & 278,133 & 0,488 & 281,575 \\ 0,492 & 9,225 & 0,497 & 0,0009 & 0,673 & 0,489 & 0,0009 & 0,488 \\ 330,320 & 0,497 & 334,950 & 0,497 & 0,490 & 281,575 & 0,489 & 278,133 \\ 0,498 & 0,0009 & 0,497 & 9,225 & 0,0009 & 0,490 & 0,673 & 0,482 \\ 0,482 & 0,673 & 0,490 & 0,0009 & 9,225 & 0,497 & 0,0009 & 0,498 \\ 278,133 & 0,489 & 281,575 & 0,490 & 0,497 & 334,950 & 0,497 & 330,320 \\ 0,488 & 0,0009 & 0,489 & 0,673 & 0,0009 & 0,497 & 9,225 & 0,492 \\ 281,575 & 0,488 & 278,133 & 0,482 & 0,498 & 330,320 & 0,492 & 335,589 \end{bmatrix}$
Zc , Ом	$\begin{bmatrix} 95,590 & 0,050 & 95,090 & 0,050 & 0,048 & 79,365 & 0,049 & 79,044 \\ 0,050 & 0,907 & 0,050 & 0,00005 & 0,036 & 0,049 & 0,00005 & 0,049 \\ 95,090 & 0,050 & 95,524 & 0,050 & 0,048 & 79,044 & 0,049 & 79,365 \\ 0,050 & 0,00005 & 0,050 & 0,907 & 0,00005 & 0,048 & 0,036 & 0,048 \\ 0,048 & 0,036 & 0,048 & 0,00005 & 0,907 & 0,050 & 0,00005 & 0,050 \\ 79,365 & 0,049 & 79,044 & 0,048 & 0,050 & 95,524 & 0,050 & 95,090 \\ 0,049 & 0,00005 & 0,049 & 0,036 & 0,00005 & 0,050 & 0,907 & 95,090 \\ 79,044 & 0,049 & 79,365 & 0,048 & 0,050 & 95,090 & 0,050 & 95,590 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 3,36442 \\ 3,49298 \\ 9,82161 \\ 9,82162 \\ 10,4273 \\ 10,4826 \\ 10,4833 \\ 10,4849 \end{bmatrix}$

3.7 Вычисление временных и частотных откликов оптимизированных устройств защиты

Здесь представлены результаты получения временных откликов и $|S_{21}|$ для 6- и 8-проводной структур. Частотные и временные характеристики оптимизированных устройств защиты получены посредством квазистатического моделирования в ПО ADS по вычисленным в ПО TUSUR.EMC матрицам **L** и **C**. В качестве входного воздействия также использован трапециевидный импульс с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 100 пс, так что суммарная длительность входного импульса равна 300 пс.

При моделировании использованы матрицы вычисленные для 6-проводной структуры (таблица 3.31) с параметрами поперечного сечения: $w = 26$ мм, $s = 3,5$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ м. На рисунках 3.45 и 3.46 показаны формы напряжения на выходе 6-проводной структуры и частотная зависимость $|S_{21}|$.

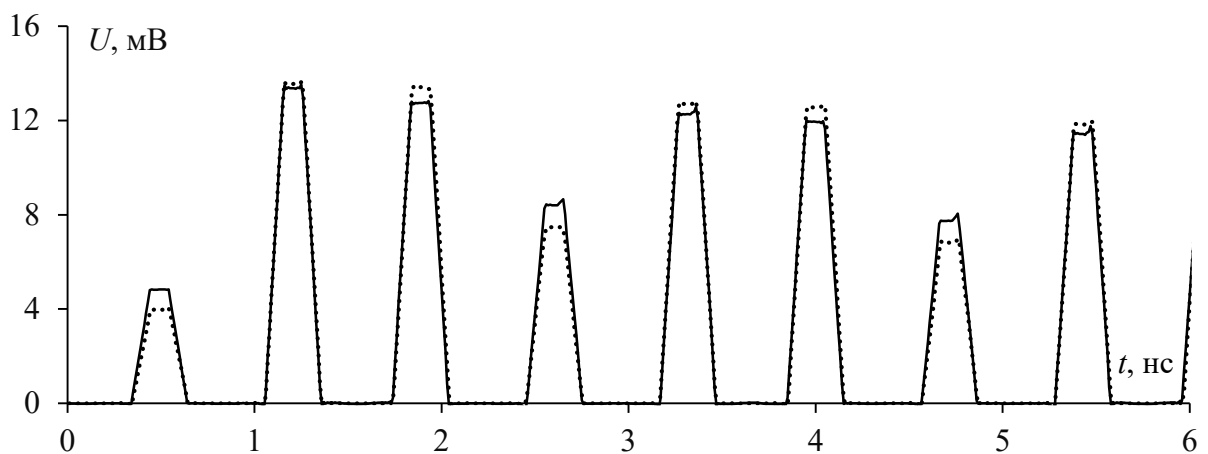


Рисунок 3.45 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

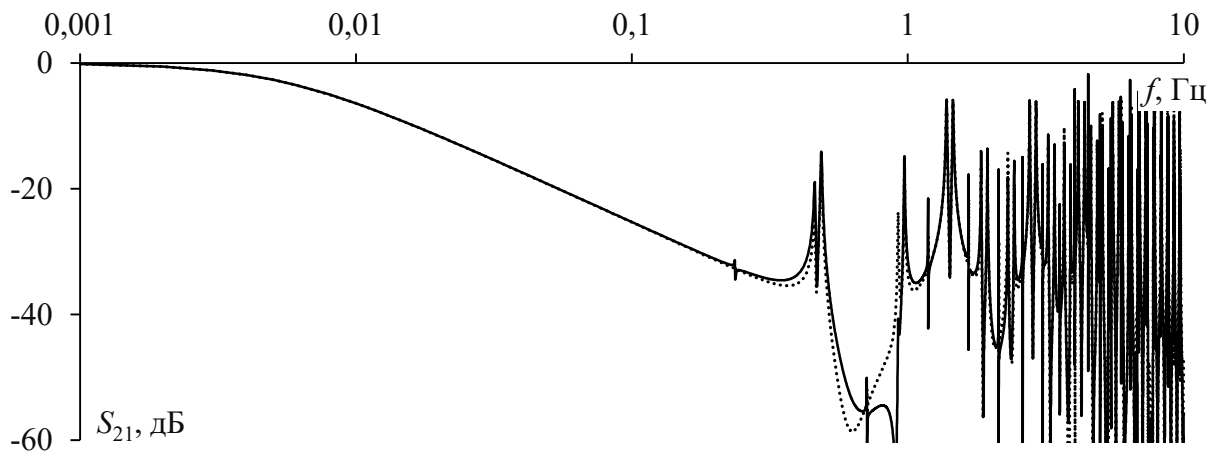


Рисунок 3.46 – $|S_{21}|$ 6-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Из рисунков видно, что U_{max} на выходе 6-проводной структуры в синфазном режиме составило 13,33 мВ, а в дифференциальном 13,15 мВ. Частота среза для обоих режимов составила 6 МГц.

При моделировании использованы матрицы вычисленные для 8-проводной структуры (таблица 3.32) с параметрами поперечного сечения: $w = 25$ мм, $s = 8$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 2,5$ мм, $t = 35$ мкм, $\epsilon_{r1} = 10,2$, $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. На рисунках 3.47 и 3.48 показаны формы напряжения на выходе 8-проводной структуры и частотная зависимость $|S_{21}|$.

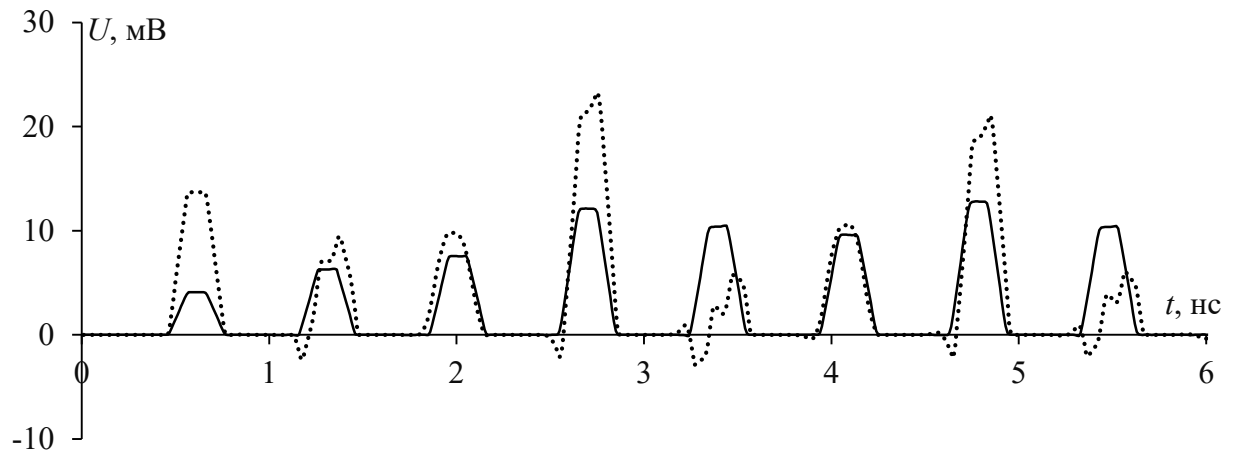


Рисунок 3.47 – Формы напряжения на выходе устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

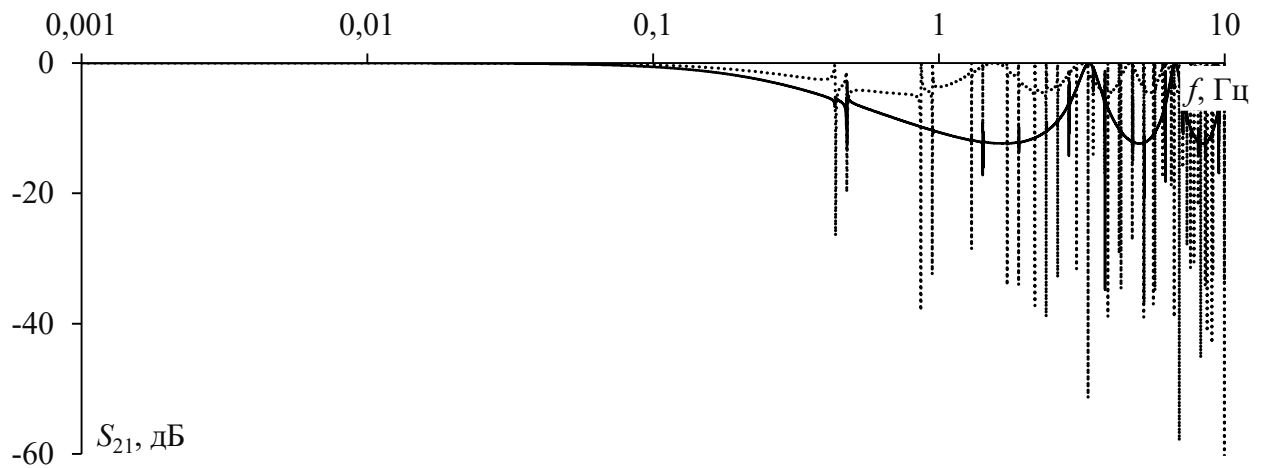


Рисунок 3.48 – $|S_{21}|$ устройства защиты в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Из рисунков видно, что U_{max} на выходе 8-проводной структуры в синфазном режиме составило 12 мВ, а в дифференциальном 28,8 мВ. Частота среза в синфазном режиме составила 267,7 МГц, а в дифференциальном 467,3 МГц соответственно.

Выполнено квазистатическое моделирование частотных и временных характеристик оптимизированных устройств защиты для получения предварительных результатов. В ПО ADS [120] вычислены характеристики коэффициента передачи $|S_{21}|$ и временные отклики на воздействие с амплитудой э.д.с 1 В с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 100 пс, так что суммарная длительность входного импульса равна 300 пс. Из полученных характеристик видно, что 6-проводная структура ослабляет входной импульс с коэффициентами $K_{CM}=37,5$ и $K_{DM}=38$ и частотой среза $f_c=6$ МГц для обоих режимов. Для 8-проводной структуры получены $K_{CM}=41,6$ и $K_{DM}=21,9$ и частотой среза $f_c=267,7$ МГц для синфазного режима и $f_c=467,3$ МГц – для дифференциального. В результате, 6-проводную структуру можно использовать для защиты цепей питания, а 8-проводную – как для защиты цепей питания, так и сигнальных цепей.

3.8 Оценка влияния экранирующего корпуса

Здесь приведены результаты квазистатического моделирования для оценки влияния экранирующего корпуса на коэффициент ослабления и погонные задержки 6- и 8-проводной структур. В моделировании поочередно изменялись два параметра. Сначала расстояние от верхней/нижней (h_3) части экранирующего корпуса до ближайшего элемента структуры и от торцов структуры до левой/правой (d_2) части экранирующего корпуса (рисунок 3.49). При моделировании влияния h_3 параметр $d_2=10$ мм и наоборот.

С учетом особенностей поперечного сечения 6- и 8-проводных структур для моделирования экрана можно выделить 2 подходящих варианта. 1 – построение экрана через команду `CONDUCTOR_GROUNDED`. При этом опорные проводники структуры также задаются командой `CONDUCTOR_GROUNDED`. Такой вариант делает так, что потенциал этих проводников всегда остается равным нулю и может вносить незначительную погрешность при вычислениях временных откликов. 2 – построение экрана как сигнального проводника, через команду `CONDUCTOR`, конечные нагрузки на ближнем и дальнем концах структуры при таком варианте выставляются равными 1 мОм. Такой вариант позволяет учесть изменение потенциала экранирующего корпуса: при этом увеличивается размерность матриц электрических параметров и появляется еще одна мода, соответствующая экрану (распространяющаяся преимущественно в воздухе).

При моделировании 6-проводной структуры использованы следующие параметры поперечного сечения: $w = 26$ мм, $s = 3,5$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Зависимости K и погонных задержек мод 6-проводной структуры от параметров h_3 и d_2 показаны в таблице 3.33. Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах показаны на рисунке 3.50.

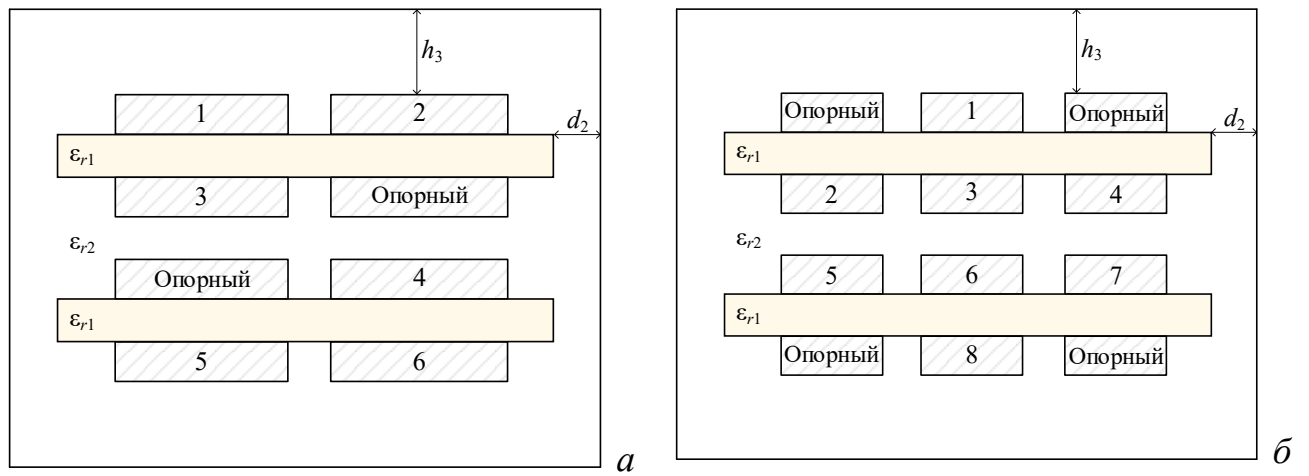
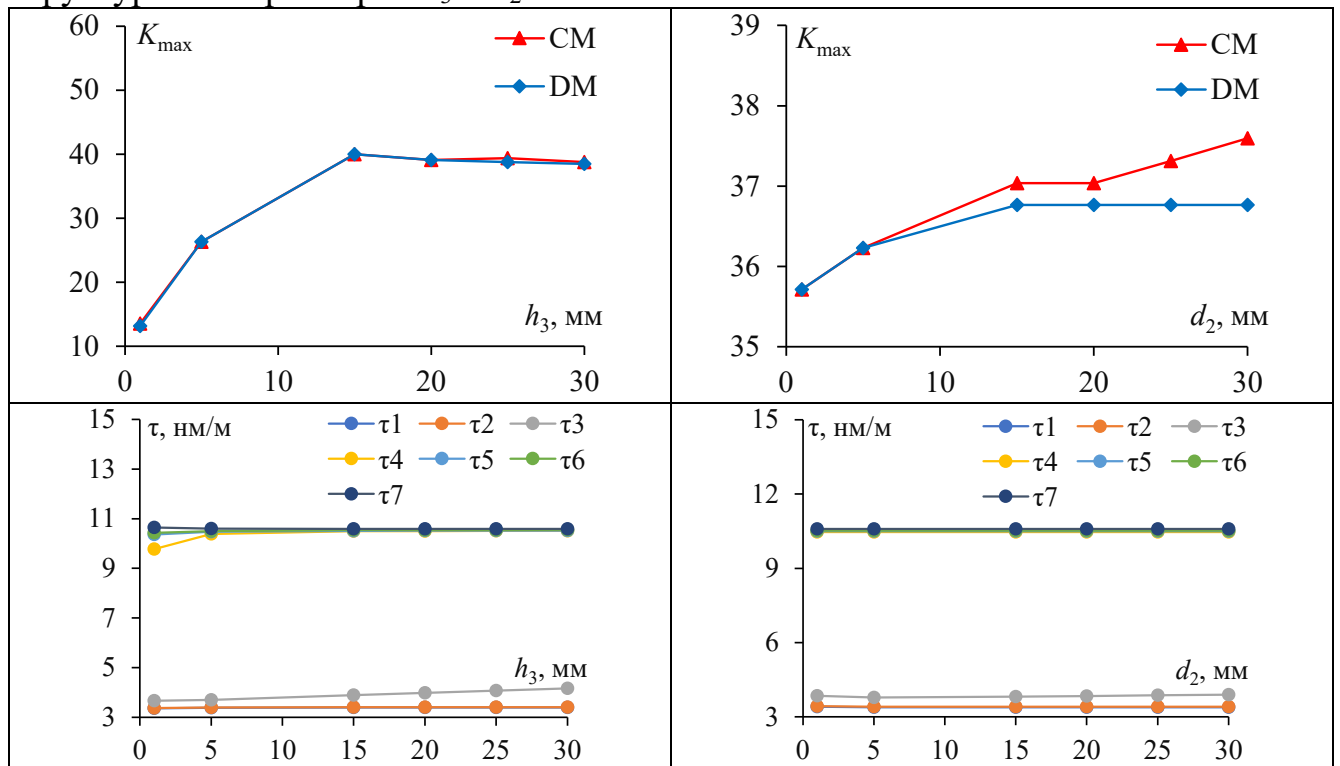


Рисунок 3.49 – Поперечное сечение 6- (а) и 8-проводной (б) структуры в экране

Таблица 3.33 – Зависимости K на выходе и погонных задержек мод 6-проводной структуры от параметров h_3 и d_2



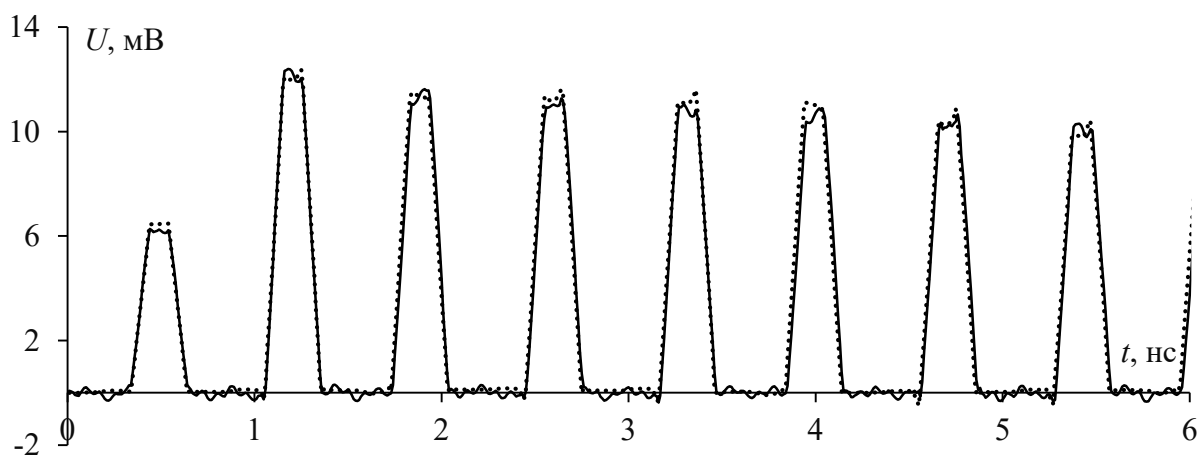
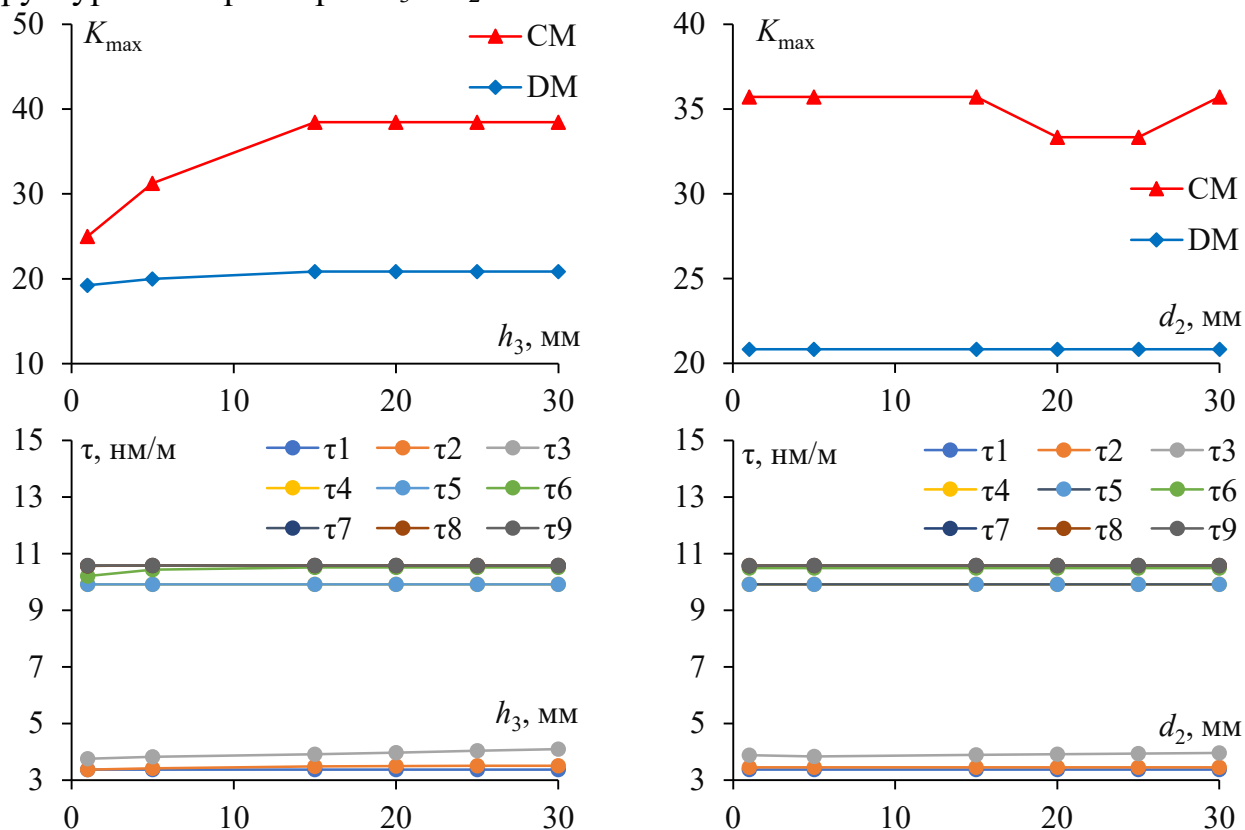


Рисунок 3.50 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

При моделировании 8-проводной структуры использованы следующие параметры поперечного сечения: $w = 25$ мм, $s = 8$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 2,5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. Зависимости K и погонных задержек мод 8-проводной структуры от параметров h_3 и d_2 показаны в таблице 3.34. Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в синфазном и дифференциальном режимах показаны на рисунке 3.51.

Таблица 3.34 – Зависимости U_{max} на выходе и погонных задержек мод 8-проводной структуры от параметров h_3 и d_2



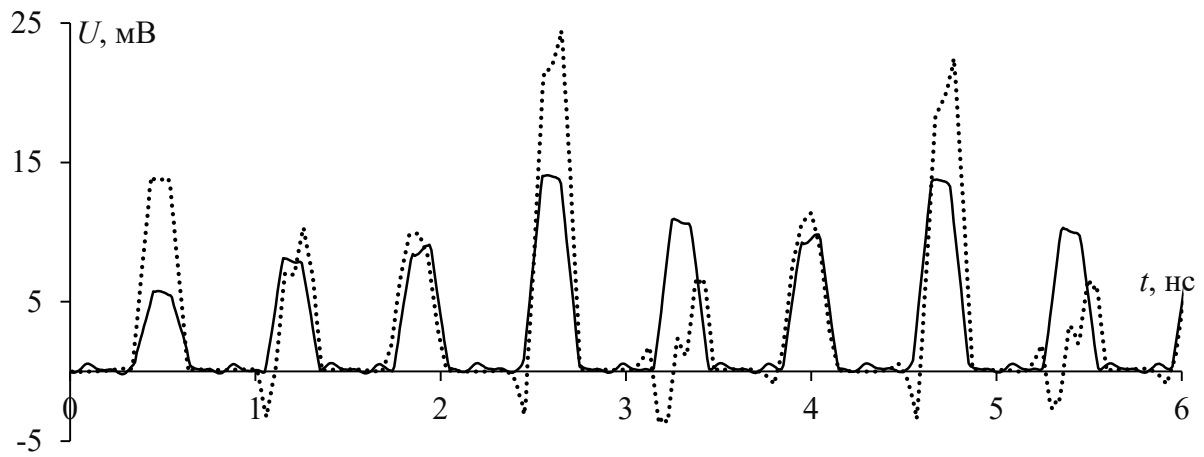


Рисунок 3.51 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Оценено влияние экранирующего корпуса на коэффициент ослабления и погонные задержки защитных устройств. Для этого выполнено квазистатическое моделирование 6- и 8-проводных структур в экране с изменением расстояния от верхних и нижних (h_3), а также боковых (d_2) стенок. Экран моделировался путем добавления сигнального проводника вокруг структуры с КЗ на землю на концах. Для анализа влияния h_3 и d_2 , сперва изменялся параметр h_3 от 1 до 30 мм с шагом 5 мм при $d_2=1$ мм, а затем d_3 от 1 до 30 мм с шагом 5 мм при $h_3=1$ мм. Рост h_3 и d_2 6-проводной структуры значительно увеличил K_{CM} и K_{DM} по сравнению с близким расположением стенок. При максимальном удалении стенок экрана K_{CM} и K_{DM} становятся такими же, как и без экрана, поэтому для сохранения характеристик необходимо максимально отдалять экран. Рост h_3 и d_2 в 8-проводной структуре незначительно сказывается на K_{CM} и K_{DM} . Это связано с тем, что активные проводники находятся в центральной части (внутри) поперечного сечения всей структуры. На погонные задержки мод в обеих структурах изменение расстояний до стенок влияния не оказывает. Однако видно появление еще одной моды, распространяющейся почти полностью в воздухе, из-за того, что экран представляет из себя сигнальный проводник.

Моделирование показало, что увеличение h_3 и d_3 6-проводниковой структуры значительно увеличивало K_{CM} и K_{DM} по сравнению с конфигурацией, в которой стенки расположены близко друг к другу. При максимальном увеличении стенок экрана K_{CM} и K_{DM} становятся такими же, как и без экрана, поэтому для

сохранения характеристик экран следует максимизировать. Увеличение h_3 и d_3 в 8-проводниковой структуре не оказывает существенного влияния на K_{DM} и K_{DM} . Это связано с тем, что активные проводники расположены в центральной части (внутри) поперечного сечения всей конструкции. Изменение расстояния до стенок не влияет на задержки мод на единицу длины в обеих конструкциях. Однако наблюдается появление другой моды, распространяющейся практически полностью по воздуху, поскольку экран фактически является проводником сигнала. Эти результаты дают ценную информацию о проектировании и оптимизации защитных устройств в экранированных средах. Они показывают, что размещение и размер экранирующего кожуха могут существенно влиять на характеристики затухания системы, особенно в многопроводных структурах. Результаты показывают, что максимальное увеличение площади экранирующего кожуха может помочь поддерживать желаемые уровни затухания, в то время как его неправильное размещение может ухудшить защитные характеристики.

3.9 Оценка влияния расположения каскадов

Здесь представлены результаты квазистатического моделирования влияния расположения каскадов 6- и 8- проводной структур на коэффициент ослабления и погонные задержки. Можно выделить 3 варианта расположения каскадов. 1 – каскады располагаются друг над другом (h_4), при таком расположении значительно изменяется электромагнитная связь между проводниками со стороны примыкания каскадов. 2 – каскады располагаются сбоку друг от друга (d_3), при таком расположении изменение электромагнитной связи между проводниками со стороны примыкания каскадов незначительно. 3 – каскады располагаются друг за другом (последовательно), при таком расположении электромагнитная связь между проводниками не изменяется.

При моделировании 6-проводной структуры использованы следующие параметры поперечного сечения: $w = 26$ мм, $s = 3,5$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$ $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. 8-проводной структуры:

$w = 25$ мм, $s = 8$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,2$ мм, $h_2 = 2,5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм. На рисунке 3.52 показано расположение каскадов относительно друг друга для 6- и 8-проводной структур при расположении друг над другом. На рисунке 3.53 показаны схемы электрических соединений 6- и 8- проводной структур при расположении каскадов друг над другом. Результаты моделирования сведены в таблицы 3.35 и 3.36. Временные отклики показаны на рисунках 3.54 и 3.55.

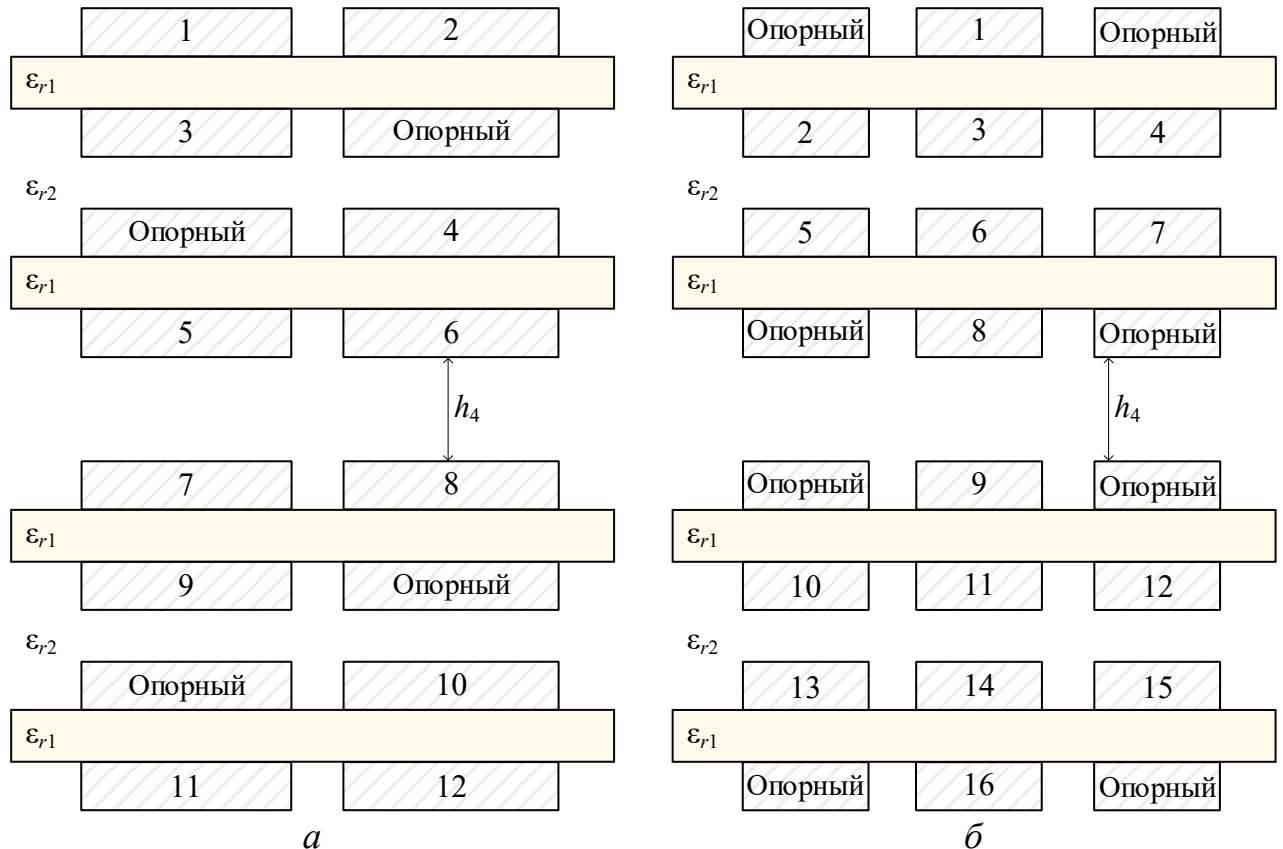


Рисунок 3.52 – Поперечное сечение 6- (а) и 8- (б) проводной структур с расположением каскадов друг над другом

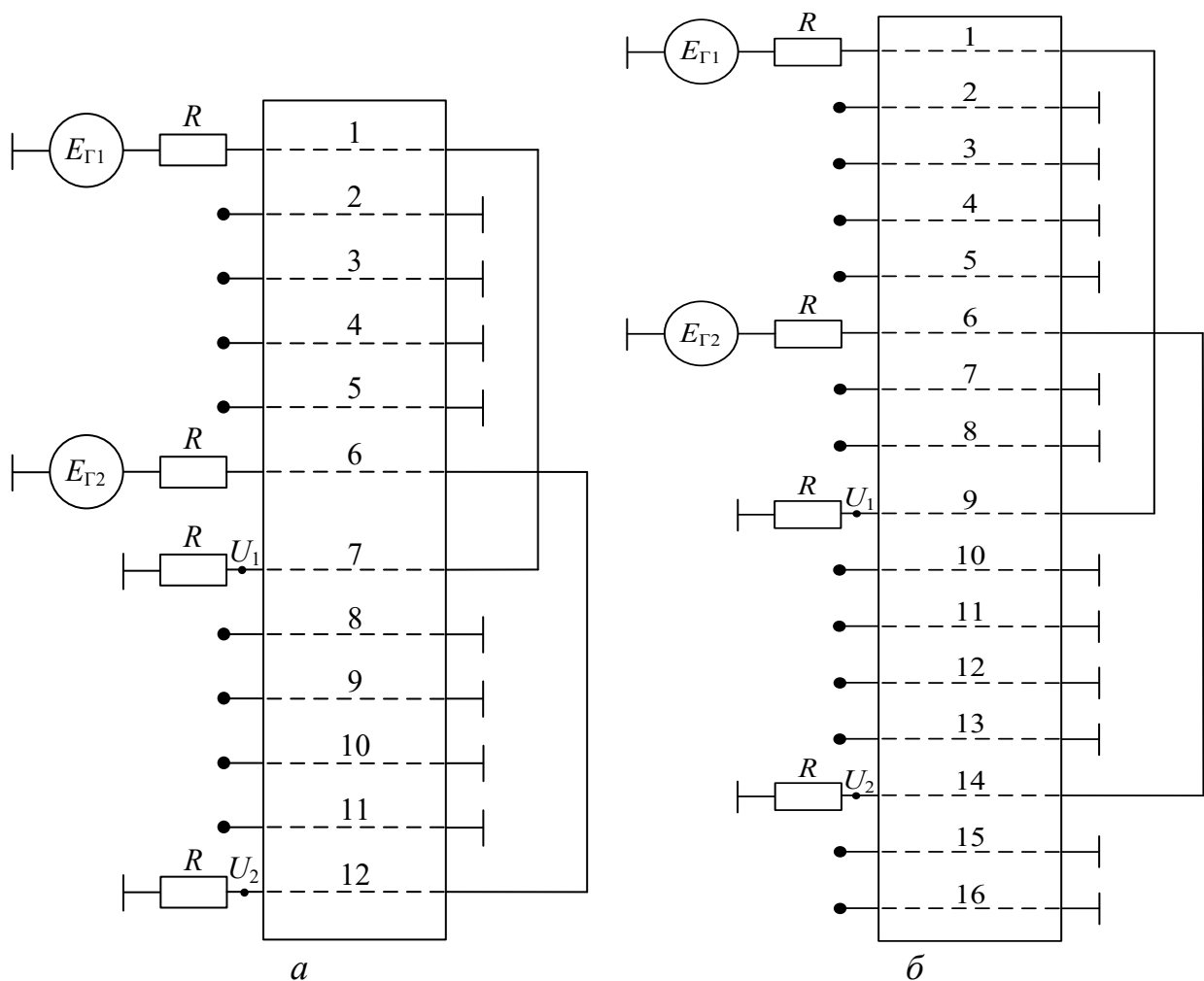


Рисунок 3.53 – Схема электрических соединений 6- и 8- проводной структур при расположении каскадов друг над другом

Таблица 3.35 – U_{max} на выходе и погонные задержки мод при изменении h_4 в 6-проводной структуре

h_4 , мм	5	10	20	30	40	50
K_{CM}	50,523	50,006	49,958	48,091	47,317	47,088
K_{DM}	54,569	48,832	45,457	45,071	44,737	45,275
τ_1 , нс/м	3,38487	3,3913	3,39629	3,3978	3,39827	3,39842
τ_2 , нс/м	3,38585	3,39423	3,39894	3,39979	3,3998	3,39962
τ_3 , нс/м	3,40171	3,40179	3,40218	3,40287	3,40362	3,40427
τ_4 , нс/м	3,41632	3,41458	3,41328	3,41294	3,41284	3,4128
τ_5 , нс/м	10,3984	10,46	10,5037	10,5155	10,5203	10,5226
τ_6 , нс/м	10,41	10,4667	10,5048	10,5193	10,5235	10,5247
τ_7 , нс/м	10,5266	10,5266	10,5266	10,5266	10,5267	10,5267
τ_8 , нс/м	10,527	10,527	10,5272	10,5273	10,5275	10,5276
τ_9 , нс/м	10,5642	10,5584	10,5474	10,5458	10,5485	10,5517
τ_{10} , нс/м	10,5721	10,5648	10,5656	10,5662	10,5659	10,5649
τ_{11} , нс/м	10,5776	10,5737	10,5696	10,5674	10,5668	10,5673
τ_{12} , нс/м	10,5914	10,59	10,5894	10,5892	10,5892	10,5892

Наибольшее ослабление получено при $h_4=5$ мм, на рисунке 3.54 показаны формы напряжения на выходе 6-проводной структуры при расположении каскадов друг над другом в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах при значении $h_4=5$ мм.

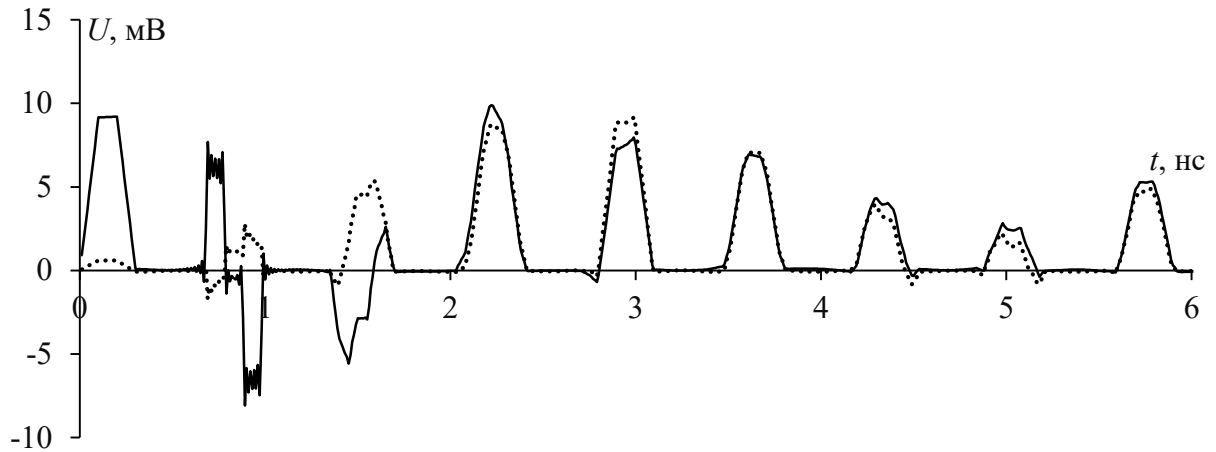


Рисунок 3.54 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры при расположении каскадов друг над другом в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Таблица 3.36 – U_{max} на выходе и погонные задержки мод при изменении h_4 в 8-проводной структуре

h_4 , мм	5	10	20	30	40	50
K_{CM}	3,293	4,185	7,092	10,866	15,994	22,303
K_{DM}	19,708	23,056	22,495	22,271	22,104	22,018
τ_1 , нс/м	3,36703	3,36636	3,36568	3,36541	3,36528	3,36521
τ_2 , нс/м	3,36733	3,36644	3,36599	3,36581	3,36569	3,36558
τ_3 , нс/м	3,39031	3,41383	3,44804	3,46762	3,4791	3,4862
τ_4 , нс/м	3,58204	3,55405	3,5289	3,51743	3,51149	3,50823
τ_5 , нс/м	9,91756	9,91762	9,91764	9,91765	9,91765	9,91765
τ_6 , нс/м	9,91756	9,91763	9,91765	9,91765	9,91765	9,91765
τ_7 , нс/м	9,91771	9,91767	9,91766	9,91766	9,91766	9,91765
τ_8 , нс/м	9,91771	9,91767	9,91766	9,91766	9,91766	9,91766
τ_9 , нс/м	10,4935	10,5057	10,5172	10,5225	10,5254	10,527
τ_{10} , нс/м	10,5568	10,5478	10,5395	10,5359	10,5341	10,5331
τ_{11} , нс/м	10,5843	10,5854	10,586	10,5863	10,5865	10,5866
τ_{12} , нс/м	10,5844	10,5856	10,5862	10,5864	10,5865	10,5866
τ_{13} , нс/м	10,5867	10,5874	10,587	10,587	10,5869	10,5869
τ_{14} , нс/м	10,588	10,5879	10,5878	10,5876	10,5875	10,5874
τ_{15} , нс/м	10,5899	10,5886	10,5884	10,5886	10,5886	10,5887
τ_{16} , нс/м	10,5906	10,5896	10,5892	10,5891	10,5891	10,5891

Наибольшее ослабление получено при $h_4=50$ мм, на рисунке 3.55 показаны формы напряжения на выходе 8-проводной структуры при расположении каскадов

друг над другом в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах при значении $h_4=50$ мм.

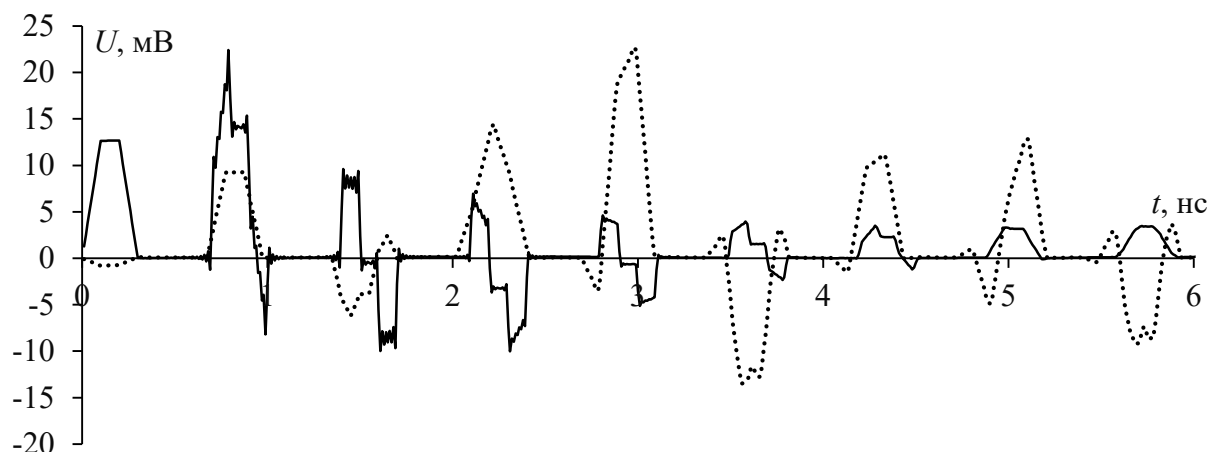


Рисунок 3.55 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры при расположении каскадов друг над другом, в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Анализ полученных результатов показал, что при приближении каскадов U_{max} определяется амплитудой перекрестной наводки, а при отдалении импульсами разложения. Импульс нестандартной формы около 1 нс на рисунке 3.54 и 1,5 нс на рисунке 3.55 это суперпозиция основного сигнала и перекрестной наводки с дальнего конца структуры.

На рисунке 3.56 показано расположение каскадов относительно друг друга для 6- и 8-проводной структур при расположении каскадов сбоку друг от друга. В моделировании варианта 2 (сбоку друг от друга) используется такая же схема электрических соединений, как и в варианте 1 (друг над другом). Результаты моделирования сведены в таблицы 3.37 и 3.38. Временные отклики показаны на рисунках 3.57 и 3.58.

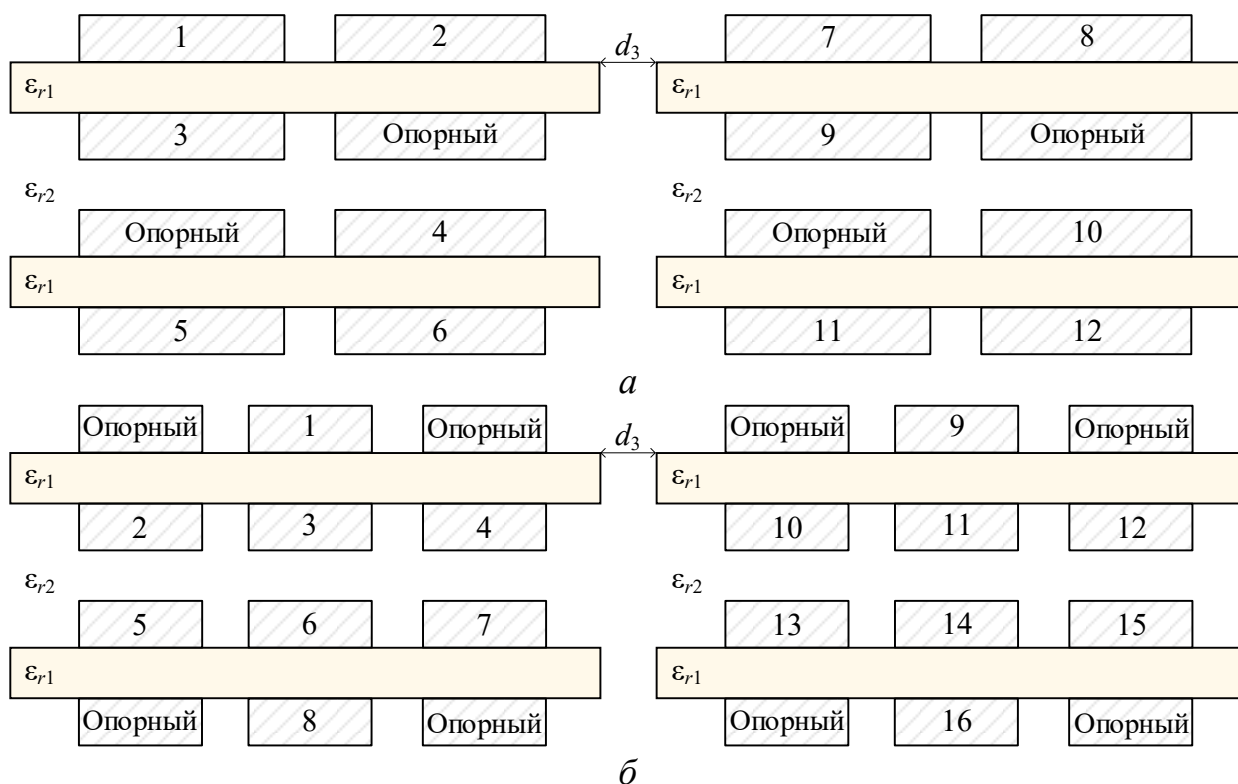


Рисунок 3.56 – Поперечное сечение 6- (а) и 8- (б) проводной структур с расположением каскадов сбоку друг от друга

Таблица 3.37 – U_{max} на выходе и погонные задержки мод при изменении d_3 в 6-проводной структуре

d_3 , мм	1	5	10	20	30
K_{CM}	47,836	47,644	46,936	46,498	46,337
K_{DM}	46,779	45,287	45,198	45,286	44,923
τ_1 , нс/м	3,40218	3,39828	3,39673	3,39697	3,39735
τ_2 , нс/м	3,41049	3,40451	3,40193	3,40057	3,40002
τ_3 , нс/м	3,42412	3,40486	3,40444	3,40487	3,40531
τ_4 , нс/м	3,43227	3,41375	3,413	3,41281	3,41278
τ_5 , нс/м	10,5122	10,5172	10,5197	10,5219	10,523
τ_6 , нс/м	10,5159	10,5214	10,524	10,5257	10,5261
τ_7 , нс/м	10,5282	10,5276	10,5271	10,5268	10,5267
τ_8 , нс/м	10,5288	10,5279	10,5277	10,5276	10,5277
τ_9 , нс/м	10,5532	10,5551	10,5566	10,5584	10,5593
τ_{10} , нс/м	10,5582	10,5604	10,5622	10,5647	10,5643
τ_{11} , нс/м	10,574	10,5702	10,5677	10,5655	10,5665
τ_{12} , нс/м	10,5917	10,59	10,5895	10,5893	10,5892

Наибольшее ослабление получено при $d_3=1$ мм, на рисунке 3.57 показаны формы напряжения на выходе 6-проводной структуры при расположении каскадов сбоку друг от друга. в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах при значении $d_3=1$ мм

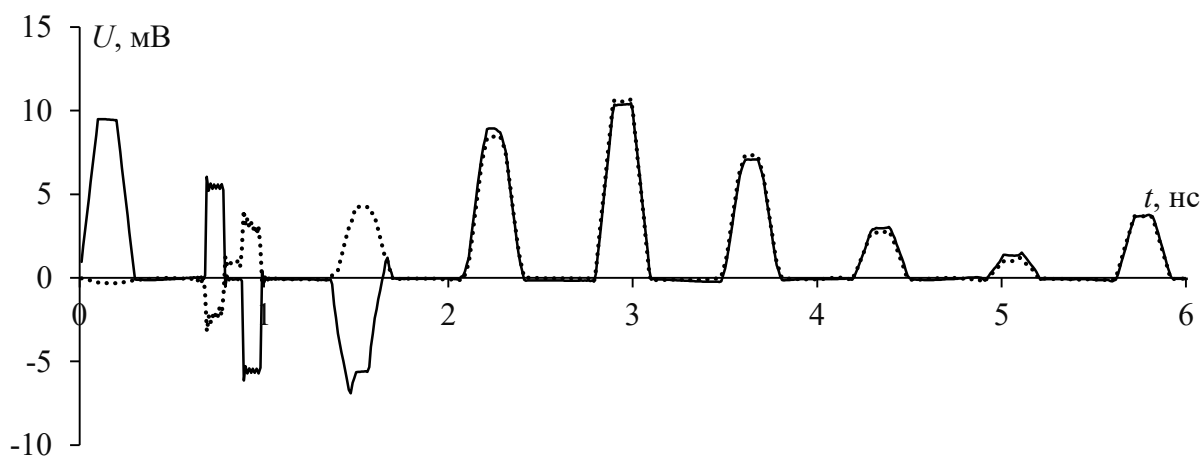


Рисунок 3.57 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Таблица 3.38 – U_{max} на выходе и погонные задержки мод при изменении d_3 в 8-проводной структуре

d_3 , мм	1	5	10	20	30
K_{CM}	54,891	60,168	66,234	75,988	76,046
K_{DM}	21,693	21,704	21,668	21,704	21,738
τ_1 , нс/м	3,365	3,365	3,36501	3,36501	3,36502
τ_2 , нс/м	3,36508	3,36507	3,36507	3,36506	3,36506
τ_3 , нс/м	3,5003	3,50069	3,50112	3,50182	3,50238
τ_4 , нс/м	3,50814	3,50726	3,50649	3,50546	3,5048
τ_5 , нс/м	9,91708	9,91758	9,91764	9,91765	9,91765
τ_6 , нс/м	9,91765	9,91765	9,91765	9,91765	9,91765
τ_7 , нс/м	9,91766	9,91766	9,91766	9,91766	9,91766
τ_8 , нс/м	9,91819	9,91772	9,91767	9,91766	9,91766
τ_9 , нс/м	10,5299	10,5299	10,53	10,5301	10,5302
τ_{10} , нс/м	10,5315	10,5315	10,5314	10,5313	10,5312
τ_{11} , нс/м	10,5777	10,5837	10,5853	10,5861	10,5863
τ_{12} , нс/м	10,587	10,587	10,587	10,5869	10,5869
τ_{13} , нс/м	10,5873	10,5872	10,5871	10,587	10,587
τ_{14} , нс/м	10,588	10,5876	10,5874	10,5874	10,5874
τ_{15} , нс/м	10,5883	10,5884	10,5885	10,5886	10,5887
τ_{16} , нс/м	10,591	10,5894	10,5892	10,5891	10,5891

Наибольшее ослабление получено при $d_3=30$ мм, на рисунке 3.58 показаны формы напряжения на выходе 6-проводной структуры при расположении каскадов сбоку друг от друга. в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах при значении $d_3=30$ мм

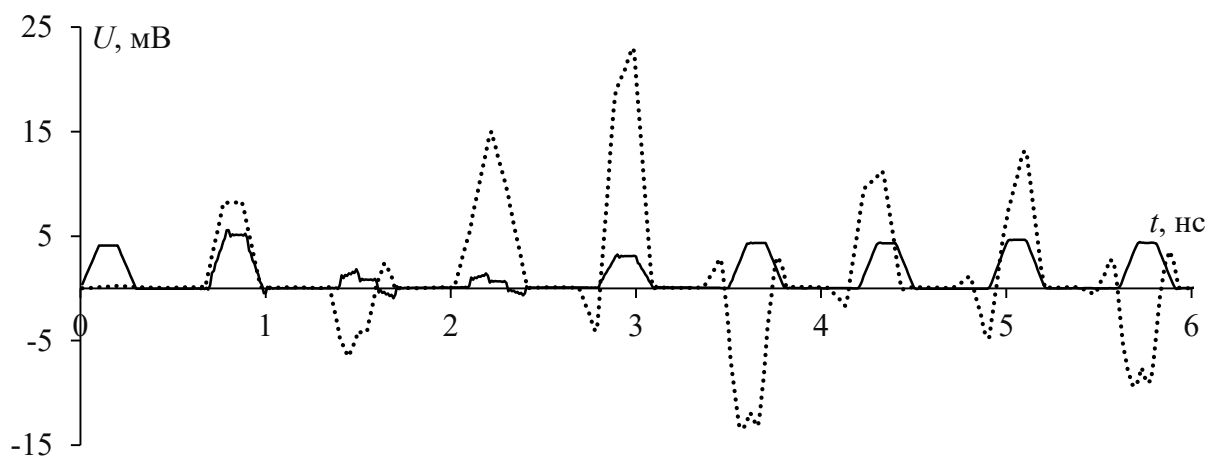


Рисунок 3.58 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуре в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Анализ полученных результатов показал, что U_{max} определяется амплитудой основных импульсов независимо от расстояния между каскадами. Импульс нестандартной формы около 1 нс на рисунке 3.57 – суперпозиция основного сигнала и перекрестной наводки с дальнего конца структуры.

На рисунках 3.59 и 3.60 показаны схемы электрических соединений 6- и 8-проводной структур соответственно, при расположении каскадов друг за другом (вариант 3).

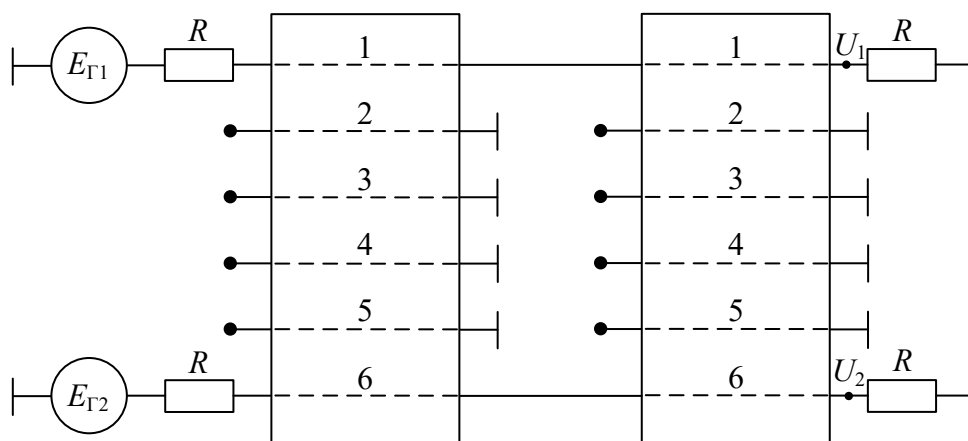


Рисунок 3.59 – Схема электрических соединений 6-проводной структуры при расположении каскадов друг за другом

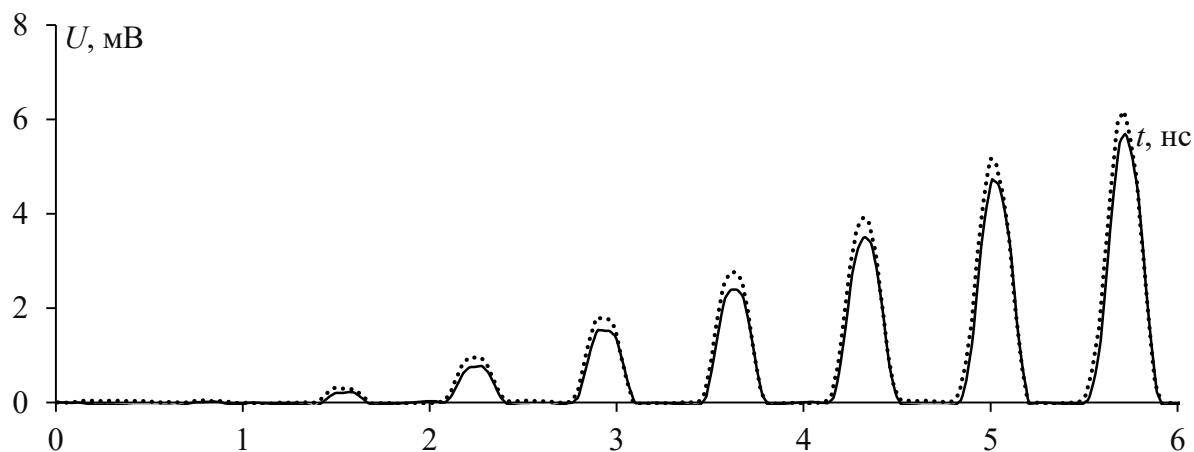


Рисунок 3.60 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры при расположении каскадов друг за другом, в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

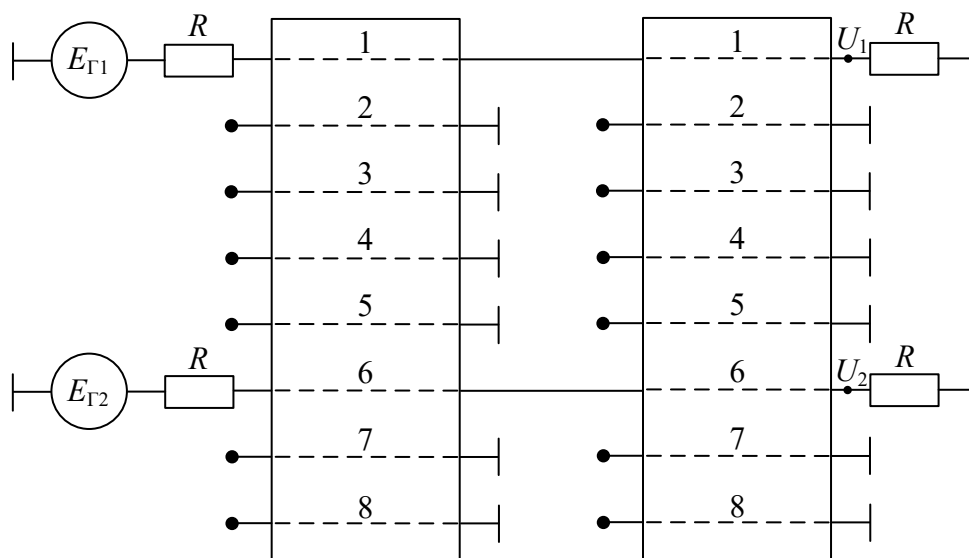


Рисунок 3.61 – Схема электрических соединений 8-проводной структуры

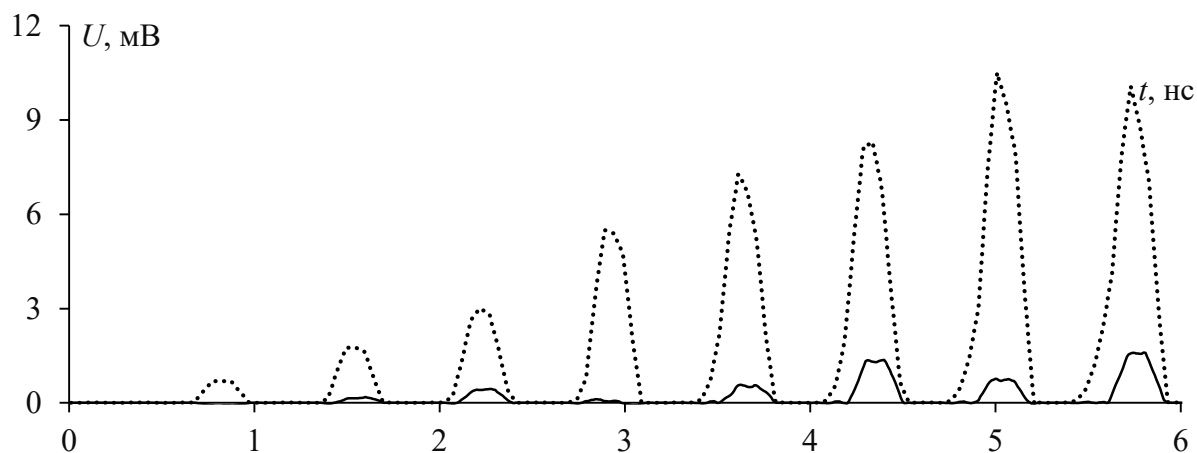


Рисунок 3.62 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Оценено влияние расположения каскадов на коэффициент ослабления и погонные задержки защитного устройства. Рассмотрено 3 варианта расположения

каскадов: друг над другом (значительно изменяется связь между проводниками со стороны примыкания каскадов); сбоку друг от друга (изменение связи между проводниками со стороны примыкания каскадов незначительно); друг за другом последовательно, (связь между проводниками не изменяется). Проанализировано влияние увеличения расстояния между каскадами (h_4) для варианта 1 от 5 до 50 мм и варианта 2 – от 1 до 30 мм. Получено, что при варианте 1 для 6-проводной структуры максимальные $K_{CM}=50,5$ и $K_{DM}=54,5$ достигнуты при близком расположении каскадов ($h_4=5$ мм), а для 8-проводной – $K_{CM}=22,3$ и $K_{DM}=22,02$ при дальнем расположении каскадов ($h_4=50$ мм). При варианте 2, увеличение h_4 практически не влияет на K_{CM} и K_{DM} , которые равны 47,8 и 46,7 – для 6-проводной структуры, соответственно. Для 8-проводной структуры увеличение h_4 повышает K_{CM} до 76 (при $h_4=30$ мм) и при этом практически не влияет на $K_{DM}=21,7$. Вариант 3 показал, что из-за того, что выбраны одинаковые длины каскадов, для обеспечения идентичных условий моделирования всеми тремя способами, отраженные импульсы накладываются друг на друга и с каждым проходом вдоль линии их амплитуда увеличивается, тем самым увеличивая значение U_{max} , которым определяются K_{CM} и K_{DM} . Для устранения такого эффекта необходимо, чтобы электрическая длина второго каскада была в два раза больше, чем первого. За счет этого задержки второго каскада будут в 2 раза отличаться от задержек первого и импульсы, отраженные в первом каскаде, будут находиться по середине импульсов, отраженных во втором каскаде. Между тем это увеличит габариты устройства защиты. На основе полученных результатов выявлено, что оптимален вариант 2.

3.10 Экспериментальные исследования устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур, работающих в синфазном и дифференциальном режимах

Здесь приведены результаты разработки и исследования технических решений прототипов новых устройств защиты РЭС от СКИ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах.

3.10.1 Оптимизация параметров поперечного сечения устройств защиты для изготовления макетов

Выполнена оптимизация параметров поперечного сечения с помощью простого ГА по критерию минимизации амплитуды импульсов. Для реализации амплитудного критерия в качестве ЦФ выбрана минимизация U_{maxDM} и U_{maxCM} режимов по-отдельности. Однако из-за суперпозиции синфазной и дифференциальной составляющей помех, необходимо осуществлять защиту от них одновременно. Поэтому параметры поперечного сечения должны выбираться эвристически из результатов оптимизации, при которых получены наибольшие значения коэффициента ослабления с учетом обоих режимов.

Диапазоны оптимизации параметров поперечного сечения для обоих структур выбраны, основываясь на результатах, представленных в 3.5. Таким образом, диапазоны оптимизации параметров поперечного сечения для 6-проводной структуры: $w = 10 - 30$ мм, $s = 3 - 5$ мм. Параметры $t = 35$ мкм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,254$ мм, $h_2 = 5$ мм. $\epsilon_{r1} = 10,2$ $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм в процессе оптимизации не изменяются. Диапазоны оптимизации параметров поперечного сечения для 8-проводной структуры: $w = 10 - 30$ мм, $s = 5 - 10$ мм. Параметры $t = 35$ мкм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,254$ мм, $h_2 = 5$ мм $\epsilon_{r1} = 10,2$ $\epsilon_{r2} = 1$, $l = 100$ мм в процессе оптимизации не изменяются. Количество особей равно 50, количество поколений – 100, а коэффициент кроссовера – 0,5. Выполнено по 5 запусков ГА чтобы убедиться в повторяемости результатов. Результаты оптимизации сведены в

таблицы 3.39 – 3.40 для 6-проводной структуры, и в таблицы 3.41 – 3.42 для 8-проводной структуры. Отклонение Δ вычислено следующим образом:

$$\Delta = \left| \frac{x_{\min} \cdot 100\%}{x_{\max}} - 100\% \right|, \quad (3.1)$$

где $x_{\min}$ – минимальное значение параметра,

$x_{\max}$ – максимальное значение параметра.

Таблица 3.39 – Результаты минимизации $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в синфазном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	30	30	30	30	30	0
s , мм	3,88627	3,83137	3,84706	3,83922	3,82126	1,67
$U_{\max}$, мВ	15,685	15,6801	15,6793	15,6782	15,6783	0,04
Время, с	34967,8	35165,3	36239,2	35010,4	36139	3,50

Таблица 3.40 – Результаты минимизации $U_{\max}$ на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	30	30	29,9216	30	30	0,26
s , мм	3,58824	3,56471	4,03529	3,58824	3,58039	11,66
$U_{\max}$, мВ	15,4446	15,4728	15,4726	15,4446	15,4432	0,19
Время, с	40605,9	40870,8	40549,8	41162,4	41274,8	1,75

Таблица 3.41 – Результаты минимизации $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в синфазном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	30	30	30	30	30	0
s , мм	10	9,98039	10	10	10	0,19
$U_{\max}$, мВ	13,2344	13,2397	13,2344	13,2344	13,2344	0,04
Время, с	32286	30951,8	32223,4	32441,9	32323,5	4,59

Таблица 3.42 – Результаты минимизации $U_{\max}$ на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном режиме

Значение	1	2	3	4	5	Отклонение, %
w , мм	30	30	30	30	30	0
s , мм	10	10	9,98039	9,96078	10	0,39
$U_{\max}$, мВ	23,1772	23,1772	23,1776	23,1781	23,1772	0,003
Время, с	29558,8	30566	29504,3	29834,9	30817,9	4,20

Из результатов оптимизации видно, что алгоритм достигает глобального экстремума в крайних значениях диапазонов, из этого следует, что наилучший

результат достигается при наибольших значениях параметра w в обоих структурах и s – в 8-проводной.

По результатам оптимизации по амплитудному критерию получены оптимальные параметры поперечного сечения, позволяющие для 6-проводной структуры уменьшить значение U_{maxCM} до 15,6 мВ, а U_{maxDM} до 15,4 мВ, для 8-проводной структуры U_{maxCM} до 13,2 мВ, а U_{maxDM} до 23,1 мВ.

В результате оптимизации получены следующие параметры поперечного сечения в синфазном режиме: для 6-проводной структуры $w = 30$ мм, $s = 3,83$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,254$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ м, а для 8-проводной – $w = 30$ мм, $s = 10$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,254$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ мм. В дифференциальном режиме: для 6-проводной структуры $w = 30$ мм, $s = 3,58$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,254$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ м, а для 8-проводной – $w = 30$ мм, $s = 10$ мм, $d = 1$ мм, $h_1 = 0,254$ мм, $h_2 = 5$ мм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 10,2$, $\varepsilon_{r2} = 1$, $l = 0,1$ мм.

Поскольку оптимизация выполнялась для каждого режима по-отдельности, а устройство защиты подразумевает работу в дифференциальном и синфазном режимах одновременно, для дальнейшего проведения электродинамического моделирования и экспериментальных исследований устройств защиты, необходимо выбрать параметры, позволяющие получить минимальное значение U_{max} с учетом обоих режимов. Для этого параметры поперечного сечения для каждой структуры определены как полусумма наилучших параметров для синфазного и дифференциального режимов, полученных в результате оптимизации. Также, поскольку технические возможности компании-изготовителя ПП ограничены максимальной разрешающей способностью литографического оборудования в 100 мкм, что соответствует стандартной степени сложности изготовления в соответствии с требованиями ГОСТ Р 53429-2009, ГОСТ 23752-79, а также международного стандарта IPC-A-600, для изготовления макета значения поперечного сечения, полученные в процессе оптимизации, округлены до 100 мкм и сведены в таблицу 3.43.

Таблица 3.43 – Итоговые геометрические параметры для 6 и 8-проводной структур

Значение	w , мм	s , мм	d , мм	h_1 , мкм	h_2 , мм	t , мкм	l , м
6-проводная	30	3,7	1	254	5	35	0,1
8-проводная	30	10	1	254	5	35	0,1

В ПО TUSUR.EMC вычислены формы напряжения в синфазном и дифференциальном режимах (рисунок 3.63 и 3.64), на выходе защитных структур с параметрами поперечного сечения, приведенными в таблице 3.43.

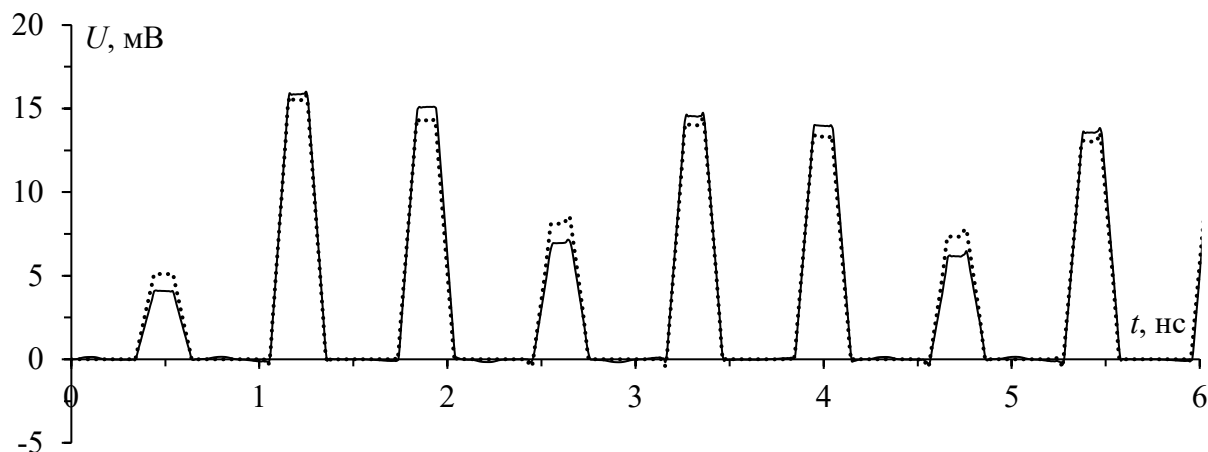


Рисунок 3.63 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах

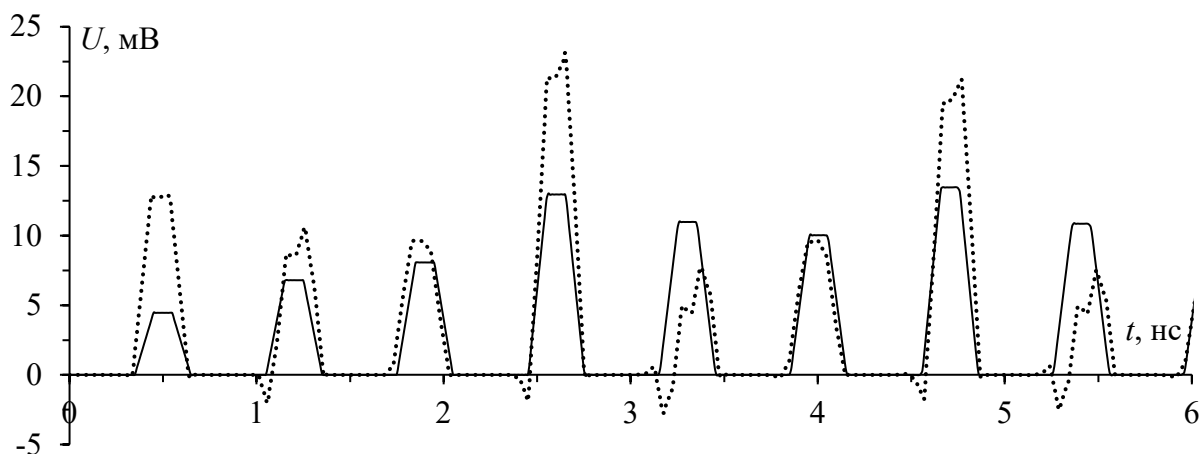


Рисунок 3.64 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах

Из рисунков 3.63 и 3.64 видно что на выходе 6-проводной структуры зафиксированы максимальные значения напряжения (U_{max}) импульсов в синфазном и дифференциальном режимах, амплитуда которых составила: $U_{maxCM}=15,84$ мВ и $U_{maxDM}=15,68$ мВ, что в 31,5 и 31,8 раз меньше относительно половины Э.Д.С., соответственно.

На выходе 8-проводной структуры зафиксированы U_{max} импульсов в синфазном и дифференциальном режимах, амплитуда которых составила: $U_{maxCM}=13,4$ мВ и $U_{maxDM}=23$ мВ, что в 37,3 и 21,7 раз меньше относительно половины Э.Д.С., соответственно.

3.10.2 Электродинамическое моделирование

В процессе электродинамического моделирования выполнен выбор способов определения портов на моделях устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур. Использовались дискретные и волноводные порты. Оконечные нагрузки и соединения проводников в САПР тоже могут выполняться по-разному: например, можно использовать металлические элементы модели и сосредоточенные компоненты (указав сопротивления 0,001 Ом). Наибольшую сходимость результатов моделирования показало использование дискретных портов, применяемых совместно с металлической проставкой на торцах модели. Такое решение позволяет внести в конструкцию модели элементы, которые обеспечивают необходимые гальванические соединения, при этом оказывают минимальное влияние на характеристики модели. Этого удастся достичь за счет расположения металлических брусков с торцов модели, где связь между проводниками минимальна. 3D-модель состоит из элементов, показанных на рисунке 3.65. Регулярная часть устройства защиты на основе 6-проводной структуры состоит из медных проводников, диэлектрического основания (FSD1020T) и воздушного зазора между ними (рисунок 3.65, а). Медные перемычки (рисунок 3.65, б) соединяют торцы опорных проводников на ближнем и дальнем концах, а также проводники 2, 3, 4, 5 на дальнем конце структуры с медными брусками (рисунок 3.65, в). Медные бруски расположены на расстоянии 1 мм от торцов модели на ближнем и дальнем концах. К проводникам 1 и 6 на ближнем и дальнем концах подсоединены дискретные порты (рисунок 3.65, г) с внутренним сопротивлением равным 50 Ом.

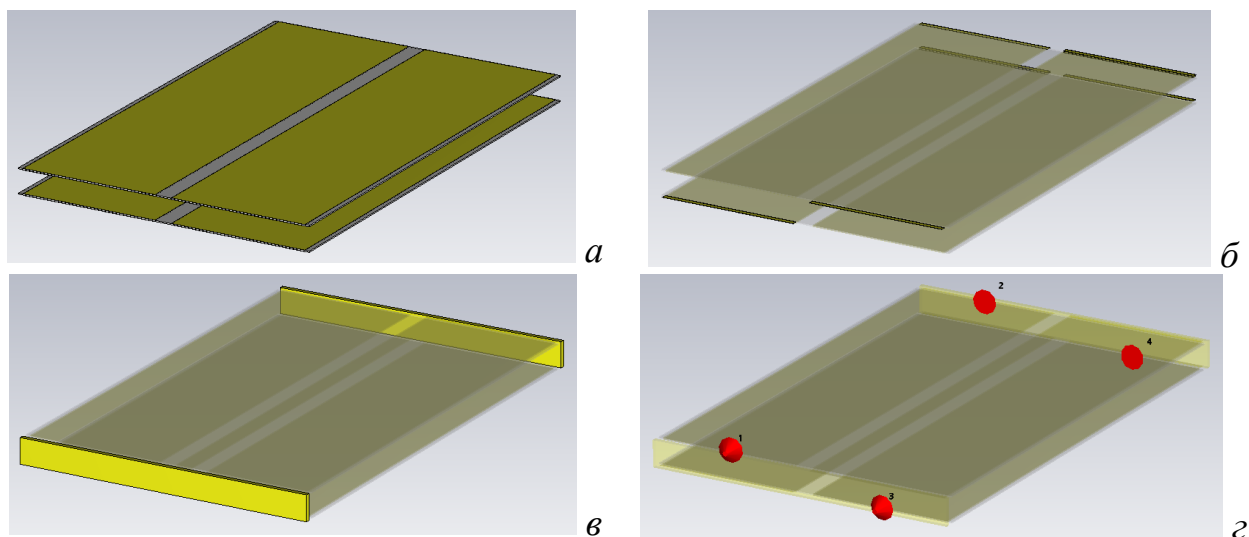


Рисунок 3.65 – Элементы 3D модели: регулярная часть устройства защиты (а), металлические перемычки (б), медный брусок для объединения опорных проводников (в), дискретные порты с 1 по 4 (г)

Граничные условия электродинамического моделирования, представляет «открытое пространство», размеры области по осям X, Y, Z с каждой стороны от края модели, составляют 5 мм, 30 мм и 5 мм соответственно. Сетка модели неравномерная, с учащением к краям объектов, по 4 сегмента на торец минимального из них. Количество ячеек при таком разбиении сетки составило 2 837 549. На рисунках 3.66 и 3.67 показаны частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ устройства защиты на основе 6-проводной структуры.

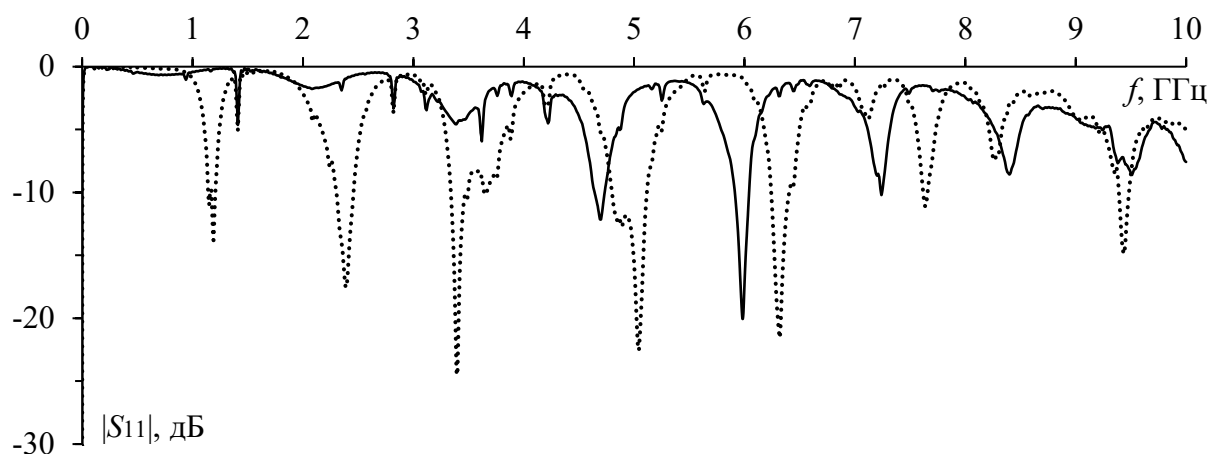


Рисунок 3.66 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 6-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

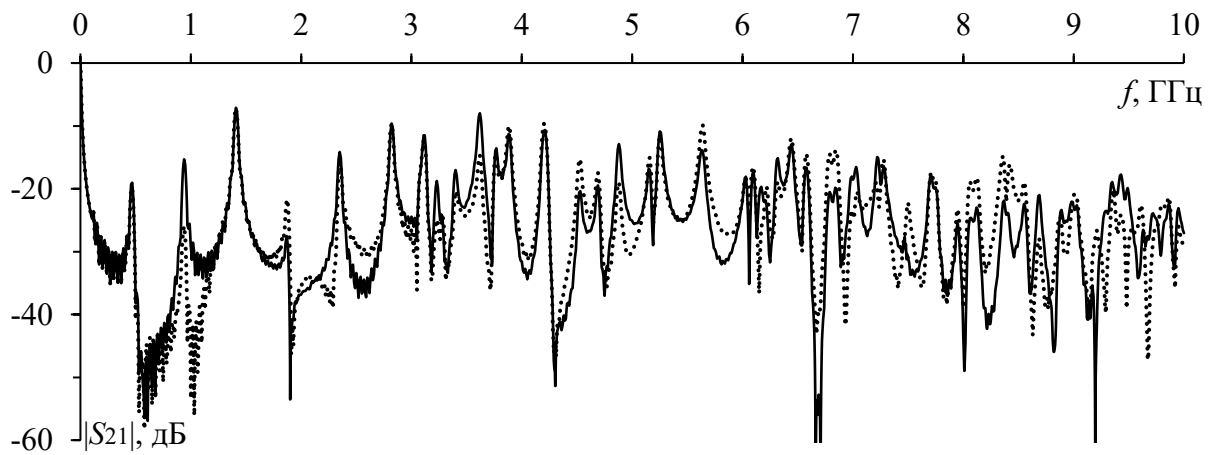


Рисунок 3.67 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 6-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

Частоты среза в синфазном и дифференциальном режимах, для устройства защиты на основе 6-проводной структуры полученные при электродинамическом моделировании составили 6 МГц, для обоих режимов.

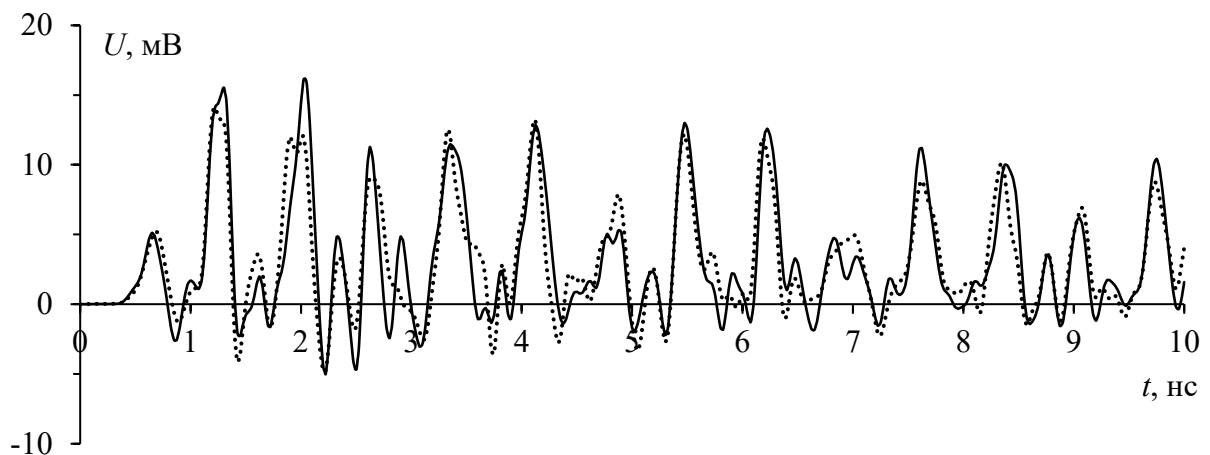


Рисунок 3.68 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

Из рисунка 3.68 видно, что на выходе 6-проводной структуры зафиксированы U_{max} импульсов в синфазном и дифференциальном режимах, амплитуда которых составила: $U_{maxCM}=16$ мВ и $U_{maxDM}=14,1$ мВ, что в 31,25 и 35,4 раз меньше относительно половины э.д.с., соответственно.

Регулярная часть устройства защиты на основе 8-проводной структуры состоит из медных проводников, диэлектрического основания (FSD1020T) и воздушного зазора между ними (рисунок 3.69а). Медные перемычки (рисунок 3.69б) соединяют с медными брусками (рисунок 3.69в) торцы опорных

проводников на ближнем и дальнем концах, а также проводники 2, 3, 4, 5, 7, 8 на дальнем конце структуры. Медные бруски расположены на расстоянии 1 мм от торцов модели, на ближнем и дальнем концах. К проводникам 1 и 6 на ближнем и дальнем концах подсоединены дискретные порты (рисунок 3.69г) с внутренним сопротивлением равным 50 Ом. 3D-модель состоит из элементов, показанных на рисунке 3.69.

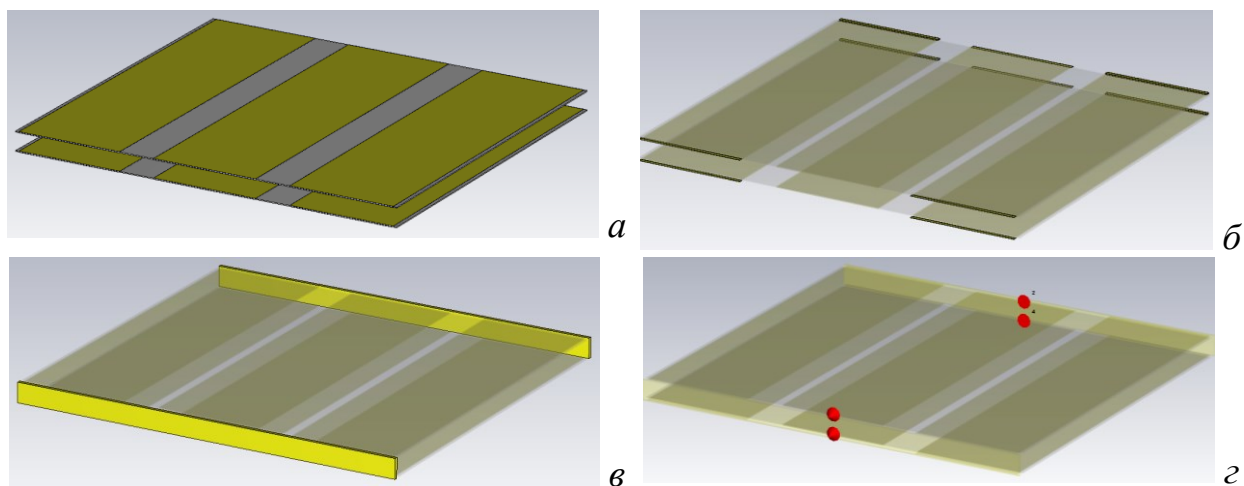


Рисунок 3.69 – Элементы 3D модели: регулярная часть устройства защиты (а), металлические перемычки (б), медный брусок для объединения опорных проводников (в), дискретные порты с 1 по 4 (г)

Область граничных условий электродинамического моделирования, задана как «открытое пространство», размеры области по осям X, Y, Z с каждой стороны от края модели, составляют 5 мм, 40 мм и 5 мм соответственно.

Сетка модели неравномерная, с учащением к краям объектов, по 4 сегмента на торец минимального из них. Количество ячеек при таком разбиении сетки составило 2 998 000. На рисунках 3.71 и 3.72 показаны частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ устройства защиты на основе 8-проводной структуры.

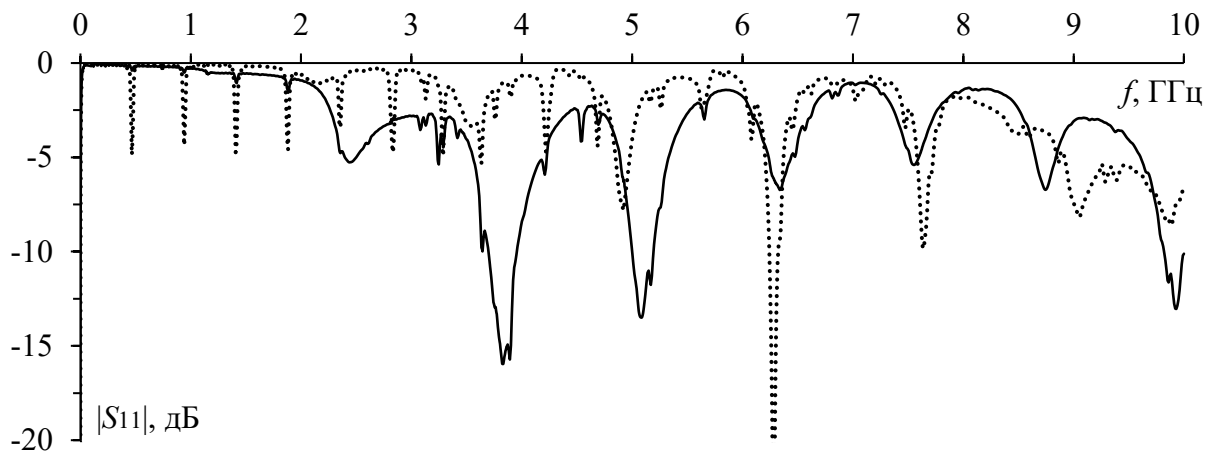


Рисунок 3.70 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 8-проводной структуры в дифференциальном ($\cdots$) и синфазном ($—$) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

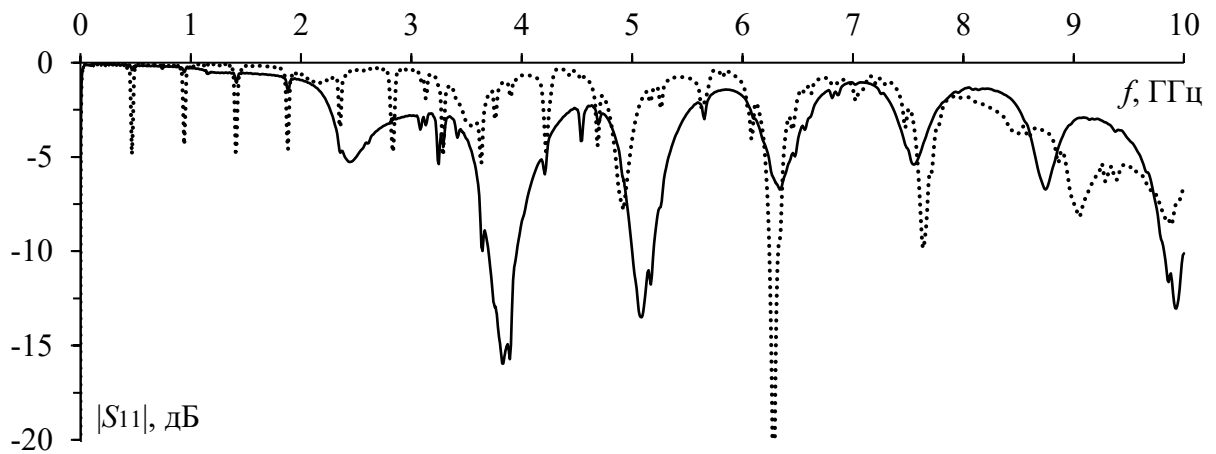


Рисунок 3.71 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 8-проводной структуры в дифференциальном ($\cdots$) и синфазном ($—$) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

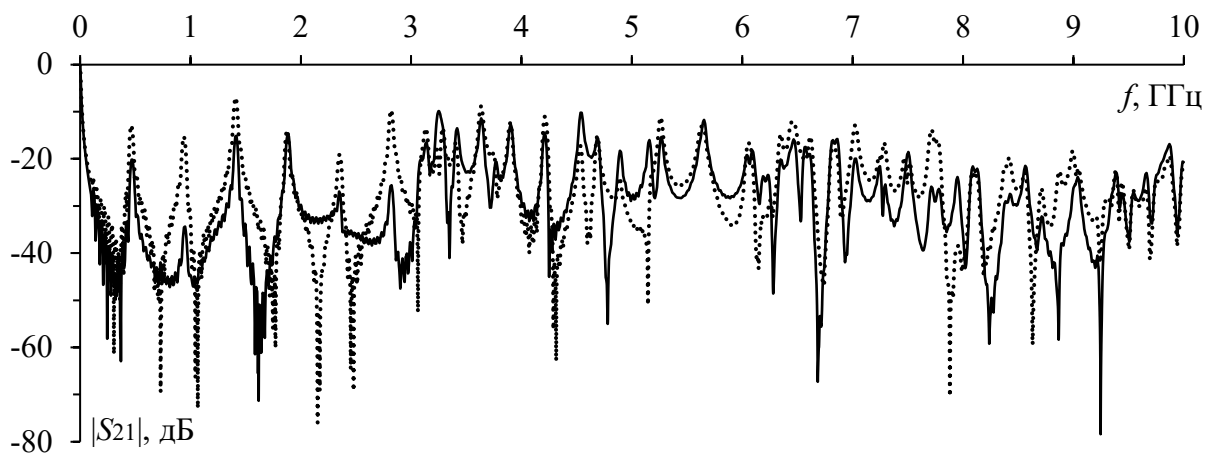


Рисунок 3.72 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 8-проводной структуры в дифференциальном ($\cdots$) и синфазном ($—$) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

Частоты среза в синфазном и дифференциальном режимах, для устройства защиты на основе 8-проводной структуры полученные при электродинамическом моделировании составили 6,1 МГц, для обоих режимов.

На рисунке 3.73 показаны формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном и синфазном режимах.

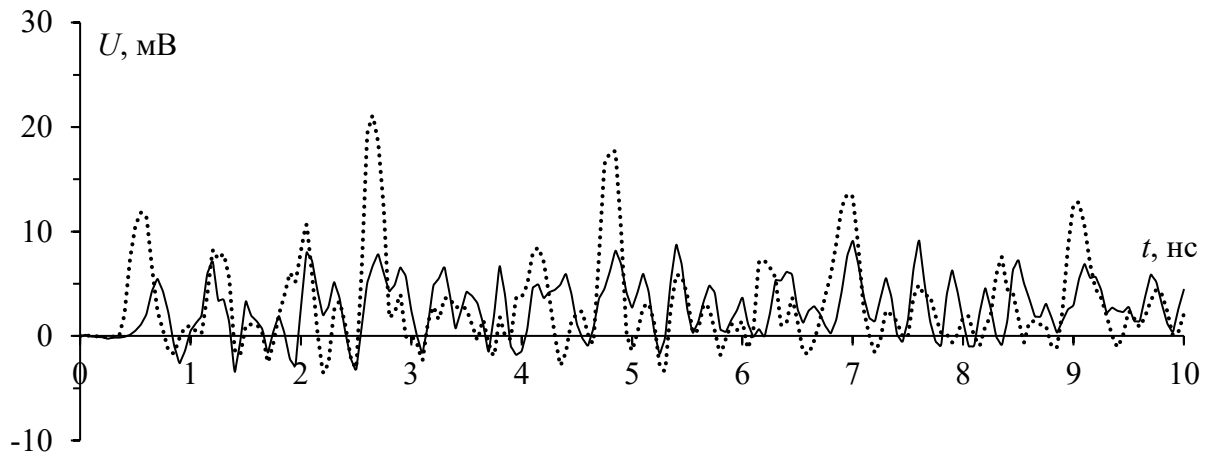


Рисунок 3.73 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

Из рисунка 3.73 видно, что на выходе 8-проводной структуры зафиксированы U_{max} импульсов в синфазном и дифференциальном режимах, амплитуда которых составила: $U_{maxCM}=9$ мВ и $U_{maxDM}=21$ мВ, что в 55,5 и 23,8 раз меньше относительно половины э.д.с., соответственно.

Для верификации результатов выполнено сравнение форм напряжения на выходе устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур, полученных при квазистатическом и электродинамическом моделировании (рисунок 3.74 и 3.75)

Из рисунка 3.74 видно, что формы на выходе 6-проводной структуры при квазистатическом и электродинамическом моделировании хорошо согласуются. Значения $U_{maxDM}=15,68$ мВ и $U_{maxDM}=14,1$ мВ, полученные в результате квазистатического и электродинамического моделирования, соответственно, дают отклонение равное 10 %. В синфазном режиме при квазистатическом и электродинамическом моделировании $U_{maxCM}=15,84$ мВ и $U_{maxCM}=16$ мВ, соответственно. Отклонение результатов составило 1 %.

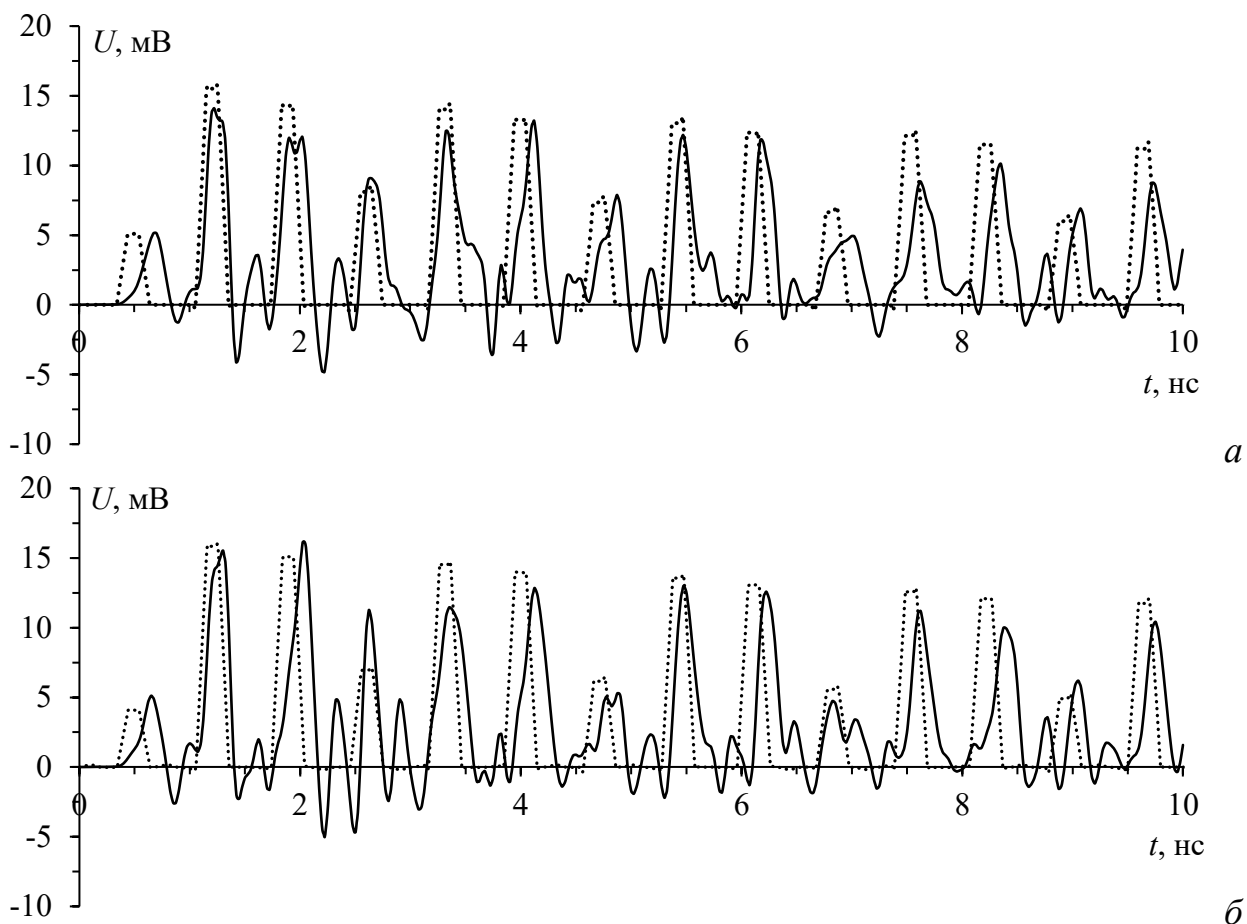


Рисунок 3.74 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах, полученные при электродинамическом (—) и квазистатическом (···) моделировании

Из рисунка 3.75 видно, что формы напряжения также хорошо согласуются. Значения $U_{maxDM}=23$ мВ и $U_{maxDM}=21$ мВ при квазистатическом и электродинамическом моделировании, соответственно. Отличие результатов составило 8,6 %. В синфазном режиме при квазистатическом и электродинамическом моделировании $U_{maxCM}=13,4$ мВ и $U_{maxCM}=9$ мВ, соответственно. Отличие результатов составило 32 %.

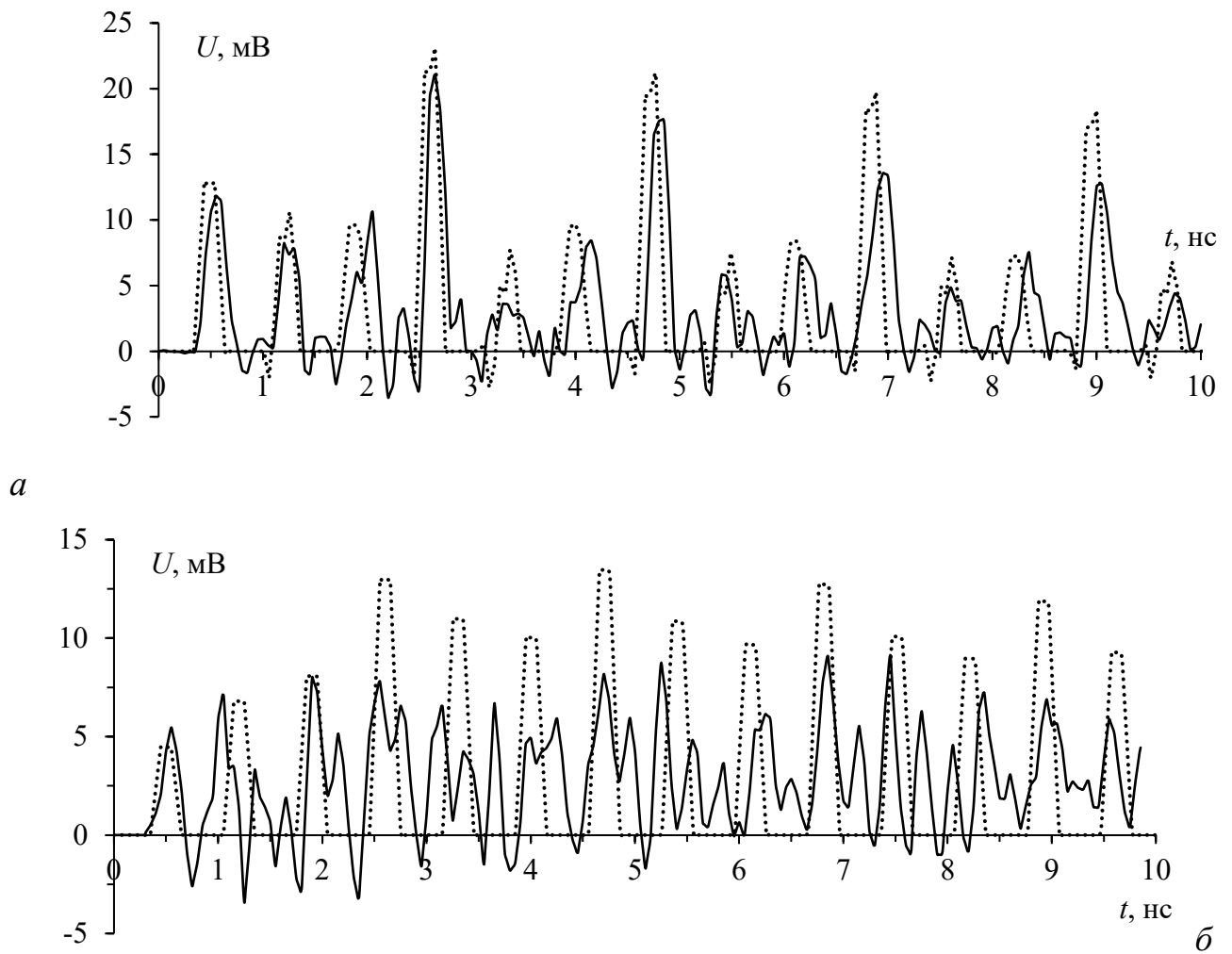


Рисунок 3.75 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах, полученные при электродинамическом (—) и квазистатическом (···) моделировании

Таким образом, выполнено моделирование устройств защиты на основе 6- и 8-проводной структур с оптимизированными параметрами поперечного сечения, с использованием полноволнового электродинамического анализа.

3.10.3 Разработка макетов

В качестве материала для изготовления прототипа использован FSD1020T. Это фольгированный ламинат из специальной композитной стеклоткани электронного класса с керамическим наполнением на основе Al_2O_3 . Параметры: $\epsilon_r=10,2$, $h_1=0,254$ мм, $t=35$ мкм, $\tan\delta=0,0002$ на частоте 10 ГГц. Расстояние между ПП (h_2) выдержано с помощью фторопластовых проставок высотой 5 мм, ϵ_r

фторопласта равняется 2. Опорные проводники на ближнем и дальнем концах соединены между собой медной фольгой толщиной 105 мкм. В качестве соединителей использованы резьбовые коаксиально-микрополосковые переходы в виде SMA-соединителей 3,5 мм («HUBER+SUHNER» 82_SMA-50-0-1/111_NE).

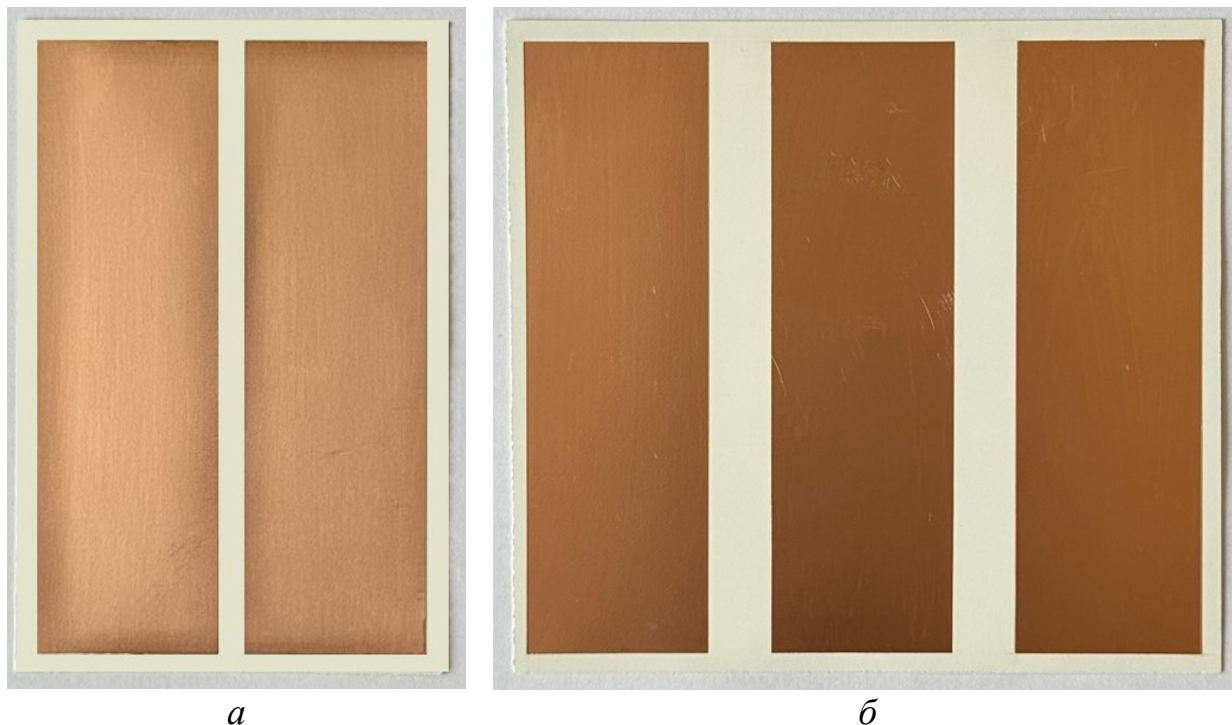


Рисунок 3.76 – Печатные платы для изготовления прототипов 6- (а) и 8- (б) проводных структур

Всего изготовлено 4 двухсторонние ПП, две необходимы для изготовления прототипа устройства защиты на основе 6- проводной структуры, и еще две для 8-проводной. Поскольку материал диэлектрика обладает малой толщиной (0,254 мкм), для исключения возможности изгибания конструкции под воздействием внешних факторов, между ПП установлены фторопластовые проставки, представляющие собой цилиндры высотой 5 мм и диаметром 3 мм.

В места подключения источников э.д.с. на ближних концах, и резистивных нагрузок на дальних концах активных проводников распаяны SMA-соединители. Таким образом, независимо от того типа структуры, каждая из них, будет являться 4-портовым устройством для измерения их частотных и временных характеристик. На рисунках 3.77 и 3.78 показаны прототипы устройств защиты, работающих в дифференциальном и синфазном режимах на основе 6- и 8-проводных структур, соответственно.

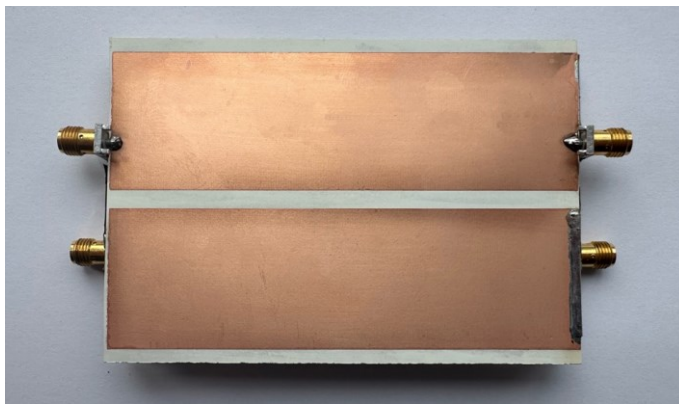
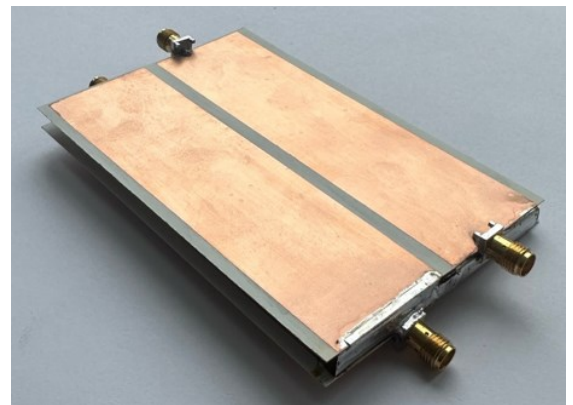
*a**б*

Рисунок 3.77 – Прототип устройства защиты на основе 6-проводной структуры, работающий в дифференциальном и синфазном режимах: вид сверху (*a*), изометрия (*б*)

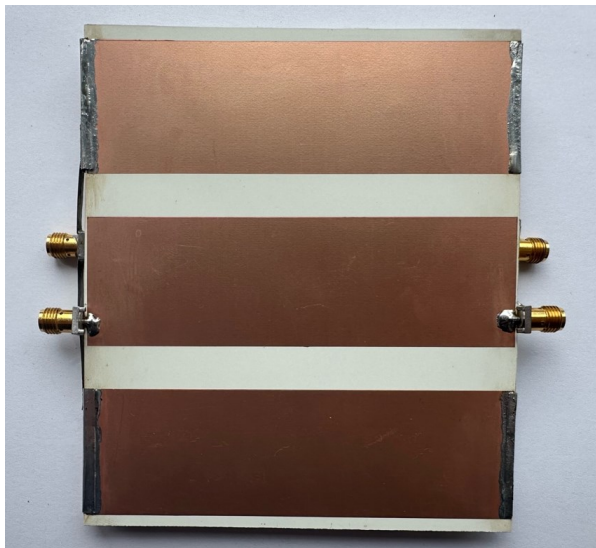
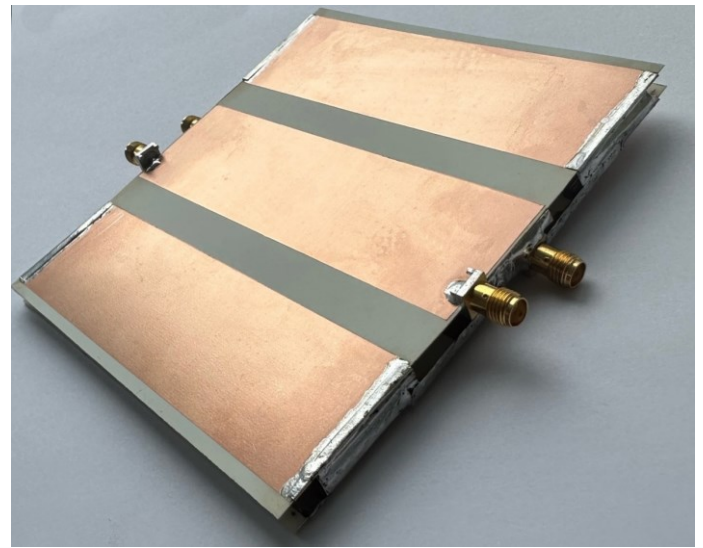
*a**б*

Рисунок 3.78 – Прототип устройства защиты на основе 8-проводной структуры, работающий в дифференциальном и синфазном режимах: вид сверху (*a*), изометрия (*б*)

Таким образом, представлены результаты разработки и изготовления прототипов устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур. Геометрические параметры прототипов получены в результате оптимизации. Фотошаблоны были разработаны так, чтобы соединения опорных проводников и оконечные нагрузки типа КЗ реализовывались при сборке с помощью медной фольги толщиной 105 мкм для минимизации импеданса, а разъемы (SMA 3,5 мм) распаивались непосредственно на проводники. Прототипы изготовлены из материала FSD1020T ($\epsilon_r=10,2$, $\tan\delta=0,0002$ на частоте 10 ГГц) толщиной 0,254 мм.

Требуемый зазор между ПП, равный 5 мм и жесткость конструкции обеспечивались фторопластовыми проставками ($\epsilon_r=2$).

3.10.4 Измерение частотных и временных характеристик

Для проведения экспериментальных исследований использовано следующее оборудование: двух-портовый ВАЦ Р4М-18, набор калибровочных мер НКММ-13-13Р, фазостабильные кабельные сборки КСФ26-13РН-13Н. Это оборудование позволяет измерить S -параметры в диапазоне частот от 10 МГц до 20 ГГц, при диапазоне установки уровня выходной мощности от -20 до 0 дБм. Для этого двух-портовым ВАЦ измерен набор частотных зависимостей в диапазоне от 10 МГц до 15 ГГц, из которых сформирован файл с расширением .csv, содержащий полный набор характеристик, необходимый для частотного определения 4-х портового устройства (s4p). Несмотря на верхнее значение измеряемого диапазона в 20 ГГц измерения проведены до 15 ГГц, это связано с тем, что максимальная разрешающая способность используемого ВАЦ (Р4М-18) составляет 5001 частотных точек. Для увеличения точности измеряемых характеристик устройств защиты необходимо минимизировать шаг между частотными точками. Поэтому диапазон частот при проведении эксперимента искусственно ограничен 15 ГГц, тогда шаг между частотными точками будет равняться 3 МГц.

На рисунках 3.79 и 3.80 показаны частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ устройства защиты на основе 6-проводной структуры. На рисунках 3.81 и 3.82 показаны частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ устройства защиты на основе 8-проводной структуры. Зависимости, полученные при эксперименте, приведены в дифференциальном и синфазном режимах.

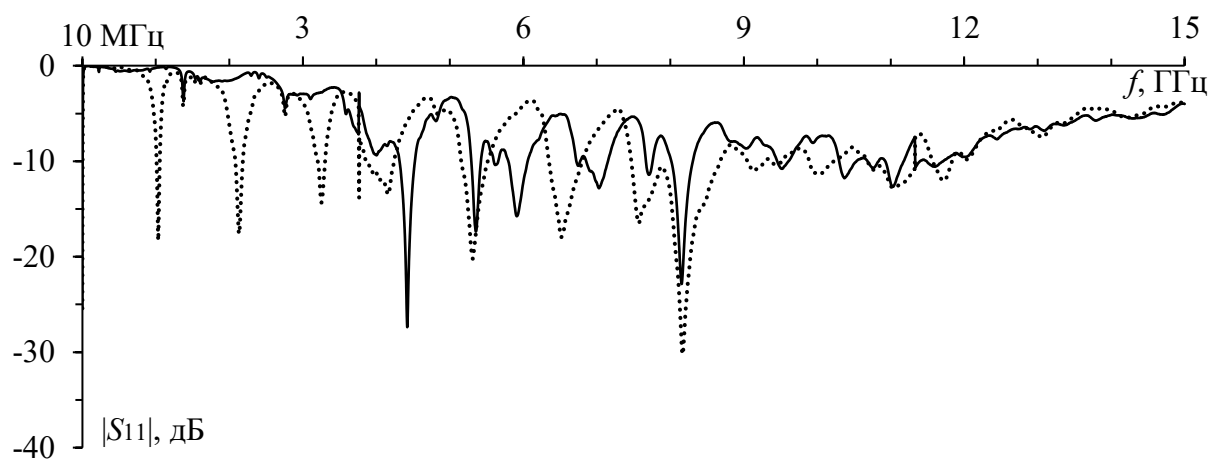


Рисунок 3.79 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 6-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при эксперименте

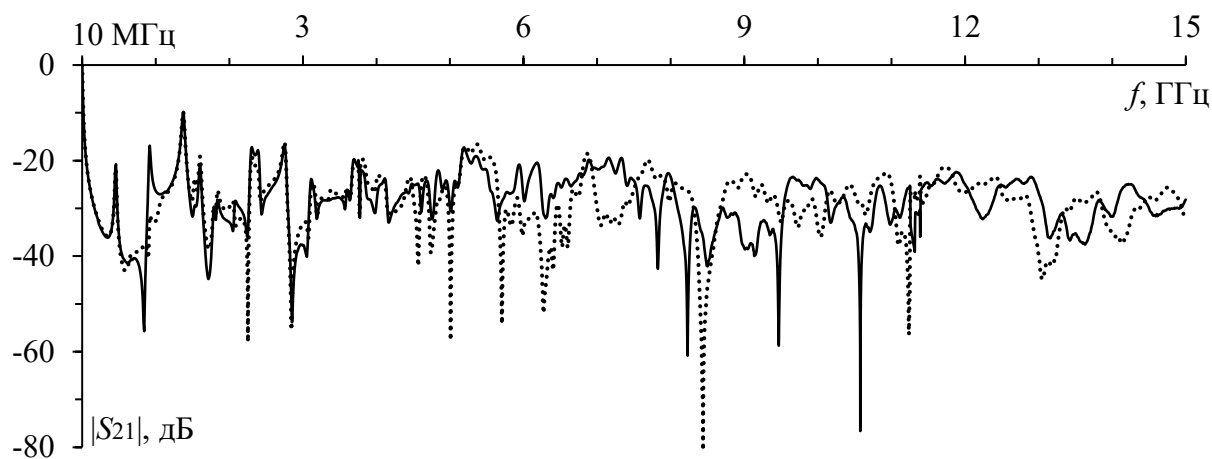


Рисунок 3.80 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 6-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при эксперименте

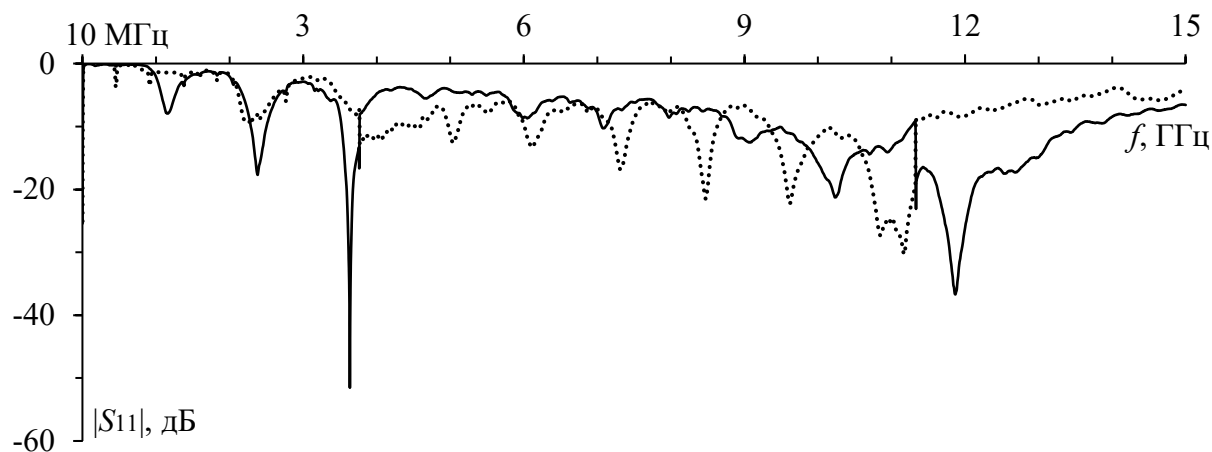


Рисунок 3.81 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 8-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при эксперименте

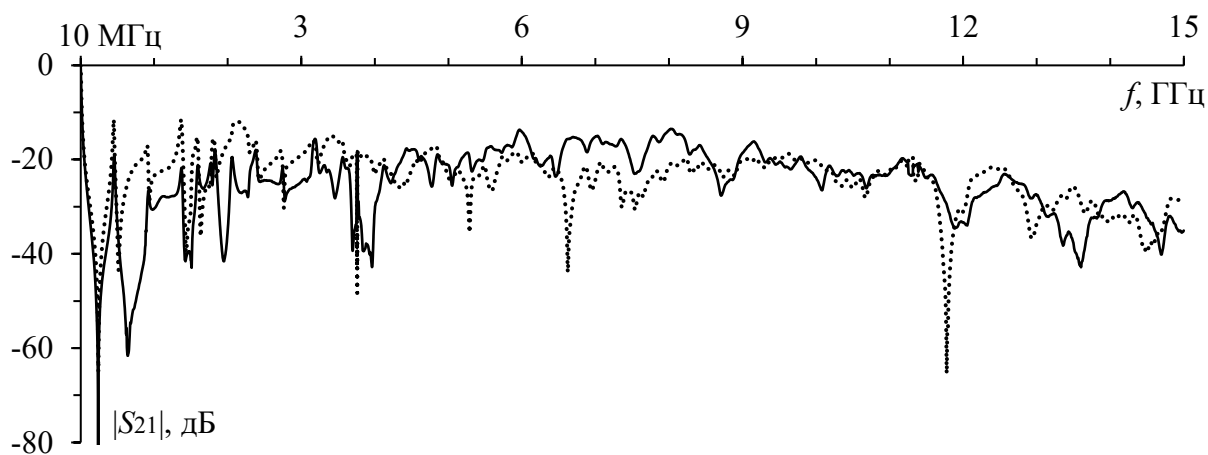


Рисунок 3.82 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 8-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при эксперименте

Частоты среза по уровню -3 дБ в дифференциальном и синфазном режимах, из приведенных характеристик определить не удастся, поскольку нижнее значение измеряемого диапазона составляет 10 МГц.

Таким образом, измерены S -параметры устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур, работающих в дифференциальном и синфазном режимах, с помощью ВАЦ Р4М-18 в диапазоне от 10 МГц до 15 ГГц.

Следующим этапом исследования было получение временных характеристик 6- и 8-проводных структур. Для этого использован файл формата s4p из S -параметров устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур (s2p), полученных в результате эксперимента с помощью ВАЦ Р4М-18 в диапазоне от 10 МГц до 15 ГГц.

На рисунках 3.83 и 3.84 показаны формы напряжения на выходе устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур в дифференциальном и синфазном режимах.

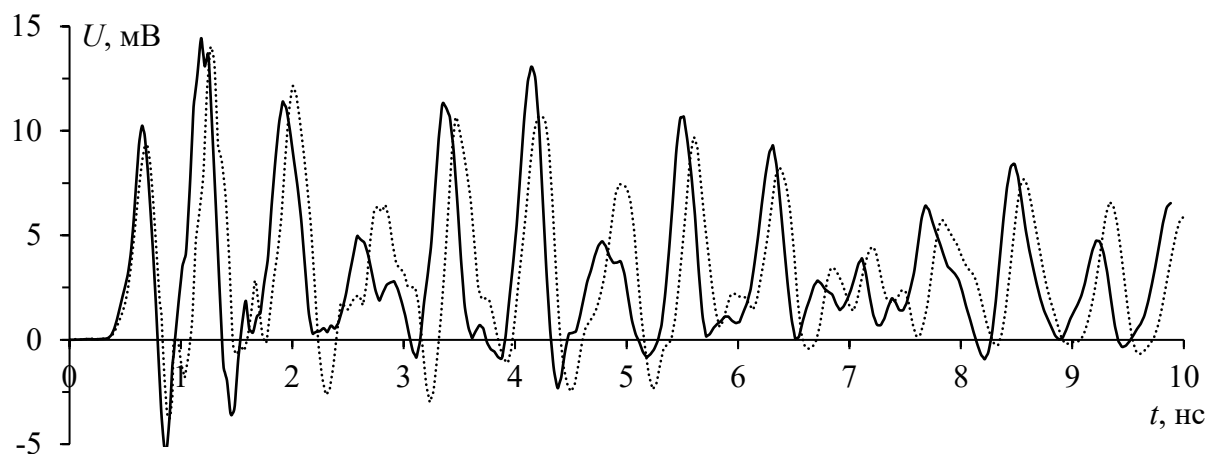


Рисунок 3.83 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при эксперименте

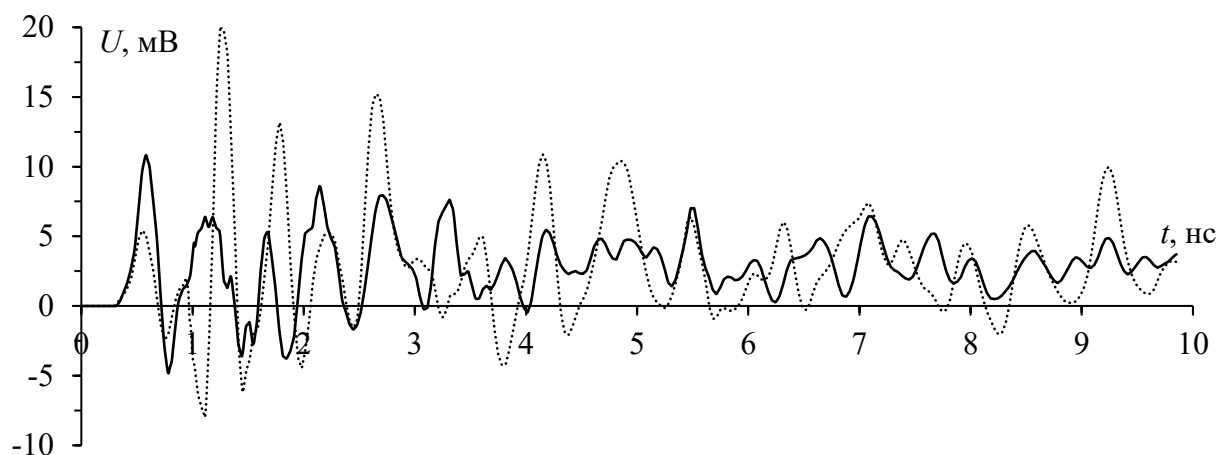


Рисунок 3.84 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном (···) и синфазном (—) режимах, полученные при эксперименте

На выходе 6-проводной структуры зафиксированы U_{max} импульсов в дифференциальном и синфазном режимах, амплитуда которых составила: $U_{maxDM}=14$ мВ и $U_{maxCM}=14,4$ мВ. На выходе 8-проводной структуры: $U_{maxDM}=19,8$ мВ и $U_{maxCM}=10,8$ мВ, соответственно.

Таким образом, получены результаты экспериментальных исследований прототипов устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур. С использованием 2-портового ВАЦ Р4М-18 и методики из раздела 2.1 были измерены частотные характеристики (S -параметры) в диапазоне от 10 МГц до 15 ГГц. Для повышения точности измерений верхняя граница диапазона была ограничена 15 ГГц (вместо 20 ГГц) так, чтобы шаг по частоте составлял 3 МГц при 5001 измерительной точке. Полученные наборы стандартных S -параметров

(s2p) были преобразованы в файлы смешанных S -параметров (s4p), представляющие характеристики устройств в дифференциальном и синфазном режимах. Отмечено, что частоты среза по уровню -3 дБ определить не удалось из-за нижней границы измерений в 10 МГц. На основе этих экспериментально полученных s4p-файлов и методики из подраздела 2.2 были вычислены временные характеристики. Для 6-проводной структуры максимальное напряжение на выходе составило $U_{\max DM}=14$ мВ и $U_{\max CM}=14,4$ мВ, а для 8-проводной структуры – $U_{\max DM}=19,8$ мВ и $U_{\max CM}=10,8$ мВ.

Для верификации измеренных характеристик выполнено электродинамическое моделирование уточненных моделей устройств защиты в диапазоне частот от 0 до 15 ГГц (рисунки 3.85–3.92).

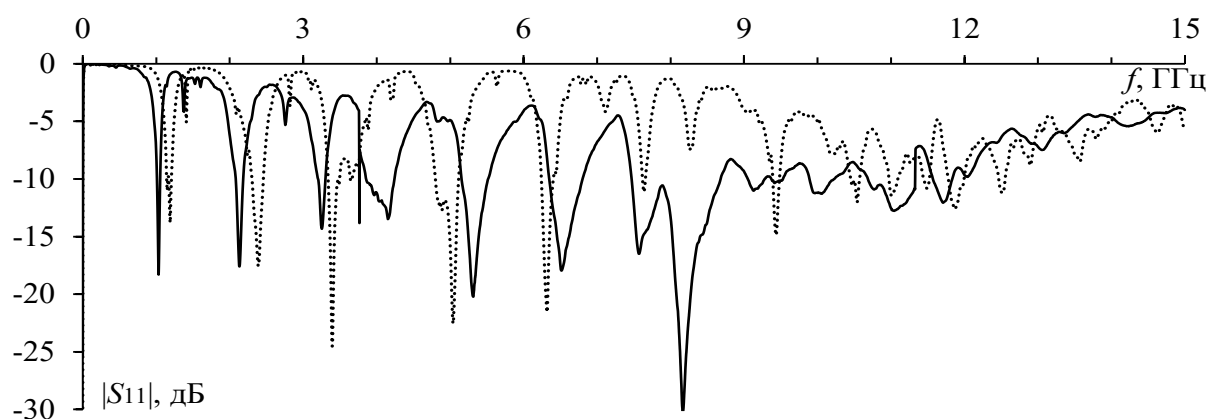


Рисунок 3.85 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 6-проводной структуры в дифференциальном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

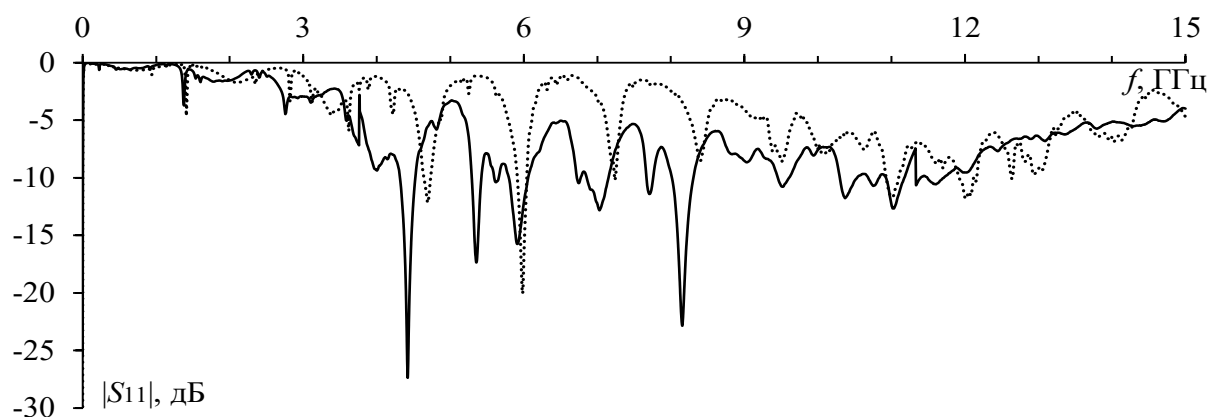


Рисунок 3.86 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 6-проводной структуры в синфазном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

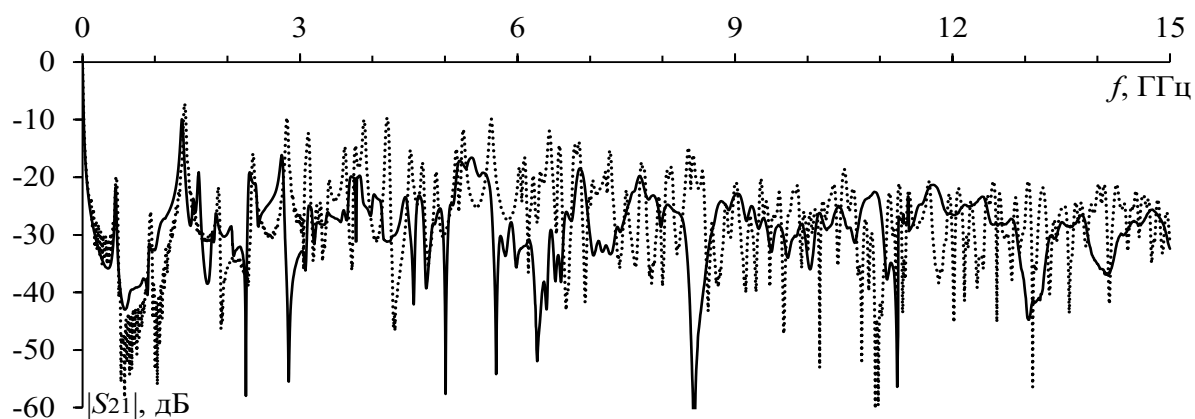


Рисунок 3.87 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 6-проводной структуры в дифференциальном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

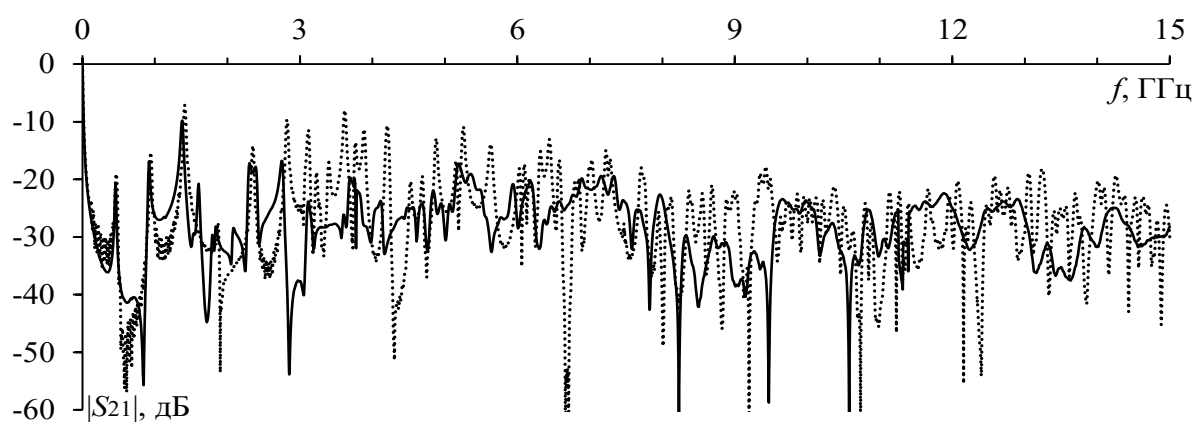


Рисунок 3.88 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 6-проводной структуры в синфазном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

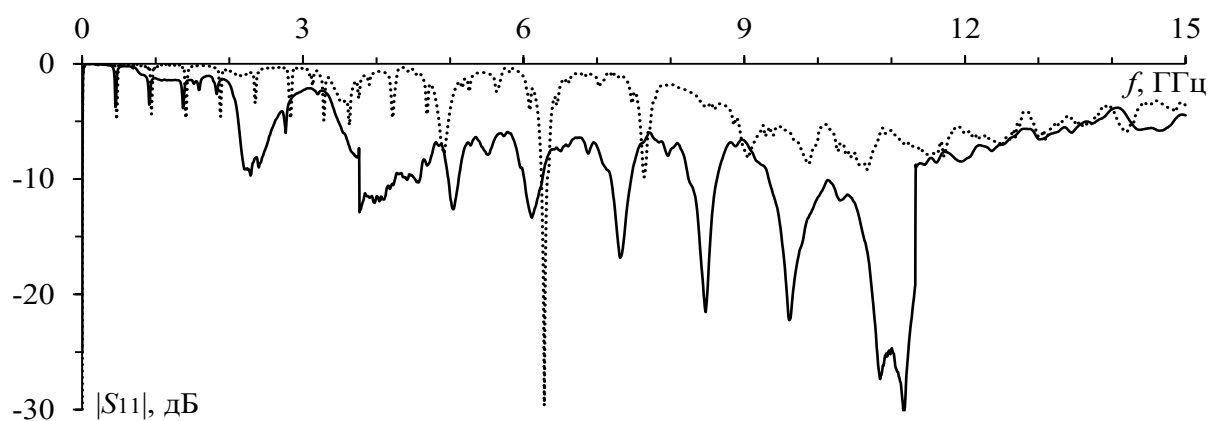


Рисунок 3.89 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 8-проводной структуры в дифференциальном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

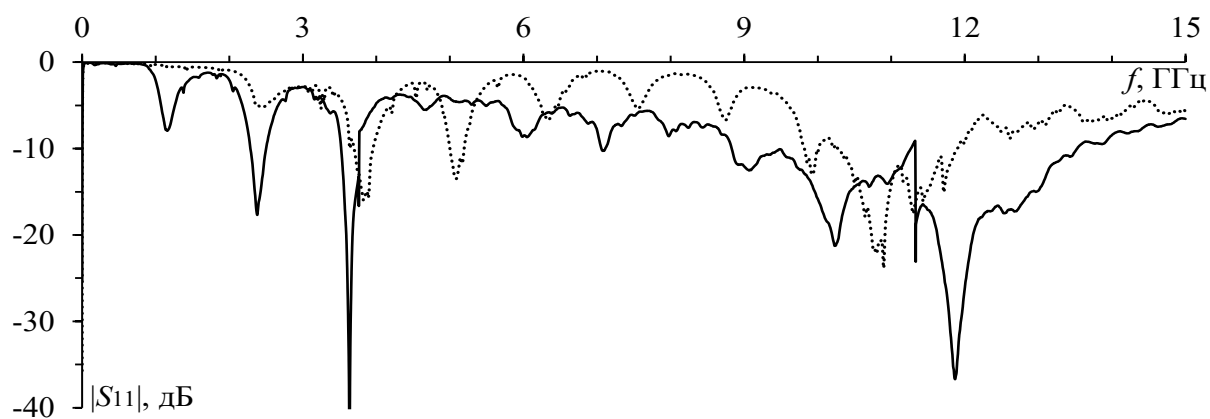


Рисунок 3.90 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ 8-проводной структуры в синфазном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

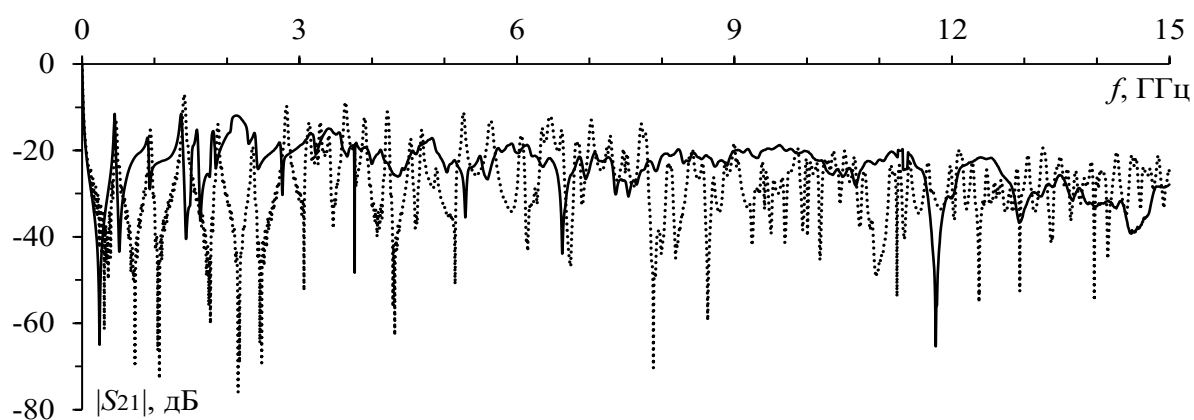


Рисунок 3.91 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 8-проводной структуры в дифференциальном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

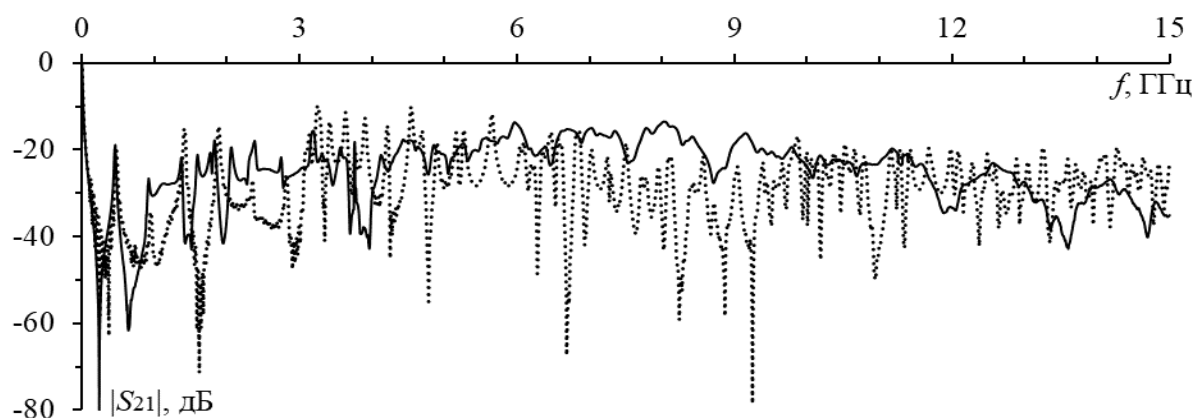


Рисунок 3.92 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 8-проводной структуры в синфазном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

При моделировании частота среза по уровню -3 дБ для 6-проводной структуры составила 6 МГц в обоих режимах, а для 8-проводной 6,1 МГц в обоих режимах. При эксперименте не удалось это уточнить, поскольку нижняя граница

измеряемого диапазона начинается с 10 МГц. Однако видно, формы частотных характеристик и их тренд хорошо согласуются. Расхождение результатов может быть обусловлено неточным учетом влияния коаксиально-микрополосковых переходов, расхождением реальных значений электрофизических и геометрических параметров диэлектриков и проводников от принятых в моделировании.

На рисунках 3.93–3.96 представлены результаты сравнительного анализа временных характеристик 6- и 8-проводных структур, полученных с помощью электродинамического моделирования и эксперимента

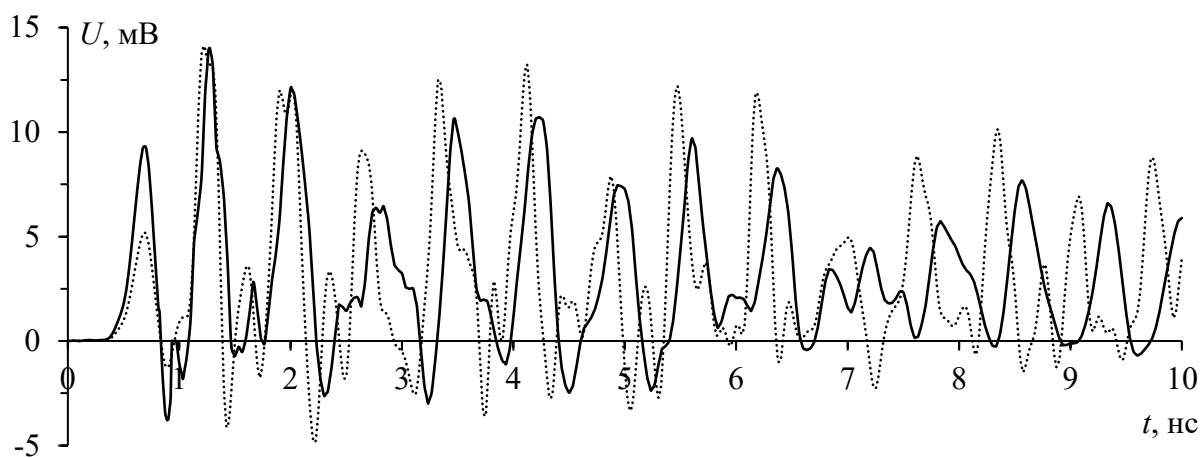


Рисунок 3.93 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в дифференциальном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

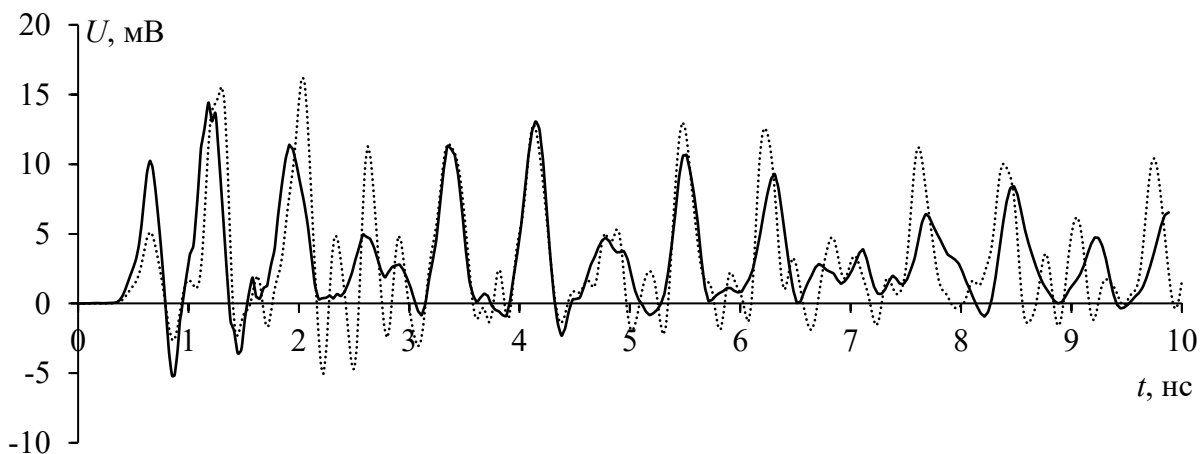


Рисунок 3.94 – Формы напряжения на выходе 6-проводной структуры в синфазном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

На выходе 6-проводной структуры в дифференциальном режиме зафиксированы U_{max} , при эксперименте и электродинамическом моделировании,

амплитуда которых составила: $U_{maxDM}=14$ мВ и $U_{maxDM}=14,1$ мВ, соответственно. Отличие результатов составило 1 %. В синфазном режиме при эксперименте и электродинамическом моделировании $U_{maxCM}=14,4$ мВ и $U_{maxCM}=16$ мВ, соответственно. Отличие результатов составило 10 %.

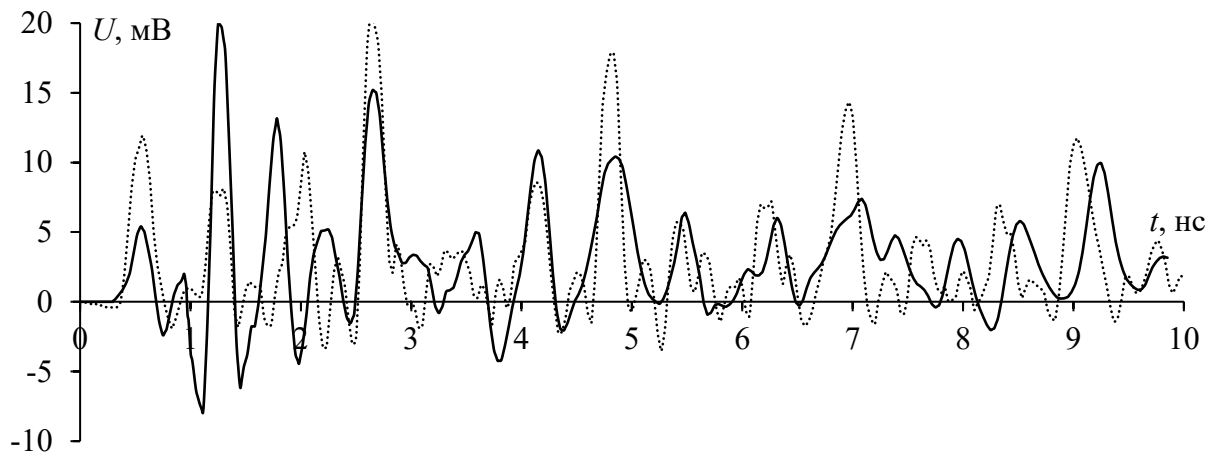


Рисунок 3.95 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в дифференциальном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

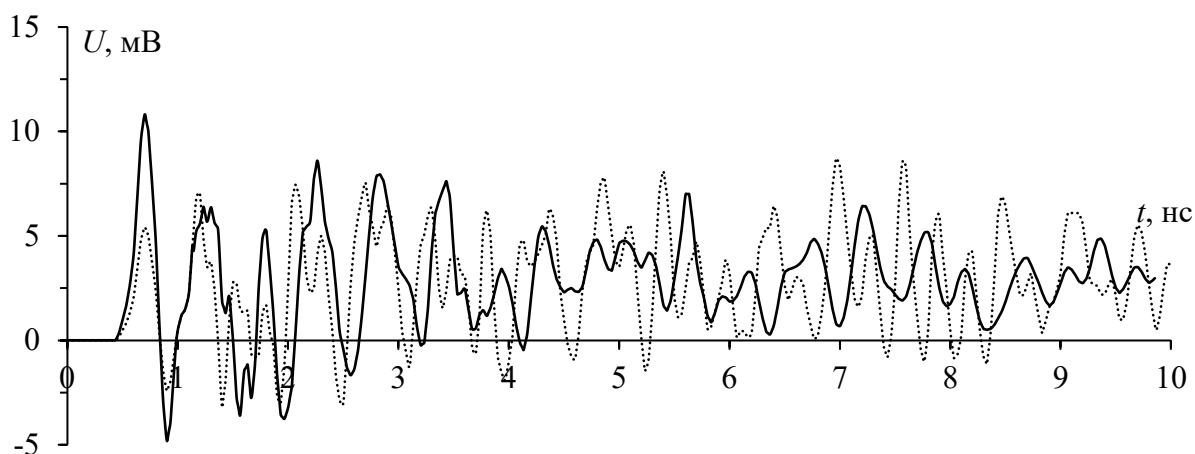


Рисунок 3.96 – Формы напряжения на выходе 8-проводной структуры в синфазном режиме, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

На выходе 8-проводной структуры в дифференциальном режиме зафиксированы U_{max} , при эксперименте и электродинамическом моделировании, амплитуда которых составила: $U_{maxDM}=19,8$ мВ и $U_{maxDM}=21$ мВ, соответственно. Отличие результатов составило 5,7 %. В синфазном режиме при эксперименте и электродинамическом моделировании $U_{maxCM}=10,8$ мВ и $U_{maxCM}=9$ мВ, соответственно. Отличие результатов составило 16,6 %.

Таким образом, верифицированы результаты экспериментальных исследований устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур путем их сравнения с результатами, полученными с помощью электродинамического моделирования уточненных моделей. Моделирование выполнялось в частотном диапазоне от 0 до 15 ГГц. Сравнительный анализ частотных характеристик ($|S_{11}|$, $|S_{21}|$) показал хорошее совпадение форм и трендов графиков, полученных экспериментально и при моделировании, как для дифференциального, так и для синфазного режимов обеих структур. Моделирование позволило оценить частоты среза по уровню минус 3 дБ: 6 МГц для 6-проводной и 6,1 МГц для 8-проводной структуры (в обоих режимах), что не могло быть определено экспериментально из-за нижней границы измерений в 10 МГц. Наблюдаемые расхождения объясняются возможными неточностями учета влияния коаксиально-микрополосковых переходов и отличиями реальных параметров материалов и геометрии от модельных. Сравнение временных характеристик (максимальных напряжений на выходе) показало, что для 6-проводной структуры отличие в дифференциальном режиме составило 1%, в синфазном – 10%, а для 8-проводной структуры отличие в дифференциальном режиме – 5,7%, в синфазном – 16,6%. Результаты верификации подтверждают адекватность разработанных методик и моделей.

3.11 Рекомендации по применению разработанных устройств защиты, работающих в синфазном и дифференциальном режимах

Предложенные устройства защиты, работающие в синфазном и дифференциальном режимах, могут использоваться во всех технических отраслях, где требуется повышение помехозащищенности и надежности РЭС. Существуют области, где нарушение работы или отказ РЭС с высокой степенью вероятности может привести к большим финансовым потерям, а в худшем случае – к человеческим жертвам. К таким областям относят авиационную, космическую, медицинскую, атомную и энергетическую области промышленности.

Разработанные 6- и 8-проводные устройства защиты импульсных помех показали высокую эффективность в обоих режимах распространения помехи. Эксперимент подтвердил, что для 6-проводной структуры максимальные амплитуды помех на выходе составляют 14 мВ и 14,4 мВ в дифференциальном и синфазном режимах соответственно, что эквивалентно ослаблению в 35,7 и 34,7 раз. Для 8-проводной – 19,8 мВ и 10,8 мВ в дифференциальном и синфазном режимах соответственно, что эквивалентно ослаблению в 25,2 и 46,3 раз. Частоты среза по уровню –3 дБ составляют 6 и 6,1 МГц для 6- и 8-проводных структур соответственно, что задаёт верхнюю границу рабочих частот защищаемых цепей.

Выбор структуры для использования определяется балансом между массой, объемом занимаемого пространства, топологией проводников, требованием к ослаблению в разных режимах распространения и архитектурой защищаемого оборудования. Так, 6-проводная структура, обладающая почти одинаковым уровнем ослабления в обоих режимах, обладает меньшей массой и меньшим зазором (s) между проводниками, что позволяет использовать ее в авиационной и космической технике, где вклад помех в электромагнитную обстановку малоизвестен и нет высоких значений напряжения, способных вызвать электрический пробой между проводниками (как правило напряжение питания сети лежит в диапазоне от 12 В до 100 В). 8-проводная структура больше ориентирована на борьбу с синфазными помехами и вносит большее ослабление, чем 6-проводная структура, также она обладает незначительно большими массогабаритными характеристиками, а минимальные расстояния между проводниками в такой структуре в 2,7 раза больше. В результате, такую структуру предпочтительнее использовать в цепях с большими значениями напряжения цепей электропитания с высоким уровнем синфазных помех, например в энергетике, где нет требований к минимизации массогабаритных характеристик. Благодаря симметричному поперечному сечению обе структуры легко интегрируются прямо в плоский кабель или располагаются в слоях печатной платы без заметного прироста в массе и стоимости готового изделия.

Учитывая частоту пропускания устройств защиты в 6 МГц, предпочтительнее использовать их в цепях распределения электропитания, однако существует большое количество низкоскоростных сигнальных интерфейсов или «медленных» ревизий типовых высокоскоростных интерфейсов (ARINC 429, MIL-STD-1553B, ECSS-E-50-12A). Устройства можно применять в промышленном оборудовании, бортовых, в том числе, аналоговых системах, в цепях телеметрии беспилотных и космических аппаратов. Также для использования подходят промышленные цифровые интерфейсы, построенные на слаботочных системах. Такие как, RS-232, RS-422, RS-485, CAN, HART, K-line, UART, AS-интерфейс, 1-wire, I2C, а также линии коммуникаций, идущие от датчиков крупногабаритных объектов, например, космической ракеты.

Отдельно стоит отметить тот факт, что в таких устройствах защиты полностью отсутствуют любые активные или сосредоточенные компоненты, что многократно повышает надежность. А реализация с помощью печатных технологий делает их устойчивыми к радиации, перепадам температур, вибрационным продольным и поперечным нагрузкам. Благодаря этим свойствам, устройства защиты на основе 6- и 8-проводных структур, работающие в дифференциальном и синфазном режимах, можно рекомендовать для широкого спектра применений.

Таким образом, разработанные устройства защиты на основе 6- и 8-проводных структур эффективно ослабляют импульсные помехи (до 46 раз) и, с частотой среза 6 МГц, рекомендуются для защиты цепей питания и низкоскоростных интерфейсов в критически важных отраслях, причем выбор структуры зависит от требований к ослаблению в разных режимах и электрической прочности. Благодаря полностью пассивной реализации на основе печатных технологий, эти устройства отличаются высокой надежностью и устойчивостью к жестким условиям эксплуатации, что делает их оптимальным решением для авиакосмической, медицинской и энергетической сфер.

3.12 Основные результаты и выводы

В разделе представлены результаты разработки устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур с модальным разложением, работающих в синфазном и дифференциальном режимах:

1. Выбраны геометрические модели поперечного сечения устройств защиты, работающих в дифференциальном и синфазном режимах, представляющие собой 6- и 8-проводные структуры. Их проводники специальным образом сконфигурированы на общем диэлектрическом основании и объединены в одну конструкцию из двух структур, в которых опорные проводники соединены между собой на ближнем и дальнем концах.

2. Разработаны схемные модели устройств защиты, работающих в дифференциальном и синфазном режимах. Она представляет из себя обеспечение ХХ на ближнем конце пассивных проводников и КЗ – на дальнем. В 6-проводной структуре для оптимального ослабления в дифференциальном и синфазном режимах обеспечивается симметричное подключение генераторов, а для 8-проводной структуры – асимметричное.

3. Получены оптимальные параметры, позволяющие для 6-проводной структуры уменьшить значение U_{maxDM} до 13,24 мВ, а U_{maxCM} до 13,25 мВ, а 8-проводной – U_{maxDM} до 23,46 мВ, а U_{maxCM} до 12,62 мВ, т.е. в среднем в 5 раз меньше, чем до оптимизации в обоих режимах. Оптимизация по временному критерию не увеличила разность погонных задержек. Это связано со спецификой геометрических моделей поперечных сечений и обеспечиваемой в них электромагнитной связи.

4. Вычислены матрицы погонных параметров, которые позволили сделать вывод о том, что геометрическая модель поперечного сечения 6-проводной структуры является центрально-симметричной, а 8-проводной - зеркально-симметричной по горизонтальной оси. Анализ матриц погонных задержек выявил, что в 6-проводной структуре распространяется 6 мод, однако на выходе будет наблюдаться только 2 импульса, а в 8-проводной 8, но на выходе 3 импульса

(импульс, расположенный по середине малой амплитуды и его можно не учитывать). Это связано с наложением импульсов друг на друга.

5. Выполнено квазистатическое моделирование частотных и временных характеристик оптимизированных устройств защиты для получения предварительных результатов. В результате 6-проводная структура ослабляет входной импульс $K_{CM}=37,5$ и $K_{DM}=38$ и частотой среза $f_c=6$ МГц для обоих режимов, а 8-проводная – $K_{CM}=41,6$ и $K_{DM}=21,9$ и частотой среза $f_c=267,7$ МГц для синфазного режима и $f_c=467,3$ МГц – для дифференциального. Из анализа частоты среза получено, что 6-проводную структуру можно использовать для защиты цепей питания, а 8-проводную – как для защиты цепей питания, так и сигнальных.

6. Оценено влияние экранирующего корпуса и каскадирования на коэффициент ослабления и погонные задержки защитного устройства. Результаты показали, что увеличение расстояния между стенками экрана и 6-проводной структурой приводит к достижению таких же коэффициентов ослабления, как без экрана, поэтому для сохранения характеристик необходимо максимально отдалять экран. С 8-проводной структурой увеличение расстояния до стенок экрана незначительно сказывается на K_{CM} и K_{DM} . Это связано с тем, что активные проводники находятся в центральной части (внутри) поперечного сечения всей структуры. На погонные задержки мод в обеих структурах изменение расстояний до стенок влияния не оказывает. Оценка расположения каскадов на характеристики защитных устройств показала, что для увеличения коэффициента ослабления оптимальным является способ, при котором каскады располагаются горизонтально сбоку друг от друга

7. Получены параметры поперечного сечения для изготовления макетов: для 6-проводной структуры – $w = 30$ мм, $s = 3,7$ мм; для 8-проводной – $w = 30$ мм, $s = 10$ мм. Квазистатическое моделирование структур показало, что ослабление помехового СКИ составляет в 6-проводной структуре 31,5 раза и 31,8 раза, а в 8-проводной – в 37,3 и 21,7 раза в синфазном режиме и дифференциальном режиме, соответственно. Полноволновое электродинамическое моделирование в частотном диапазоне до 10 ГГц с использованием детальных 3D-моделей показало

ослабление в 31,25 и 35,4 раза для 6-проводной структуры и 55,5 и 21 раза для 8-проводной. Сравнение результатов квазистатического и электродинамического моделирования показало хорошее согласование форм напряжения на выходе устройств. Отклонения в максимальных амплитудах составили: для 6-проводной структуры 1% и 10% и для 8-проводной структуры 32% и 8,6% в синфазном и дифференциальном режимах, соответственно.

8. Разработаны прототипы устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур с использованием результатов оптимизации параметров поперечного сечения на основе материала FSD1020T ($\epsilon_r=10,2$). Применены специальные конструктивные решения (соединение опорных проводников и оконечных нагрузок типа «короткое замыкание» с помощью медных перемычек, фторопластовые проставки для зазора между печатными платами), которые позволили обеспечить реализацию заданных граничных условий и геометрической точности для дальнейших экспериментальных исследований характеристик устройств защиты.

9. Экспериментально получены частотные и временные характеристики прототипов в диапазоне 10 МГц–15 ГГц, которые количественно подтверждают высокую эффективность подавления помех. Измеренные максимальные выходные напряжения составили 14 и 14,4 мВ для 6-проводной структуры, 19,8 и 10,8 мВ для 8-проводной структуры для дифференциального и синфазного режимов, соответственно, демонстрируя значительное ослабление помехового СКИ.

10. Верификация результатов, выполненная путём сравнения экспериментальных данных с результатами электродинамического моделирования в диапазоне частот от 0 до 15 ГГц, показала хорошее совпадение частотных и временных характеристик, подтверждающее адекватность разработанных методик и моделей.

11. Сформулированы рекомендации по применению разработанных устройств защиты. Данные структуры оптимальны для защиты цепей питания и низкоскоростных интерфейсов (до 6 МГц) в критически важных отраслях (авиация, космос, энергетика) благодаря высокому ослаблению помех и высокой

надежности пассивной конструкции. Выбор между 6- и 8-проводной структурами позволяет сбалансировать требования к ослаблению в разных режимах, массогабаритным показателям и электрической прочности в зависимости от конкретного приложения.

4. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЛАНАРНОГО ГИБРИДНОГО УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В СИНФАЗНОМ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ

В данном разделе представлены результаты разработки и исследования планарного устройства защиты РЭС от СКИ: оценено влияние вариантов компоновки индуктивных элементов на характеристики помехоподавляющего устройства защиты [121–125]; разработана и описана методика проектирования планарного устройства защиты на основе последовательного соединения полосковой структуры с модальным разложением (ПСМР) и пассивного помехоподавляющего фильтра (ПФ), а также представлены результаты анализа в частотных и временных областях [126].

4.1 Разработка планарного гибридного устройства защиты, работающего в синфазном и дифференциальном режимах

4.1.1 Разработка пассивного помехоподавляющего фильтра

Для определения схемы ПФ исследованы 3 варианта компоновки индуктивных элементов в пассивном фильтре электромагнитных помех. Вариант №1 представляет собой конструктивное исполнение индуктивных элементов фильтра в виде отдельно расположенного синфазного дросселя и двух отдельно стоящих дифференциальных, каждый из которых выполнен на индивидуальном ферритовом сердечнике в виде тороида. Вариант №2 отличается от варианта №1 тем, что два дифференциальных защитных дросселя заменены на один, выполненный двумя обмотками на общем тороидальном ферритовом сердечнике. Такое решение позволяет уменьшить площадь занимаемого места и количество используемых дифференциальных защитных индуктивностей, по сравнению с вариантом №1. Вариант №3 заключается в замене отдельно расположенных синфазных и дифференциальных защитных дросселей единой

сложной конструкцией синфазно-дифференциального дросселя. Данная конструкция подразумевает изготовление синфазной и дифференциальной защитных индуктивностей средствами одного изделия, выполненного на общем ферритовом сердечнике сборной конструкции. Незначительные различия коэффициента ослабления, крутизны спада характеристики и частот среза между рассматриваемыми вариантами компоновки индуктивных элементов фильтра, позволяют использовать такую схему электрических соединений, которая больше подходит по конструкторским соображениям.

Стоит отметить существенный недостаток таких вариантов решений, заключающийся в виде больших массогабаритных характеристик. Между тем существует планарная технология, которая позволяет интегрировать как полосковые структуры, так и элементы с сосредоточенными параметрами (в том числе SMD-компоненты) на одной подложке, что кардинально уменьшает габариты устройства. Также планарная технология легко позволяет создавать многослойные структуры, что открывает дополнительные возможности для проектирования фильтров с заданными характеристиками.

При проектировании ПФ стоит учитывать, что его импеданс изменяется по причине различных путей распространения токов, в зависимости от режима распространения помехи в синфазном и дифференциальном режимах. Для реализации ПФ использована многослойная топология, на основе планарных элементов (рисунок 4.1). Выполнено компьютерное моделирование ПФ в ПО ADS. В качестве материала диэлектрика выбран FSD1020T на основе стекловолокна и керамического наполнителя, ($h = 254$ мкм, $\epsilon_r = 10,2$, $\text{tg}\delta = 0,0028$), а также обладающий достаточной механической прочностью. Для уменьшения электрической связи между отдельными слоями применены изоляционные пластины на основе PTFE ($h = 1$ мм, $\epsilon_r = 2,1$), для межслойной изоляции индуктивных элементов применяется листовая полиимид ($h = 45$ мкм, $\epsilon_r = 3,3$).

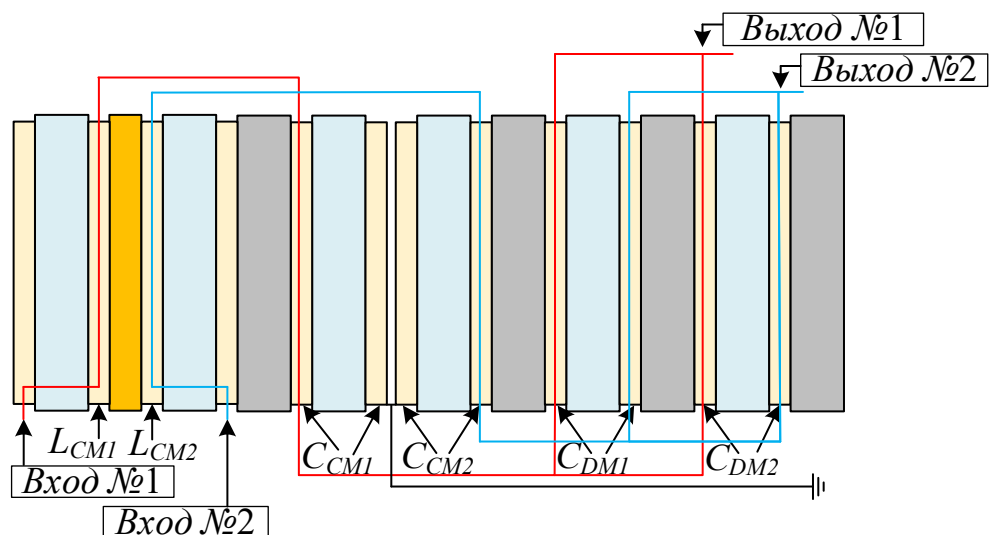


Рисунок 4.1 – Топология слоев пассивного ПФ в планарном исполнении:
FSD1020T (■), полиимидная пленка (■), PTFE (■)

Для определения компоновки планарных индуктивностей позволяющих получить большее значение индуктивности к занимаемой площади, рассмотрено 4 варианта топологий (рисунок 4.2).

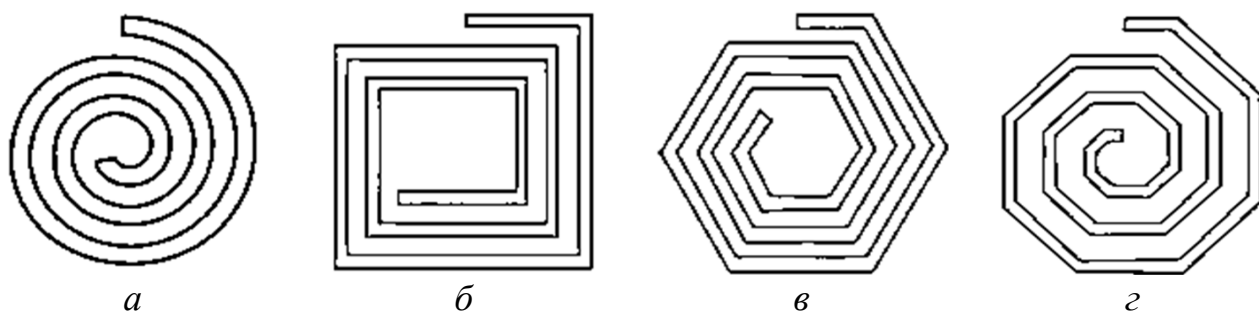


Рисунок 4.2 – Однослойные планарные индуктивности:
круглые (а), квадратные (б), гексагональные (в) и октагональные (г)

Получены численные значения планарных катушек индуктивности ПФ в зависимости от топологии и длины стороны площади, представленные в таблице 4.1 и на рисунке 4.3.

Таблица 4.1 – Параметры планарных индуктивностей с различными топологиями

Сторона площадки, мм	Внутр. диам., мм	Внеш. диам., мм	Кол- во витков	Форма планарной индуктивности			
				Квадратная	Круглая	Гексагон.	Октагон.
				L , мкГн			
10	3,2	10	9	0,65	0,54	0,52	0,53
20	3,6	20	21	5,26	4,40	4,17	4,24
30	3,2	30	34	17,52	14,60	13,76	14,04
40	3,6	40	46	41,16	34,44	32,24	32,90
60	3,6	60	71	137	114,70	106,98	109,27
80	3,6	80	96	322	269,80	251,15	256,63

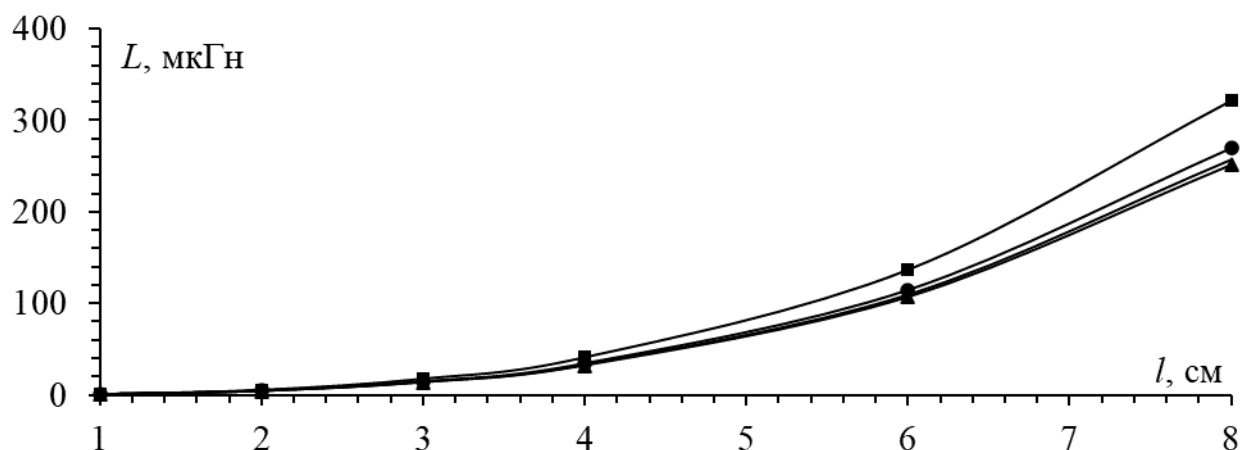


Рисунок 4.3 – Однослойные планарные индуктивности:
 круглые ($\bullet$), квадратные ($\blacksquare$), гексагональные ($\blacktriangle$) и октагональные (—)

Из графика видно, что при одинаковой длине стороны, наибольшую индуктивность обеспечивает квадратная планарная катушка, поскольку вся доступная площадь используется с большей эффективностью по причине большего коэффициента заполнения (рисунок 4.4). При реализации круглых катушек индуктивности класс точности изделия по наименьшей номинальной ширине дорожек и расстоянию между ними из-за особенностей техпроцесса производства ПП приходится завышать для соблюдения размеров. В ходе наблюдения нелинейная зависимость номинала планарной индуктивности от длины стороны: увеличение длины стороны с 10 до 20 мм ведет к увеличению емкости в 8 раз, дальнейшее увеличение длины ведет к пропорциональному увеличению емкости не более, чем в 2,35...3,33 раз.

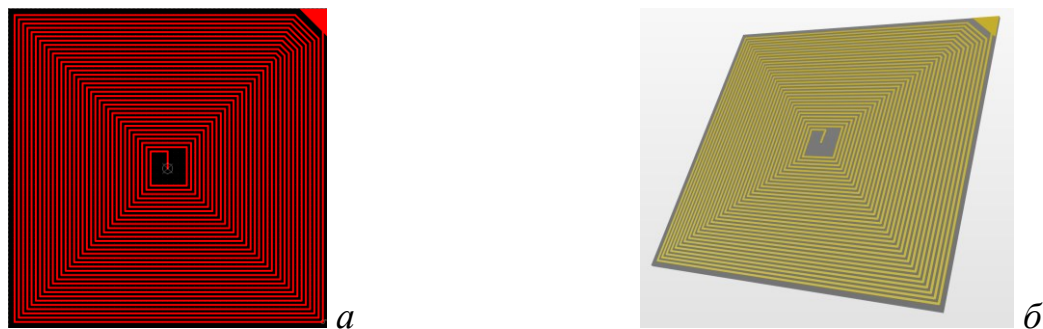


Рисунок 4.4 – Топология (а) и 3D-модель (б) квадратной планарной индуктивности

Для достижения максимально возможной емкости планарных конденсаторов ПФ, исходя из формулы для определения емкости плоского конденсатора, изолирующий материал должен обладать большим показателем диэлектрической проницаемости ϵ_r при наименьшей толщине h . Полученные результаты приведены в таблице 4.2 и на рисунке 4.5.

Таблица 4.2 – Параметры планарных емкостей

Длина стороны площадки, мм	10	20	30	40	60	80
С, пФ	35,5	142,2	320	568	1280	2275

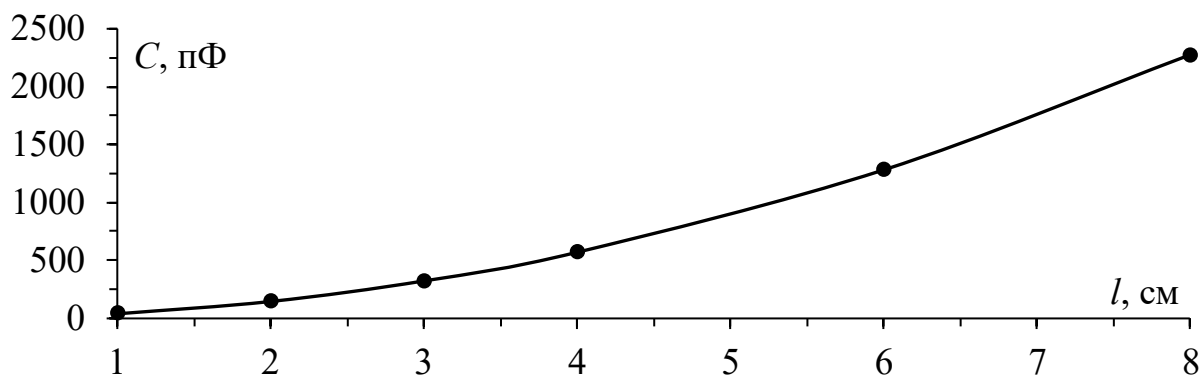


Рисунок 4.5 – Зависимость длины стороны площадки конденсаторов от их номинала

Из графика видно, что зависимость емкости планарных конденсаторов ПФ от длины стороны нелинейна: увеличение длины стороны с 10 до 20 мм ведет к увеличению емкости в 4 раза, однако далее емкости увеличиваются не более, чем в 1,7...2,25 раз. Соотношение занимаемых площадей в зависимости от длины стороны лежит в аналогичных пределах.

Полученные зависимости номиналов индуктивных и емкостных планарных элементов от длины стороны площадки нормированы и приведены на рисунок 4.6.

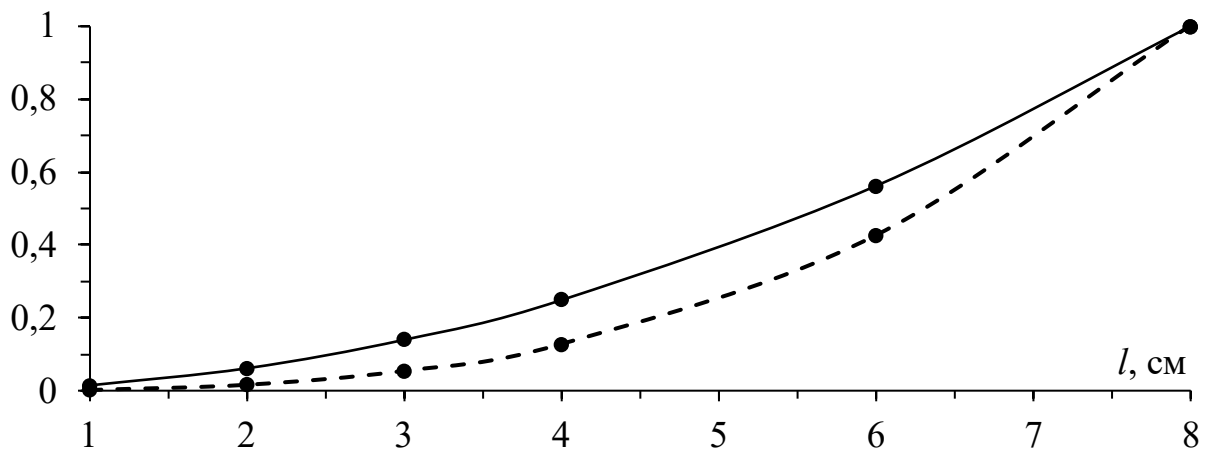


Рисунок 4.6 – Нормированные зависимости номиналов планарных емкостных (—) и индуктивных (---) элементов от длины стороны площадки

Из графика видно, что зависимость номиналов конденсаторов от размеров площадки также нелинейна. По результатам исследования предпочтительными соотношениями между размерами и номинальными значениями обладают квадратная планарная индуктивность и емкость, со сторонами 30×30 мм.

На рисунке 4.7 представлены результаты вычисления временного отклика на выходе ПФ.

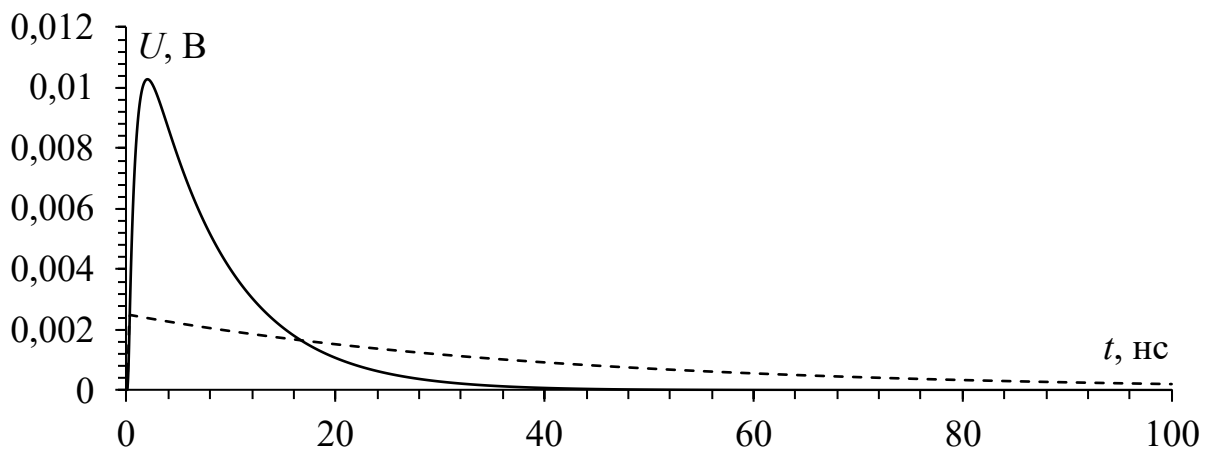


Рисунок 4.7 – Формы напряжения на выходе ПФ, в синфазном (—) и дифференциальном режимах (---)

Максимальная амплитуда напряжения U_{max} на выходе ПФ составила 2,5 и 10,2 мВ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно. Уровни вносимого ослабления составили 33,8 и 46 дБ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно. Частотные зависимости $|S_{21}|$ ПФ приведены на рисунке 4.8.

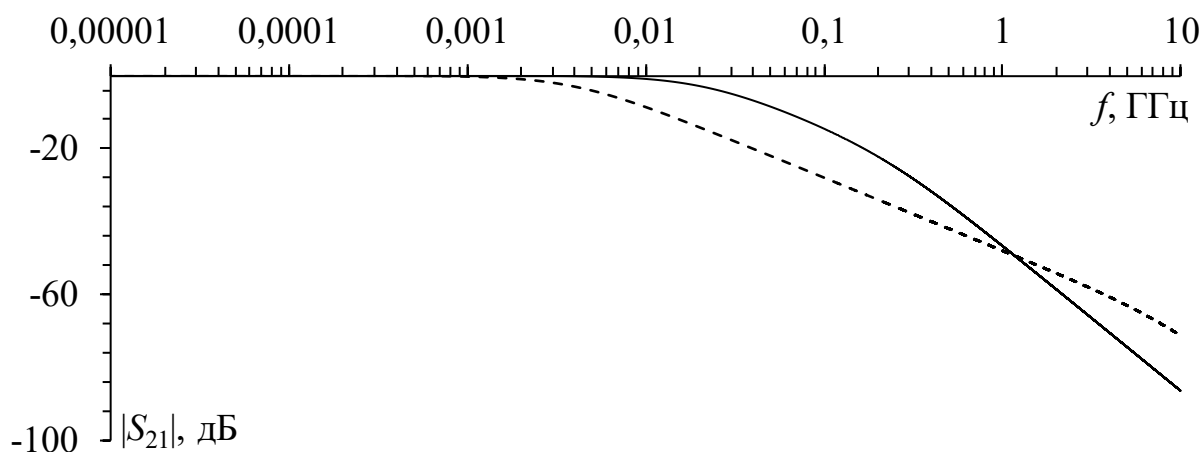


Рисунок 4.8 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ ПФ в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах

Частоты среза f_c ПФ в синфазном и дифференциальном режимах составили 20,7 и 4 МГц, крутизна спада – 20 и 40 дБ/дек соответственно, что эквивалентно 1 и 2 порядку фильтров.

4.1.2 Разработка полосковой структуры с модальным разложением

В качестве полоскового устройства защиты использовано поперечное сечение ПСМР с лицевой связью. Такое устройство защиты состоит из набора проводников (активные А/А', опорные О/О' и пассивные П/П') с оптимизированным взаимным расположением, выполненные на двух диэлектрических подложках FSD1020Т из стекловолокна и керамического наполнителя, разделенных фторопластовой (PTFE) пластиной (рисунок 4.9).

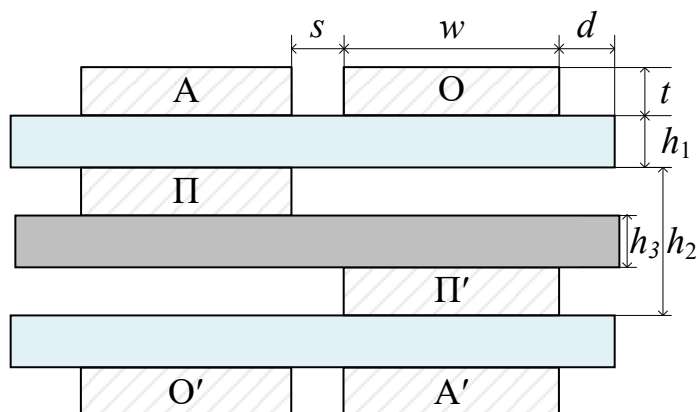


Рисунок 4.9 – Поперечное сечение ПСМР, где FSD1020Т (■), PTFE (■)

Геометрические параметры поперечного сечения выбраны исходя из максимальной площади (30x30 мм) планарных элементов ПФ: ширина проводников $w = 1$ мм, расстояние между проводниками $s = 1$ мм, защитный интервал от края структуры до проводников $d = 500$ мкм, толщина проводников $t = 35$ мкм, высота диэлектрических подложек $h_1 = 254$ мкм, расстояние между структурами $h_2 = 1$ мм, высота пластины PTFE, $h_3 = 1$ мм, длина проводников $l = 150$ мм. На основе полученной геометрической модели вычислены в ПО TUSUR.EMC матрицы $\mathbf{C}$, $\mathbf{L}$, $\mathbf{Z}$ и $\boldsymbol{\tau}$:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 519,8 & 389,9 & 89,7 & 90,5 \\ 389,9 & 486 & 89,6 & 89,7 \\ 89,7 & 89,6 & 486 & 389,9 \\ 90,5 & 89,7 & 389,9 & 519,8 \end{bmatrix} \text{ нГн/м;}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 419,58 & -396,43 & -1,87 & -1,23 \\ -396,45 & 438,69 & -3,68 & -2,08 \\ -2,08 & -3,68 & 438,69 & -396,45 \\ -1,23 & -1,87 & -396,43 & 419,58 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 91,78 & 77,62 & 14,04 & 14,12 \\ 77,62 & 86,99 & 14,02 & 14,07 \\ 14,07 & 14,2 & 86,99 & 77,62 \\ 14,12 & 14,04 & 77,62 & 91,78 \end{bmatrix} \text{ Ом;}$$

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \\ \tau_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5,13 \\ 5,49 \\ 9,64 \\ 9,66 \end{bmatrix} \text{ нс/м.}$$

На рисунке 4.10 представлены результаты вычисления временного отклика на выходе ПСМР. Погонные задержки мод численно равны $\tau_1 - 5,13$ нс/м, $\tau_2 - 5,49$ нс/м, $\tau_3 - 9,64$ нс/м, $\tau_4 - 9,66$ нс/м: по времени прихода импульсов вычислено, что в синфазном режиме импульс И1 формируется модой с погонной задержкой τ_2 , импульс И2 – τ_4 , в дифференциальном – τ_1 и τ_3 соответственно. Максимальная амплитуда на выходе звена ПСМР в синфазном режиме определяется импульсом И4 и составляет 116 мВ, в дифференциальном – импульсом И2 и 130 мВ соответственно. Частотные зависимости $|S_{21}|$ ПСМР показаны на рисунке 4.11.

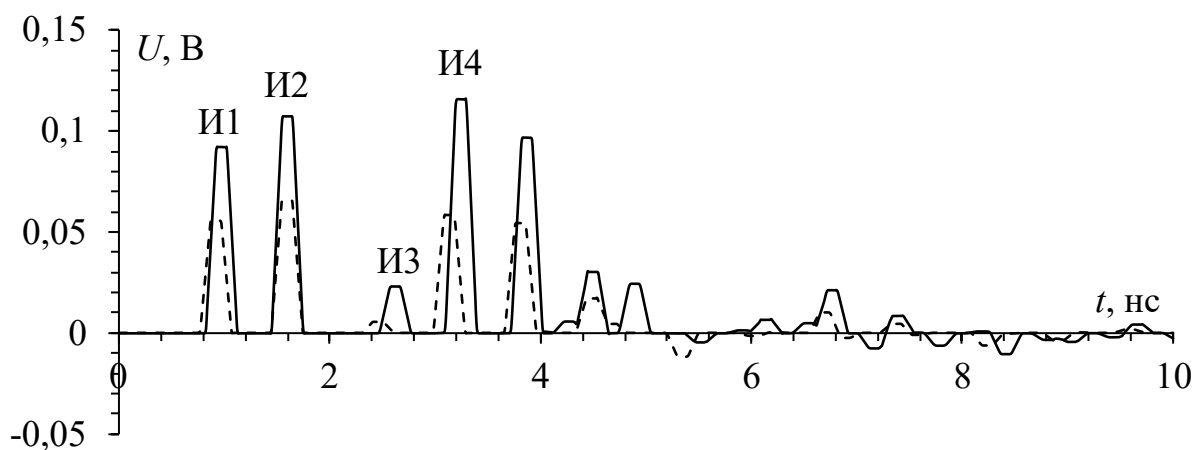


Рисунок 4.10 – Формы напряжения на выходе ПСМР, в синфазном (—) и дифференциальном режимах (---)

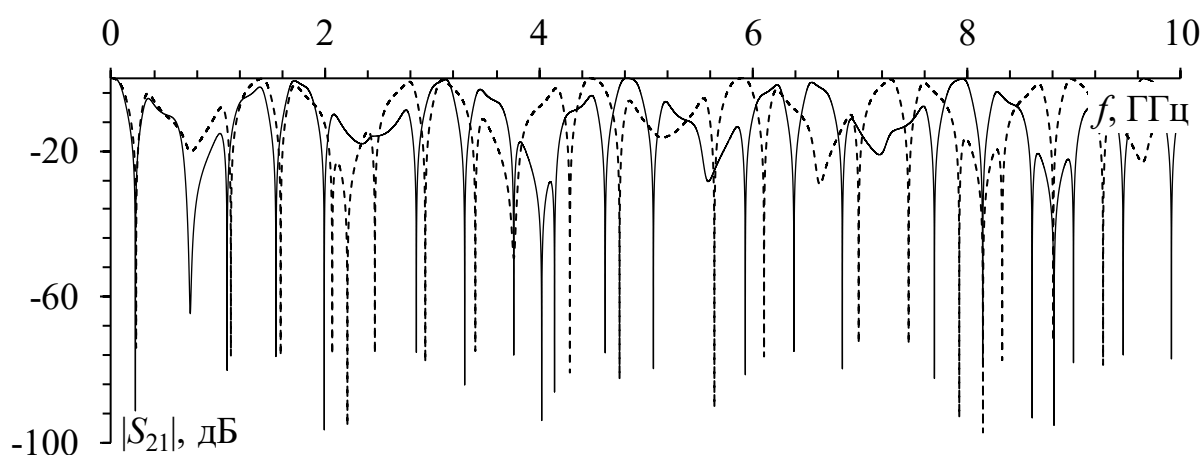


Рисунок 4.11 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ ПСМР в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах

Частоты среза f_c ПСМР составили 96,8 МГц в синфазном и 107,9 МГц в дифференциальном режимах соответственно.

4.1.3 Разработка планарного гибридного устройства защиты

Использование планарной технологии открывает возможность гибридизации пассивного ПФ с ПСМР для создания устройства защиты, работающего в синфазном и дифференциальном режимах. Такой подход является перспективным направлением, способствующему повышению эффективности, в том числе компенсирует низкое время срабатывания звена ПФ и снижает широкую полосу пропускания ПСМР. Схемы электрические принципиальные гибридного устройства защиты приведены на рисунке 4.12.

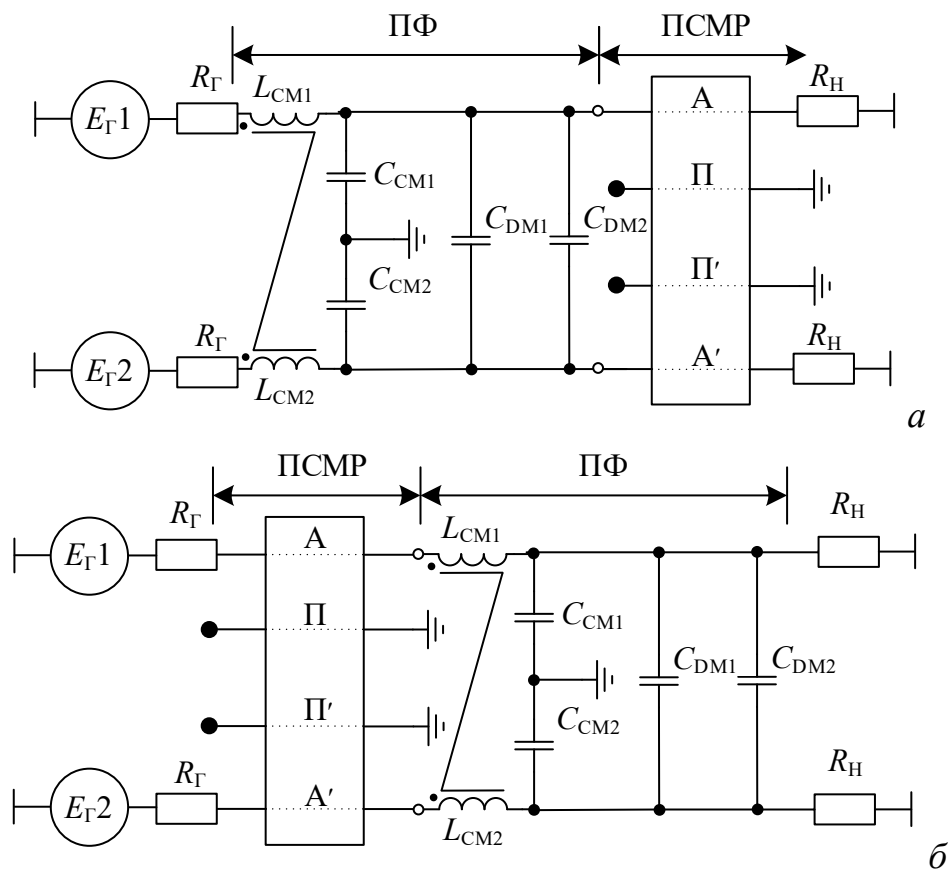


Рисунок 4.12 – Схемы электрические принципиальные гибридного устройства защиты: ПФ + ПСМР (а), ПСМР + ПФ(б)

Для определения последовательности расположения устройств защиты подлежащих гибридизации, рассмотрено две возможные конфигурации включения: ПСМР + ПФ и ПФ + ПСМР. Использованы следующие номиналы элементов: сопротивления $R_H = R_\Gamma = 50 \text{ Ом}$, КЗ – 1 мОм, ХХ – 1 МОм. Индуктивности обмоток синфазного дросселя $L_{CM1,2} = 17,2 \text{ нГн}$, емкости конденсаторов $C_{CM1,2}$ и $C_{DM1,2} = 320 \text{ пФ}$. В качестве типового помехового воздействия использован типовой СКИ трапецевидной формы, общей длительностью 300 пс. Амплитуды э.д.с. в синфазном режиме составили $E_{\Gamma 1} = E_{\Gamma 2} = 1 \text{ В}$, а в дифференциальном – $E_{\Gamma 1} = 0,5 \text{ В}$, $E_{\Gamma 2} = -0,5 \text{ В}$.

Временные отклики на выходе рассматриваемых конфигурации гибридного устройства защиты в синфазном и дифференциальном режимах приведены на рисунке 4.13.

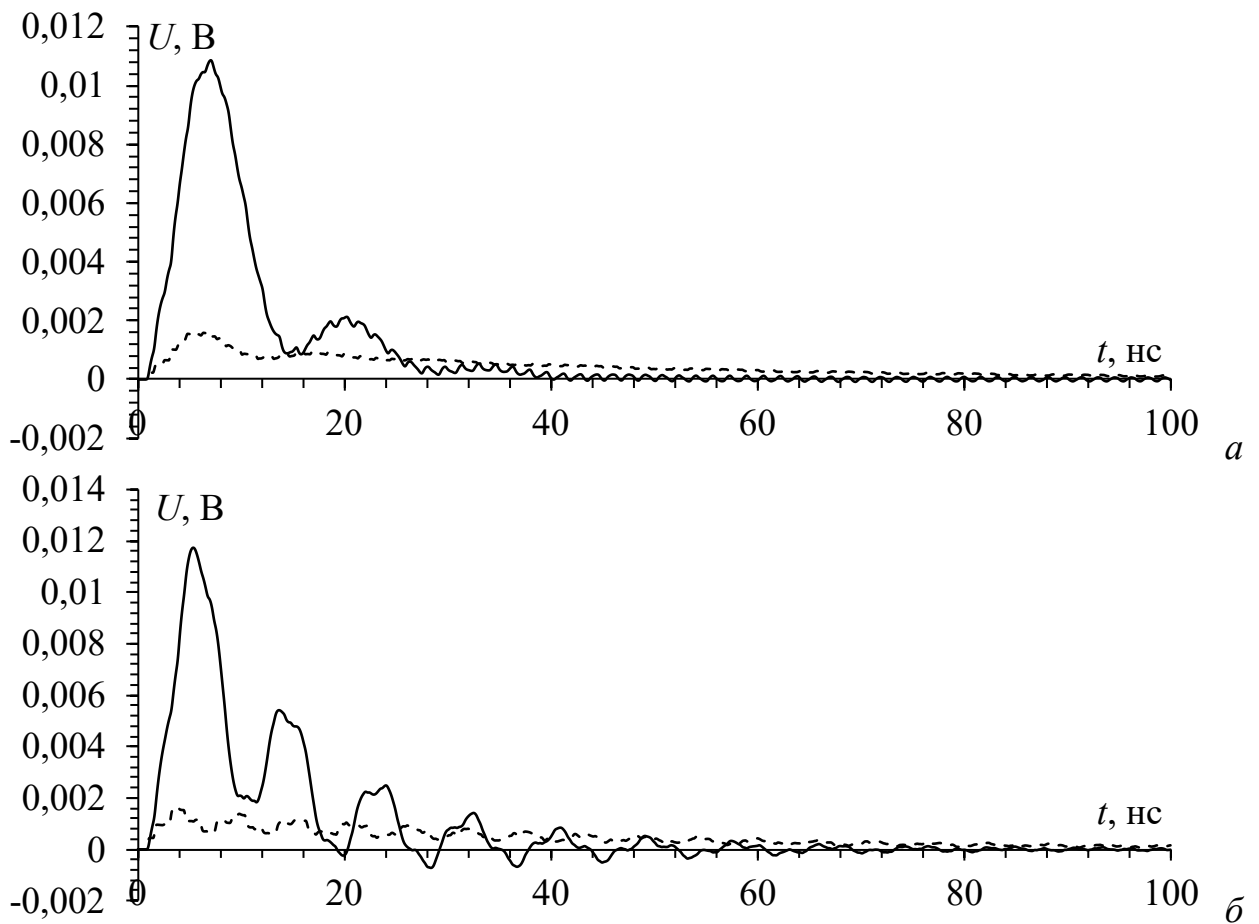


Рисунок 4.13 – Формы напряжений на выходе устройства в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах: ПФ + ПСМР (а), ПСМР + ПФ (б)

Максимальная амплитуда напряжения $U_{\max}$ на выходе устройства в ПФ + ПСМР составила 10,8 и 1,5 мВ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно. Уровни вносимого ослабления составили 33,8 и 50,5 дБ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно. Максимальная амплитуда напряжения $U_{\max}$ на выходе устройства в конфигурации ПСМР + ПФ составила 11,7 и 1,6 мВ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно. Уровни вносимого ослабления составили 32,6 и 49,8 дБ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно. Отличие между формами и амплитудами сигналов на выходе устройства в синфазном и дифференциальном режимах обусловлено разным значением импеданса цепей ПФ.

Частотные зависимости $|S_{21}|$ рассматриваемых конфигураций гибридного устройства приведены на рисунке 4.14. Частоты среза f_c для конфигурации ПФ + ПСМР составили 20,1 МГц в синфазном и 3,9 МГц в дифференциальном

режимах соответственно, для конфигурации ПСМР + ПФ – 18,9 и 3,9 МГц соответственно.

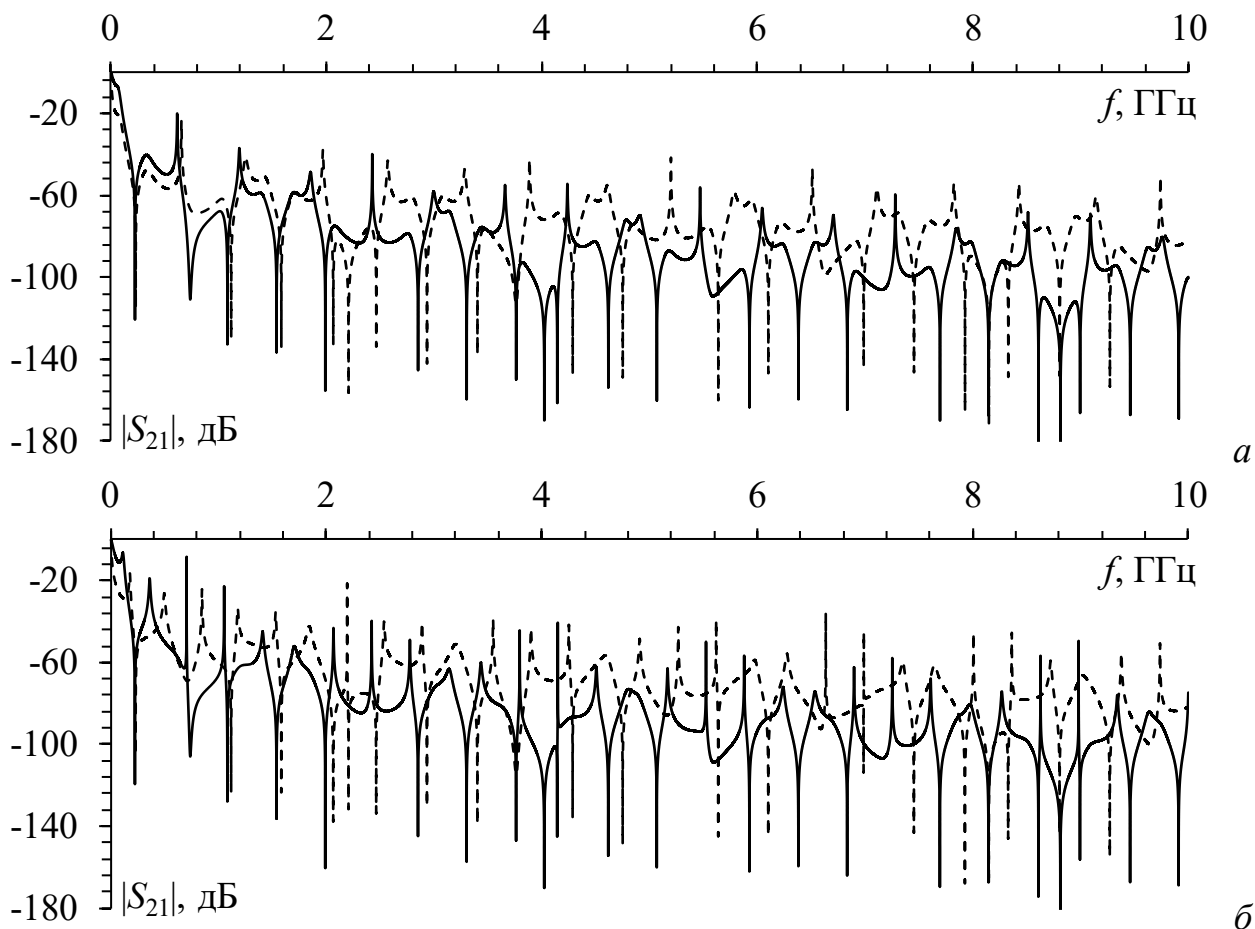


Рисунок 4.14 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ гибридного устройства защиты в синфазном (—) и дифференциальном (---) режимах для конфигураций: ПФ + ПСМР (а) ПСМР + ПФ (б)

На основе анализа частотно-временных зависимостей, выбрана конфигурация ПСМР + ПФ: несмотря на то, что значения амплитуды импульсов на выходе устройства на 8,3 % в синфазном и на 6,6 % в дифференциальном режимах выше, чем в варианте ПФ + ПСМР, такая конфигурация обладает на 6,3 % более низкой частотой среза в синфазном режиме. Частоты среза в дифференциальном режиме для обеих схем включения одинаковы (3,9 МГц). Дополнительно, расположение ПСМР на входе гибридного устройства защиты, позволяет раскладывать помеховый сигнал на последовательность импульсов с меньшей амплитудой, при этом пассивный ПФ, при помощи LC компонентов с распределенными параметрами, обеспечивает дополнительное ослабление за счет частотной селекции.

4.2 Методика проектирования планарных гибридных устройств защиты

На основе полученных результатов сформулирована и описана методика проектирования планарного гибридного устройства защиты, за счет совместного использования ПСМР и пассивного ПФ для компенсации недостатков друг друга. Данная методика состоит из нескольких этапов, обобщающих подходы из [89], [93] и [115] и апробирована в [126].

1. Формулирование требований, предъявляемых к гибридному устройству защиты: на данном этапе формулируются ключевые технические требования, например, возможность ослабления СКИ одновременно в синфазном и дифференциальном режимах, оценка возможности использования пассивной электронно-компонентной базы с распределенными или сосредоточенными параметрами, учет особенностей технологического процесса, используемого производителем печатных плат, а также допустимые массогабаритные ограничения.

2. Выбор и обоснование топологии гибридного устройства защиты: на основе сформированных технических требований, выполняется анализ возможностей гибридизации схмотехнических решений и применение методов улучшения ЭМС (экранирование, каскадирование, минимизация взаимовлияний элементов структуры).

3. Проработка конструктивного исполнения устройства защиты: на данном этапе формируются возможности размещения компонентов и их соединения, а также производится учет их взаимовлияния. Выбор и обоснование требований к используемым материалам, например, диэлектрическим подложкам, изолирующим материалам и проводникам исходя из требуемых электрических параметров и технологических норм.

4. Проектирование первого защитного устройства входящего в состав гибридного устройства защиты: на основе выбранной топологии и конструкторского исполнения, выполняется разработка и проектирование ПСМР. Производится выбор связи между проводниками (лицевая либо торцевая); выбор

параметров поперечного сечения (ширина, высота проводников, толщина диэлектрических подложек и расстояние между ними) и длины; расчет матриц погонных параметров и анализ модальных характеристик; получение временного отклика на выходе устройства.

5. Проектирование второго устройства защиты входящего в состав гибридного устройства защиты: по аналогии с ПСМР, выполняется разработка и проектирование пассивного ПФ – производится выбор структуры планарных LC-элементов с последующим расчетом, по критериям максимизации номиналов и минимизации занимаемой площади; разработка многослойной структуры, схемы взаимных связей и соединений.

6. Объединение звеньев: на данном этапе производится коррекция геометрии и номиналов элементов гибридного устройства защиты после объединения в одно устройство, для достижения минимальных массогабаритных показателей и максимального уровня ослабления СКИ. А также проверяется корректность и реализуемость межсоединений.

7. Верификация результатов: проверка характеристик на соответствие требованиям.

4.3 Основные результаты и выводы

В разделе представлены результаты исследования и разработки планарного гибридного устройства защиты, основанного на последовательном соединении ПСМР и пассивного ПФ, для защиты РЭС от помеховых СКИ в синфазном и дифференциальном режимах:

1. Рассмотрены варианты компоновки индуктивных элементов пассивного ПФ. Сформулированы ограничения и предложены рекомендации для дальнейшего улучшения топологии пассивного ПФ.

2. Определена топология, используемые материалы, размеры и номиналы индуктивных, емкостных планарных элементов пассивного ПФ и элементов ПСМР.

3. Рассмотрены две последовательности соединения: ПФ + ПСМР и ПСМР + ПФ. Выявлено, что последовательное соединение звеньев гибридного устройства защиты в варианте ПСМР + ПФ обеспечивает амплитуды импульсов на выходе устройства на уровне 11,7 и 1,6 мВ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно, что незначительно (на 8,3 и 6,6 % соответственно) выше, по сравнению с конфигурацией ПФ + ПСМР. Отмечено, что частота среза в дифференциальном режиме для обеих последовательностей соединения остается неизменной (3,9 МГц), при этом в синфазном режиме наблюдается снижение на 6,3%, до уровня 14,3 МГц.

4. На основе полученных результатов сформулирована и описана методика разработки планарного гибридного устройства защиты РЭС на основе последовательного соединения ПСМР и пассивного ПФ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги исследования

Основные результаты работы, полученные проверенными методами, опубликованы и апробированы, позволили достигнуть следующих результатов:

1. Разработано и исследовано устройство защиты от сверхкоротких импульсов, выполненное на основе центрально-симметричного поперечного сечения с лицевой связью, обеспечивающее ослабление помеховых воздействий в синфазном и дифференциальном режимах за счёт усиленной электромагнитной связи между активными и пассивными проводниками и применения оконечных нагрузок в режимах ХХ–КЗ. Вносимое затухание экранированного центрально-симметричного устройства защиты составляет до 10,5 дБ в синфазном режиме и 12,1 дБ в дифференциальном режиме, а при реализации каскадного исполнения достигает 19–25 дБ в зависимости от формы импульсного воздействия

2. Проанализировано влияние расположение проводников на внешних и внутренних слоях устройств защиты, а также диэлектрического заполнения воздухом и РПМ.

3. Разработано и запатентовано устройство защиты на основе полосковой структуры с лицевой связью, защищающее от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах и отличающиеся центрально-симметричным расположением проводников на общем диэлектрическом основании. Максимальное напряжение импульсов на выходе устройства защиты составило 99 мВ для синфазного и 93 мВ для дифференциального режимов, при этом вносимые потери составили 14,05 дБ и 14,54 дБ соответственно, что доказывает техническую возможность ослабления СКИ.

4. Разработаны и исследованы характеристики устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур. Экспериментально определены значения коэффициентов ослабления в обоих режимах. Для 6-проводной структуры коэффициент ослабления относительно половины э.д.с. в дифференциальном режиме составил 35,7, в синфазном – 34,7. Для 8-проводной структуры 25,2 и 46,3

соответственно. Частоты среза определены путем электродинамического моделирования, поскольку измерительное оборудование не позволяло проводить измерения ниже 10 МГц. Для 6-проводной структуры 6 МГц, для 8-проводной – 6,1 МГц в обоих режимах. Максимальная длительность входного импульса, при которой происходит полное модальное разложение, рассчитана, в связи со специфической геометрией многопроводных структур, с помощью альтернативного подхода, когда вместо расчёта по минимальной разности погонных задержек отдельных мод, используется минимальный временной интервал между импульсами, формирующимися на выходе структуры, которые всегда будут формироваться суперпозицией мод, и именно между этими импульсами возможно достоверное временное разделение. В этом случае максимальная длительность входного импульса, при которой он разложится на отдельные выходные компоненты, составляет 7 нс для 6-проводной и 7,03 нс для 8-проводной структур (при длине линии $l=1$ м).

5. Разработано и запатентовано устройство защиты на основе 6-проводной полосковой структуры, защищающее от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах.

6. Разработано планарное гибридное устройства защиты на основе совместного использования пассивного ПФ и ПСМР. Рассмотрены две последовательности соединения: ПФ + ПСМР и ПСМР + ПФ. Выявлено, что последовательное соединение звеньев гибридного устройства защиты в варианте ПСМР + ПФ обеспечивает амплитуды импульсов на выходе устройства на уровне 11,7 и 1,6 мВ, а значения вносимого ослабления составили 32,6 и 49,8 дБ в синфазном и дифференциальном режимах соответственно, что незначительно (на 8,3 и 6,6 % соответственно) выше, по сравнению с конфигурацией ПФ + ПСМР. Отмечено, что частота среза в дифференциальном режиме для обеих последовательностей соединения остается неизменной (3,9 МГц), при этом в синфазном режиме наблюдается снижение на 6,3%, до уровня 14,3 МГц.

По результатам исследования опубликованы 13 докладов, индексируемых в WoS/Scopus, 5 статей в журнале из перечня ВАК (из них 3 в журналах ВАК по

научной специальности 2.2.13), 12 докладов в трудах отечественных конференций, 3 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ и 2 патента. Результаты исследования использованы в ряде НИР, в учебном процессе ТУСУРа, а также в АО «Решетнев», г. Железногорск.

Таким образом, поставленные цель и задачи выполнены. В работе решена задача по защите РЭС от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах, что имеет значение для обеспечения ЭМС радиотехнических систем и устройств, включая системы связи и телевидения.

Рекомендации

1. При проектировании устройств защиты на основе связанных линий передачи рекомендуется использовать оконечные нагрузки пассивных линий в режимах ХХ на ближнем конце и КЗ на дальнем конце, так как данная конфигурация обеспечивает наибольшие значения вносимого затухания.

2. Для обеспечения стабильности защитных характеристик при переключении и резервировании каналов рекомендуется применять конфигурации с одинаковыми электрическими характеристиками проводников до и после переключения, особенно в случаях, когда требуется сохранение уровней затухания в дифференциальном режиме.

3. Для обеспечения стабильности защитных характеристик при переключении и резервировании каналов рекомендуется применять конфигурации с одинаковыми электрическими характеристиками проводников до и после переключения, особенно в случаях, когда требуется сохранение уровней затухания в дифференциальном режиме.

4. Устройства защиты, работающие в синфазном и дифференциальном режимах, на основе 6- и 8-проводных структур с модальным разложением, оптимальны для защиты цепей питания и низкоскоростных интерфейсов (до 6 МГц) в критически важных отраслях (авиация, космос, энергетика) благодаря высокому ослаблению помех и высокой надежности пассивной конструкции. Выбор между 6- и 8-проводной структурами позволяет сбалансировать

требования к ослаблению в разных режимах, массогабаритным показателям и электрической прочности в зависимости от конкретного приложения.

5. Для защиты современной РЭС от кондуктивных помех необходимо использование в составе устройств защиты современных диэлектрических материалов, обладающих повышенной диэлектрической проницаемостью

6. Результаты исследования могут быть применены в образовательном процессе высших учебных заведений.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Оптимизация геометрических параметров поперечного сечения устройств защиты с учетом реальных потерь в проводниках и диэлектриках, а также влияния технологических отклонений при серийном изготовлении печатных плат.

2. Исследование каскадных экранированных устройств защиты с увеличенным числом каскадов и различными соотношениями длин участков для достижения более высоких значений вносимого затухания.

3. Выполнение экспериментальных исследований устройств защиты при воздействии различных типов сверхкоротких импульсов, регламентированных действующими стандартами, с целью уточнения области применимости предложенных технических решений.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АК	Аттенюатор коаксиальный
АС	Анализатор сигналов
ВАЦ	Векторный анализатор цепей
ВО	Временной отклик
ГА	Генетический алгоритм
ГД	Головка детекторная
ДКСВ	Детектор коэффициента стоячей волны
ИП	Измерительный приёмник
ИО	Испытуемый объект
КЗ	Короткое замыкание
МР	Модальное резервирование
НО	Направленный ответвитель
ОП	Опорный проводник
ПК	Персональный компьютер
ПЛ	Полосковая линия
ПО	Программное обеспечение
ПП	Печатная плата
ПС	Преобразователь стробоскопический
ПСМР	Полосковая структура с модальным разложением
ПФ	Помехоподавляющий фильтр
РЭС	Радиоэлектронные средства
РПМ	Радиопоглощающий материал
САПР	Система автоматизированного проектирования
САЦ	Скалярный анализатор цепей
СВЧ	Сверхвысокочастотный
СКИ	Сверхкороткий импульс
СН	Согласованная нагрузка

СШП	Сверхширокополосный
ФИ	Формирователь импульсов
ХХ	Холостой ход
ЦФ	Целевая функция
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ЭМП	Электромагнитные помехи
ЭЭ	Эффективность экранирования

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Кечиев, Л.Н. Зарубежные военные стандарты в области ЭМС / Л.Н. Кечиев, Н.В. Балюк. – М.: Грифон, 2014. – 448 с.
2. Кечиев, Л.Н. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры: инженерное пособие / Л.Н. Кечиев. – М.: Грифон, 2019. – 720 с.
3. Заболоцкий, А.М. Электромагнитная совместимость: модальные технологии: учебное пособие / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: ТУСУР, 2018. – 132 с.
4. Гурина, Л.А. Электромагнитные помехи и методы защиты от них: учеб. пособие / Л.А. Гурина. – Благовещенск: Амурский гос. ун-т, 2006. – 105 с.
5. Ott, H.W. Electromagnetic compatibility engineering / H.W. Ott. – New York: Wiley, 2009. – 843 p.
6. Куликова, Л.В. Основы электромагнитной совместимости: учебник / Л.В. Куликова, О.К. Никольский, А.А. Сошников. – 4-е изд., стер. – М.: Директ-Медиа, 2020. – 405 с.
7. Абдулвелеев, И.Р. Электромагнитная совместимость электротехнических систем: учеб. пособие / И.Р. Абдулвелеев. – М.; Вологда: Инфра-Инженерия, 2023. – 84 с.
8. Стукалов, С.Б. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем: учеб. пособие / С.Б. Стукалов. – Воронеж: ООО «МИР», 2019. – 64 с.
9. Fuchs, E. Power quality in power systems, electrical machines, and power-electronic drives / E. Fuchs, M. Masoum. – San Diego: Academic Press/Elsevier, 2023. – 1282 p.
10. ГОСТ Р 32132.3–2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Низковольтные источники питания постоянного тока. Требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2014. – 34 с.
11. Rohde & Schwarz. Кондуктивные помехи в преобразователях постоянного тока – моделирование и измерение [Электронный ресурс]: офиц. сайт Rohde & Schwarz. Режим доступа: <https://www.rohde-schwarz.com/cac/applications/->

- application-card_56279-1125376.html (дата обращения: 15.08.2024).
12. Gazizov, T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // The 18th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Munich, Germany, 2007. – P. 273–276.
 13. ГОСТ CISPR 24–2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование информационных технологий. Устойчивость к электромагнитным помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2013. – 40 с.
 14. CISPR 14-1–2015. Электромагнитная совместимость. Требования для бытовых приборов, электрических инструментов и аналогичных аппаратов. Ч. 1. Электромагнитная эмиссия. – М.: Стандартинформ, 2016. – 65 с.
 15. Газизов, Т.Р. Основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2022. – 138 с.
 16. Mainali, K. Conducted EMI mitigation techniques for switch-mode power converters: A survey / K. Mainali, R. Oruganti // IEEE Trans. Power Electron. – 2010. – Vol. 25. – No. 9. – P. 2344–2356.
 17. Narayanasamy, B. A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters / B. Narayanasamy, F. Luo // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2019. – Vol. 61. – No. 6. – P. 2040–2049.
 18. ЕМІ фильтры Murata [Электронный ресурс]: офиц. сайт KIT-Electronics. Режим доступа: <https://kit-e.ru/emi-filtry-murata/> (дата обращения: 15.11.2024).
 19. Подавление помех с помощью фильтров EMIFIL. Руководство по применению [Электронный ресурс]: электрон. версия документа. Режим доступа: https://www.platan.ru/docs/library/Murata_EMI_examples.pdf (дата обращения: 15.11.2024).
 20. ЭМС-фильтры TDK-EPSCOS [Электронный ресурс]: офиц. сайт. Режим доступа: https://old.ferrite.ru/products/emc_components/ (дата обращения: 14.11.2024).
 21. Входные и выходные ЕМІ фильтры POWTECH [Электронный ресурс]:

- офиц. сайт OLIL. Режим доступа: <https://olil.ru/product/vhodnye-i-vyходные-emi-filtry-powtech/> (дата обращения: 15.11.2024).
22. CW4L2 ЭМИ фильтры. Руководство по эксплуатации [Электронный ресурс]: электрон. версия документа. Режим доступа: https://darxton.ru/files/_misc/fla/fla3790d-cf5f-11eb-8e3d-000c29fafacd.pdf (дата обращения: 13.11.2024).
 23. Горин, А. Способы уменьшения электромагнитных помех [Электронный ресурс]: электрон. версия статьи // Электромагнитная совместимость в электронике. – 2021. – С. 1–4. Режим доступа: <https://emc-e.ru/wp-content/uploads/04157.pdf> (дата обращения: 13.11.2024).
 24. Костелецкий, В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады ТУСУР. – 2022. – №1(25). – С. 37–47.
 25. Гореев, А. Защита от кондуктивных помех с помощью фильтров EPCOS // Силовая электроника. – 2016. – №1. – С. 7–12.
 26. Собко, А.А. Обзор пассивных устройств подавления кондуктивных электромагнитных помех // Электронные средства и системы управления: материалы Междунар. науч.-практ. конф. – Томск: ТУСУР, 2018. – №1–1. – С. 304–308.
 27. Di Piazza, M.C. EMI reduction in DC-fed electric drives by active common-mode compensator / M.C. Di Piazza, M. Luna, G. Vitale // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2014. – Vol.56. – No. 5. – P. 1067–1076.
 28. Никитин, М. Компактные ЕМІ-фильтры SynQor для гражданских и военных применений // Электронные компоненты. – 2011. – №2. – С. 12–17.
 29. Жданкин, В. Модули фильтрации и защиты от перенапряжений для питающих сетей постоянного тока // Современная электроника. – 2014. – №2. – С. 34–39.
 30. MIL-STD-461F–2007. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment [Электронный ресурс]: электрон. версия стандарта. Режим доступа: <https://rfimmunity.com/wp->

- content/uploads/2017/04/MIL-STD-461F.pdf (дата обращения: 14.11.2024).
31. Пат. на изобретение №2746260 РФ. Конденсаторная батарея-фильтр / И.Н. Джус. – Заявка №2020133096; заявл. 08.10.20; опубл. 12.04.21; Бюл. №11.
 32. Пат. на полезную модель №193304 РФ. Фильтр входной помехоподавляющий / Д.Н. Моргунов, С.В. Машков, С.И. Васильев. – Заявка №2019108074; заявл. 21.03.19; опубл. 23.10.19; Бюл. №30.
 33. ГОСТ 30805.22–2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование информационных технологий. Радиопомехи промышленные. Нормы и методы измерений. – М.: Стандартинформ, 2014. – 64 с.
 34. Пат. на изобретение №2741069 РФ. Индуктивно-емкостный фильтр / Д.Н. Борисенко, А.А. Жохов, Б.С. Редькин. – Заявка №2020113962; заявл. 03.04.20; опубл. 22.01.21.
 35. Пат. на изобретение №2658905 РФ. Синфазный фильтр импульсного преобразователя / И.Н. Джус. – Заявка №2017119918; заявл. 07.06.17; опубл. 26.06.18.
 36. Пат. на полезную модель №202413 РФ. Помехоподавляющий фильтр переменного тока в модульном исполнении / Ю.П. Лепеха. – Заявка №2020138741; заявл. 26.11.20; опубл. 17.02.21.
 37. Пат. на полезную модель №202390 РФ. Помехоподавляющий фильтр постоянного тока в модульном исполнении / Ю.П. Лепеха. – Заявка №2020138739; заявл. 26.11.20; опубл. 16.02.21.
 38. Пат. на изобретение №2749558 РФ. Способ изготовления линии электропередачи со спиральным поперечным сечением и устройство на его основе / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, И.И. Николаев, А.В. Демаков, А.А. Дроздова. – Заявка №2020131977; заявл. 29.09.20; опубл. 15.06.21.
 39. Пат. на полезную модель №194412 РФ. Помехоподавляющий кабель / И.А. Баранов, С.Н. Петров. – Заявка №2019135718; заявл. 07.11.19; опубл. 11.12.19.
 40. Пат. на изобретение №2822924 РФ. Помехозащищенная силовая шина

- электропитания / М.Е. Комнатнов, А.А. Дроздова, И.И. Николаев, Т.Р. Газизов. – Заявка №2024103349; заявл. 12.02.24; опубл. 16.07.24.
41. Krzikalla, R. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses / R. Krzikalla, T. Weber, J.L. Ter Haseborg // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Istanbul, Turkey, 2003. – Vol. 2. – P. 1313–1316.
 42. Пат. на изобретение №2817634 РФ. Способ компоновки дифференциальной пары для цепей с модальным резервированием на основе зеркально-симметричной полосковой структуры / А.М. Заболоцкий, С.В. Власов, Е.С. Жечев. – Заявка №2023125759; заявл. 09.10.23; опубл. 17.04.24.
 43. IEC 61000-2-13:2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-13: Environment – High-power electromagnetic (HPEM) environments – Radiated and conducted [Электронный ресурс]: офиц. сайт ФГУП «Стандартинформ». – Режим доступа: <https://www.gostinfo.ru/catalog/Details/?id=3644256> (дата обращения: 31.03.2025).
 44. Ямамото Х. Методы снижения синфазных и дифференциальных помех при проектировании электронных изделий //Компоненты и технологии. – 2015. – №. 10. – С. 113-116.
 45. Jiang W. et al. Dual-mode dual-band balanced filter with high differential-mode frequency selectivity and enhanced common-mode suppression //2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. – IEEE, 2015. – P. 1-3.
 46. Horestani A. K., Mrozowski M. Planar balanced filters with ultrawide band common-mode suppression and tunable notch //2021 IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop (IMFW). – IEEE, 2021. – P. 208-210.
 47. Zhou P., Shi Y., Tang W. Multi-Mode and Ultra-Wideband Common-Mode Filter Based on Asymmetric Short-Stub Loaded Resonator //2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). – IEEE, 2019. – С. 1-3.
 48. Chen X., Yang T., Chi P. L. Arbitrary-order balanced filter with reflectionless characteristics for both common-and differential-mode signals //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2021. – Т. 31. – №. 6. – С. 553-556.

49. Sans M. et al. Optimized wideband differential-mode bandpass filters with broad stopband and common-mode suppression based on multi-section stepped impedance resonators and interdigital capacitors //2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). – IEEE, 2017. – С. 10-12.
50. Sans M. et al. Compact wideband balanced bandpass filters with very broad common-mode and differential-mode stopbands //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2018. – Т. 66. – №. 2. – С. 737-750.
51. Kumar M., Jayaraman K. Design of a modified single-stage and multistage EMI filter to attenuate common-mode and differential-mode noises in SiC inverter //IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2021. – Т. 10. – №. 4. – С. 4290-4302.
52. Chen X., Yang T., Chi P. L. Tunable first-order balanced filter with reflectionless characteristics for both common-and differential-mode signals //2021 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). – IEEE, 2021. – С. 1-3.
53. Zhang Y. et al. High-performance common-and differential-mode reflectionless balanced band-pass filter using coupled ring resonator //IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2021. – Т. 69. – №. 3. – С. 974-978.
54. Penugonda S. et al. Reduction of mode conversion of differential-mode noise to common-mode noise by printed circuit board modification for unbalanced EMI filter network //2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium. – IEEE, 2021. – С. 261-264.
55. Газизов, Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Технологии ЭМС. – 2006. – №4 (19). – С. 40–44.
56. Костелецкий В.П. Разработка устройства защиты от сверхкоротких импульсов для цепей электропитания бортовой радиоэлектронной аппаратуры/ В.П. Костелецкий, Е.Б. Черникова, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Журнал радиоэлектроники. 2022. №8. С. 1–19.

57. Костелецкий В.П. Устройства защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах: дис. ... канд. техн. наук: 2.2.13 / Костелецкий Валерий Павлович. – Томск, 2022. – 210 с.
58. Kosteletskii, V. Cascade configuration of modal filters for power bus protection in differential and common modes / V. Kosteletskii // *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*. – 2021. – Vol. 15. – P. 666-671.
59. Kosteletskii V. P., Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. Designing a low-mass, high-current modal filter for the spacecraft power bus // *Journal of Physics: Conference Series*. – IOP Publishing, 2021. – T. 1862. – №. 1. – С. 012019.
60. Sheshadri, H. Use of Simulation in EMC optimization / H. Sheshadri, B. Nayak, A. Kamath // *International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (INCEMIC)*. – Bengaluru, India, 2018. – P. 1–4.
61. Газизов, Т.Р. Квазистатическое и электродинамическое моделирование модальных явлений в многопроводных структурах / Т.Р. Газизов, Е.С. Долганов, П.Е. Орлов // *Инфокоммуникационные технологии*. – 2011. – Т.9, №4. – С. 96–100.
62. Paul, C.R. *Analysis of Multiconductor Transmission Lines* / C.R. Paul. – Wiley-IEEE Press, 2007. – 584 p.
63. Bogatin, E. *Signal and Power Integrity – Simplified* / E. Bogatin. – 3rd ed. – Prentice Hall, 2018. – 793 p.
64. Wadell, B.C. *Transmission Line Design Handbook* / B.C. Wadell. – Artech House, 1991. – 534 p.
65. Куксенко, С.П. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов, А.А. Квасников и др. // *Наноиндустрия*. – 2023. – Т.16, №S9-1(119). – С. 170–178.
66. Система TUSUR.EMC – программный комплекс для моделирования задач электромагнитной совместимости [Электронный ресурс]: официальный сайт производителя ПО. – Режим доступа: <https://emc.tusur.ru/talgat-software/>

(дата обращения: 30.06.2025).

67. Harrington, R.F. Field Computation by Moment Methods / R.F. Harrington. – Wiley-IEEE Press, 1993. – 219 p.
68. Банков, С.Е. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР / С.Е. Банков, А.А. Курушин. – М., 2008. – 276 с.
69. CST Studio Suite® [Электронный ресурс]: официальный сайт производителя ПО. – Режим доступа: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/> (дата обращения: 30.06.2025).
70. Davidson, D.B. Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering / D.B. Davidson. – Cambridge: Cambridge University Press, 2005. – 433 p.
71. Раушер, К. Основы спектрального анализа / К. Раушер, Ф. Йанссен, Р. Минихольд ; пер. с англ. – М. : Горячая линия-Телеком, 2006. – 224 с.
72. Кумков, С.И. Основы теории сигналов: учебное пособие / С.И. Кумков, А.В. Цветков. – Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2023. – 114 с.
73. Orlov, P. Contactless Modal Phenomena Based Approach to Detecting, Identifying, and Diagnosing of Electrical Connections / P. Orlov, T. Gazizov // Complexity. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–12.
74. Kosteletskii, V.P. Method for experimental study of circuits with triple modal reservation in time and frequency domains / V.P. Kosteletskii, A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev // 2022 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). – Magnitogorsk, Russia, 2022. – P. 1–6.
75. ГОСТ 30805.22–2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование информационных технологий. Радиопомехи промышленные. Нормы и методы измерений. – М.: Стандартинформ, 2013. – 64 с.
76. Griffith, J.M. Time-domain simulation of interconnects with suspension example // IEEE Transactions on Magnetics. – 2002. – Vol. 38, No. 4. – P. 1825–1829.
77. EC 61967-8:2011. Integrated circuits – Measurement of electromagnetic

emissions – Part 8: Measurement of radiated emissions – IC stripline method [Электронный ресурс]: электрон. версия междунар. стандарта. – Режим доступа:

<https://cdn.standards.iteh.ai/samples/17028/fdfb07dcb03f489d964af9a1ce1039eb/IEC-61967-8-2011.pdf> (дата обращения: 30.06.2025).

78. ГОСТ ИСО 11452-3-2007. Транспорт дорожный. Методы испытаний компонентов на устойчивость к воздействию узкополосного излучения электромагнитной энергии. Часть 3. Камера поперечной электромагнитной волны (ТЕМ-камера) [Электронный ресурс]: электрон. версия междунар. стандарта (IDT ISO 11452-3:2001). – Режим доступа: <https://www.emctestlab.ru/upload/iblock/4be/f5f0kvlrn9w1kg686tt0qnic6cn6ss5u.pdf> (дата обращения: 30.06.2025).
79. Komnatnov, M.E. Stripe line for assessing the stability of radioelectronic means to the impact of electromagnetic radiation in the frequency range up to 3 GHz / M.E. Komnatnov, S.A. Ternov // EMC Technologies. – 2017. – № 3(62). – P. 44–53.
80. Lakoza, A.M. The Efficiency of Conductor Placement in Circuits with Single Modal Redundancy in Differential and Common Modes / A.M. Lakoza, V.P. Kosteletsky // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Novosibirsk, Russian Federation, 2023. – P. 1210–1214.
81. Lakoza, A.M. Influence of Conductor Arrangement and Termination Loads on Modal Redundancy Efficiency in a Four-Conductor Modal Filter / A.M. Lakoza, V.P. Kosteletskii, E.B. Chernikova // 2024 International Russian Automation Conference (RusAutoCon). – Sochi, Russia, 2024. – P. 813–818.
82. Lakoza, A.M. Evaluation of the Efficiency of Conductor Placement Under Different Types of Pulse Interference in Differential and Common Modes / A.M. Lakoza, V.P. Kosteletskii // 2024 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Sochi, Russia, 2024. – P. 392–397.

83. Лакоза, А.М. Разработка печатной платы с трехкратным модальным резервированием с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов / А.М. Лакоза, А.В. Медведев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1–1. – С. 224–227.
84. Nesterenko, A.K. Effect of Conductor and Dielectric Arrangement on the Protective Characteristics of Protection Devices in Common and Differential Modes / A.K. Nesterenko, V.P. Kosteletskii, A.M. Lakoza // 2024 International Russian Smart Industry Conference (SmartIndustryCon). – Sochi, Russia, 2024. – P. 720–725.
85. Lakoza, A.M. Estimating the Insertion Attenuation under Different Methods of Modal Redundancy in Differential and Common Modes / A.M. Lakoza, V.P. Kosteletskii, A.M. Zabolotsky // 2023 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). – Magnitogorsk, Russia, 2023. – P. 408–412.
86. Лакоза, А.М. Исследование способов модального резервирования в синфазном и дифференциальном режимах / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 26-й Всероссийской молодежной научной конференции. – Ульяновск, 2023. – С. 176–178.
87. Morozov, S.R. Quasi-Static Simulation of a Double-Sided PCB with Triple Modal Reservation / S.R. Morozov, A.M. Lakoza // 2022 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). – Magnitogorsk, Russia, 2022. – P. 324–329.
88. Лакоза, А.М. Обзор современных устройств фильтрации и защиты от кондуктивных электромагнитных помех в радиоэлектронных системах // Доклады ТУСУР. – 2024. – Т.27. – №4. – С. 31–46.
89. Костелецкий, В.П. Двухкаскадный экранированный модальный фильтр для работы в дифференциальном и синфазном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий, А.М. Лакоза // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2021. – № 4. – С. 127–133.
90. Лакоза, А.М. Вычисление временных откликов экранированного модального

- фильтра из двух каскадов в дифференциальном и синфазном режимах на воздействие типовых сверхкоротких импульсов / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления: материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2021. – № 1-2. – С. 47–49.
91. Лакоза, А.М. Влияние расположения проводников модального фильтра на ослабление сверхкороткого импульса в синфазном и дифференциальном режимах / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-27-2021): доклады (материалы) 27-й международной научно-практической конференции. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2021. – С. 134–139.
 92. Lakoza, A.M. Measuring Radiated Emission Levels and EMI Susceptibility of Protection Devices based on Modal Filtering / A.M. Lakoza, V.P. Kosteletsky, M.E. Komnatnov // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai, Russian Federation, 2022. – P. 214–217.
 93. Пат. на изобретение №2823269 С1 РФ. Полосковая структура с лицевой связью, защищающая от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Лакоза, А.М. Заболоцкий, А.К. Нестеренко. – Заявка №2024101988; заявл. 27.01.2024; опубл. 22.07.2024, Бюл. №21.
 94. Костелецкий, В.П. Полосковая структура с лицевой связью, защищающая от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Лакоза, Е.Б. Черникова // Системы управления, связи и безопасности. – 2025. – № 3. – С. 159–169.
 95. Свид. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2023683460 РФ. Вычисление характеристик полосковой структуры с лицевой связью, защищающей от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Лакоза, А.М.

- Заболоцкий, А.К. Нестеренко; заявл. 27.10.2023; зарегистр. в Реестре программ для ЭВМ 08.11.2023.
96. Хажибеков, Р.Р. Исследование амплитудно-частотных характеристик модальных фильтров с пассивным проводником в виде последовательности отрезков линий передачи // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 31–36.
 97. IPC-2221A. Generic Standard on Printed Board Design / IPC. – Northbrook, Illinois: IPC, 2003. – 124 p.
 98. Кечиев, Л.Н. Помехоподавляющие фильтры. Методы проектирования: учеб. Пособие / Л.Н. Кечиев, А.Л. Бобков, П.В. Степанов. – М.: Московский государственный институт электроники и математики, 1999. – 36 с.
 99. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020665276. Анализ полосковой структуры, защищающей от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах / Костелецкий В.П., Заболоцкий А.М. Заявка № 2020664577. Дата поступления 20.11.2020 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25.11.2020 г.
 100. Кечиев, Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н. Кечиев. – М. : ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
 101. Adam, J. New correlations between electrical current and temperature rise in PCB traces / J. Adam // Twentieth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium. – San Jose, CA, USA, 2004. – P 292–299.
 102. EDA Software. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]: официальный сайт производителя. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/zz/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (дата обращения: 21.05.2025).
 103. Kuksenko, S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation / S.P. Kuksenko // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560, Iss. 1. – P. 012110
 104. Kosteletskii, V.P. Development of a high current protection device against

- ultrashort pulse / V.P. Kosteletskii, E.B. Chernikova, A.M. Zabolotsky // 2023 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Sochi, Russian Federation, 2023. – P. 312–316.
105. МЭК 68-2-27-87 (IEC 68-2-27:1987). Основные методы испытаний на воздействие внешних факторов. Испытания. Испытание ЕА и руководство: одиночный удар [Электронный ресурс]: электрон. версия междунар. стандарта. – Режим доступа: <https://meganorm.ru/Data2/1/4294826/4294826573.pdf> (дата обращения: 31.03.2025).
 106. Осциллограф вычислительный комбинированный С9-11 [Электронный ресурс]: информационный ресурс. – Режим доступа: <https://media.belgim.by/grsi/8186.pdf> (дата обращения: 31.03.2025).
 107. Анализаторы цепей скалярные серии Р2М [Электронный ресурс]: сайт производителя. – Режим доступа: <https://www.micran.ru/productions/IIS/kia/sna/r2m/> (дата обращения: 31.03.2025).
 108. R&S®ESRP Приемник для тестирования ЭМП [Электронный ресурс]: сайт производителя. – Режим доступа: https://www.rohde-schwarz.com/cac/products/test-and-measurement/emi-test-receivers/rs-esrp-emi-test-receiver_63493-35077.html (дата обращения: 31.03.2025).
 109. Gazizov A.T. UWB pulse decomposition in asymmetrical modal filter with different boundary conditions / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – 2015. – P. 1–3.
 110. Куксенко, С.П. Усовершенствование алгоритма вычисления методом моментов емкостных матриц структуры проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – № 10. – С. 13–21.
 111. Lakoza, A.M. Influence of Cross-Section Geometrical Parameters on the Structures Characteristics Protecting in Differential and Common Modes / A.M. Lakoza, V.P. Kosteletskii, E.B. Chernikova // 2024 IEEE 3rd International

- Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE). – Novosibirsk, Russia, 2024. – P. 180–184.
112. Свид. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2024683576 РФ. Вычисление характеристик 8-проводной полосковой структуры, защищающей от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Лакоза, А.К. Нестеренко; заявл. 28.09.2024; зарегистр. в Реестре программ для ЭВМ 14.10.2024.
113. Пат. на изобретение №2848022 С1 РФ. 6-проводная полосковая структура, защищающая от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Лакоза, А.К. Нестеренко. – Заявка №2025102162; заявл. 01.02.2025; опубл. 16.10.2025, Бюл. №29.
114. Свид. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2024683551 РФ. Вычисление характеристик 6-проводной полосковой структуры, защищающей от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Лакоза, А.К. Нестеренко; заявл. 28.09.2024; зарегистр. в Реестре программ для ЭВМ 14.10.2024.
115. Костелецкий, В.П. Оптимизация параметров поперечного сечения устройств защиты от сверхкоротких импульсов, работающих в дифференциальном и синфазном режимах / В.П. Костелецкий, Е.Б. Черникова, А.М. Лакоза // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 5.
116. Kosteletskii, V.P. Analysis of the Effect of Dielectric Substrate Material on the Performance of Multiconductor Stripline Protection Devices / V.P. Kosteletskii, A.M. Lakoza // XVII International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – Novosibirsk, Russia, 2025. – P. 1–5.
117. Kosteletskii, V.P. The Influence of Shielding Enclosure on the Characteristics of Protection Devices Operating in Differential and Common Modes / V.P. Kosteletskii, A.M. Lakoza, E.B. Chernikova // 2025 International Russian Smart

- Industry Conference (SmartIndustryCon). – Sochi, Russia, 2025. – P. 832–836.
118. Kosteletskii, V.P. Evaluating the Characteristics of Protective Devices Based on Cascade Arrangement of 8-conductor Strip Structures / V.P. Kosteletskii, A.M. Lakoza, A.M. Zabolotsky // 2025 International Russian Automation Conference (RusAutoCon). – Sochi, Russian Federation, 2025. – P. 874–879.
 119. Kosteletskii, V.P. Evaluating the Effect of Cascade Arrangement on the Characteristics of the Protection Devices Based on 6-Conductor Structure with Modal Decomposition / V.P. Kosteletskii, A.M. Lakoza, E.B. Chernikova // 2025 International Russian Automation Conference (RusAutoCon). – Sochi, Russian Federation, 2025. – P. 703–707.
 120. Advanced Design System (ADS) Market-leading circuit design and simulation software [Электронный ресурс]: официальный сайт производителя. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (дата обращения: 31.03.2025).
 121. Лакоза, А.М. Исследование характеристик помехоподавляющих фильтров с различной компоновкой индуктивных элементов / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления: материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2019. – № 1-2. – С. 45–48.
 122. Лакоза, А.М. Исследование характеристик гибридного помехоподавляющего дросселя / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления: материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2019. – № 1-2. – С. 36–38.
 123. Лакоза, А.М. Исследование частотных характеристик фильтра с комбинированным дросселем / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2020. – № 1-1. – С. 254–257.
 124. Лакоза, А.М. Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных помех / А.М.

- Лакоза, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления: материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2020. – № 1-1. – С. 301–303.
125. Лакоза, А.М. Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных помех / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Промышленная революция 4.0: взгляд молодежи: тезисы докладов II Межрегиональной научной конференции. – Тула: Тульский государственный университет, 2020. – С. 25–26.
126. Лакоза, А.М. Гибридное устройство защиты от сверхкоротких импульсов на основе планарных элементов / А.М. Лакоза // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-31-2025): доклады (материалы) 31-й международной научно-практической конференции. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2025. – С. 73–78.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(СПРАВОЧНОЕ)
КОПИИ АКТОВ О ВНЕДРЕНИИ

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора
по электрическому проектированию и системам
управления КА акционерного общества
«Информационные спутниковые системы» имени
академика М.Ф. Решетнева (АО «РЕШЕТНЁВ»),
к.т.н.



И.Н. Тульский

2025 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Лакоза Александра Михайловича

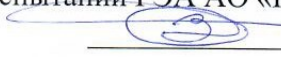
Комиссия в составе:

- главного конструктора – начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «РЕШЕТНЁВ» С.Г. Золотарёва;
- начальника отдела АО «РЕШЕТНЁВ» О.А. Климкина
- главного эксперта по конструированию бортовой радиоэлектронной аппаратуры АО «РЕШЕТНЁВ», к.т.н. С.Б. Сунцова

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «РЕШЕТНЁВ» следующих результатов диссертационной работы А.М. Лакоза:

- моделирование и анализ временного отклика устройств защиты на основе модальных фильтров (МФ) с TVS-сборкой в диапазонах различных параметров, для оценки возможности реализации модальной фильтрации;
- схемная математическая модель фильтра подавления электромагнитной помехи (ЭМП) на элементах с сосредоточенными параметрами;
- прототип фильтра подавления ЭМП на элементах с сосредоточенными параметрами;
- методические рекомендации по проектированию помехоподавляющих фильтров (ПФ) на элементах со сосредоточенными параметрами для защиты от дифференциальных и синфазных низкочастотных помех.

Указанные результаты отражены в отчетах по этапам 1, 2, 3 о прикладных научных исследования по проекту «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов», выполненному в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение о предоставлении субсидии от 26.09.2017 г. №14.574.21.0172.

Главный конструктор – начальник
отделения проектирования и
испытаний РЭА АО «РЕШЕТНЁВ»
 С.Г. Золотарёв

Начальник отдела АО «РЕШЕТНЁВ»
 О.А. Климкин

Главный эксперт по
конструированию бортовой
радиоэлектронной аппаратуры
АО «РЕШЕТНЁВ», к.т.н.
 С.Б. Сунцов

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе
и инновациям ФЦАОУ ВО ТУСУРа

Куксенко С.П.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Лакоза Александра Михайловича

Я, нижеподписавшийся, заведующий лабораторией НИЛ "БЭМС РЭС" кафедры телевидения и управления (ТУ) и руководитель НИР по гранту РФФИ №19-19-00424-П, д.т.н. профессор Газизов Т.Р., настоящим актом подтверждаю факт использования следующих результатов диссертационной работы Лакоза А.М.:

1. Результаты построения необходимых геометрических (с учетом неодинаковости каналов) и схемных (с учетом переключателей на обоих концах) моделей четырехпроводного модального фильтра (МФ) при трапецидальном помеховом воздействии.

2. Результаты оценки эффективности использования различных способов размещения проводников с одинаковыми и неодинаковыми характеристиками до и после переключения при различных типах импульсных помех в дифференциальном и синфазном режимах воздействия на примере структуры поперечного сечения четырехпроводного модального фильтра (МФ).

Указанные результаты использованы в отчете по гранту РФФИ 19-19-00424-П «Модальное резервирование электрических цепей критичных радиоэлектронных средств и систем» (1 и 2 этапы, 2022–2023 гг.)

Заведующий НИЛ "БЭМС РЭС"

Руководитель НИР по гранту РФФИ №19-19-00424-П

/ Т.Р. Газизов



УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе
и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа

Куксенко С.П.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Лакоза Александра Михайловича

Я, нижеподписавшийся, заведующий лабораторией "НИЛ ФИЭМС" кафедры телевидения и управления (ТУ) и руководитель проектов FEWM-2020-0041, 2022-0001 и гранта РНФ №20-19-00446-П, д.т.н. профессор Заболоцкий А.М., настоящим актом подтверждаю факт использования следующих результатов диссертационной работы Лакоза А.М.:

1. Схемотехнические квазистатические модели устройств защиты на основе элементов с сосредоточенными параметрами, а именно помехозащитных фильтров синфазных и дифференциальных помех.

2. Моделирование частотных характеристик защитных устройств на основе элементов с сосредоточенными параметрами, а именно фильтров синфазных и дифференциальных помех.

Указанные результаты использованы в отчете по проекту в рамках госзадания FEWM-2020-0041 «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» (этапы 1 и 2, 2021–2022 гг.).

3. Верификация разработанной программы для учета экранирующего корпуса защитных устройств на основе модальных фильтров (МФ). Указанные результаты использованы в отчете по проекту в рамках госзадания FEWM-2022-0001 «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях» (этап 2, 2022 г.).

4. Анализ влияния паяльной маски и влагозащитного покрытия на характеристики структур устройств защиты с 2-кратным и 3-кратным модальным резервированием (МР). Указанные результаты использованы в отчете по гранту РНФ 20-19-00446-П «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей» (заключительный этап, 2024 г.)

Заведующий "НИЛ ФИЭМС"

Руководитель НИР по проектам FEWM-2020-0041, 2022-0001 и
гранту РНФ №20-19-00446-П

/ А.М. Заболоцкий

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе
и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа

Куксенко С.П.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Лакоза Александра Михайловича

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий лабораторией НИЛ "БЭМС РЭС" кафедры телевидения и управления (ТУ), д.т.н. профессор Газизов Т.Р., и руководитель НИР по гранту РНФ №23-79-01216, к.т.н. Костелецкий В.П., настоящим актом подтверждаем факт использования следующих результатов диссертационной работы Лакоза А.М.:

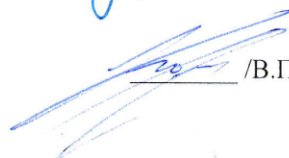
1. Результаты квазистатического моделирования для оценки влияния экранирующего корпуса на коэффициент ослабления и погонные задержки 6- и 8-проводной структур устройств защиты (п. 9, промежуточный этап, 2024 г.).
2. Результаты квазистатического моделирования влияния расположения каскадов 6- и 8-проводной структур устройств защиты на коэффициент ослабления и погонные задержки (п. 10, промежуточный этап, 2024 г.).
3. Результаты экспериментального измерения частотных и временных характеристик 6- и 8-проводных структур устройств защиты (п. 4, заключительный этап, 2025 г.).
4. Верификация результатов исследования путем сравнительного анализа характеристик устройств защиты на основе 6- и 8-проводных структур, полученных с помощью электродинамического моделирования и эксперимента (п. 5, заключительный этап, 2025 г.).

Указанные результаты использованы в отчете по гранту РНФ №23-79-01216 «Разработка методического подхода, технических решений и прототипов новых устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов, работающих в дифференциальном и синфазном режимах» (промежуточный и заключительный этапы, 2024–2025 гг.).

Заведующий НИЛ "БЭМС РЭС"

 /Т.Р. Газизов

Руководитель НИР по гранту РНФ №23-79-01216

 /В.П. Костелецкий

УТВЕРЖДАЮ

Директор департамента по учебной работе

ФГАОУ ВО ТУСУРа

к.и.н., доцент

 Ким М.Ю.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Лакоза Александра Михайловича

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н., профессор Газизов Т.Р. и заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе Бусыгина А.В., настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ следующих результатов диссертационной работы Лакоза А.М.:

1. Результаты квазистатического моделирования устройств защиты, работающих в синфазном и дифференциальном режимах, на основе: экранированных структур, с горизонтальным расположением каскадов; полосковых структур; структур, содержащих элементы с сосредоточенными параметрами.

2. Результаты квазистатического моделирования и экспериментального исследования устройств защиты на основе 6- и 8-проводных полосковых структур.

Указанные результаты использованы при проведении практических занятий по дисциплинам «Электроника» для групп бакалавриата радиотехнического факультета по направлениям 11.03.01 «Радиотехника» и 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» в 2022–2023 и 2024–2025 учебных годах, и «Помехоподавляющие фильтры» бакалавриату радиотехнического факультета по направлению 11.03.01 «Радиотехника» в 2022–2023 учебном году.

Заведующий кафедрой ТУ

 /Т.Р. Газизов

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе

 /А.В. Бусыгина

УТВЕРЖДАЮ

Директор департамента по учебной работе

ФГАОУ ВО ТУСУРа

к.и.н., доцент

 Ким М.Ю.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Лакоза Александра Михайловича

Я, нижеподписавшийся, заведующий кафедрой сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧиКР), д.т.н., профессор Заболоцкий А.М., настоящим актом подтверждаю факт внедрения в учебный процесс кафедры СВЧиКР следующих результатов диссертационной работы Лакоза А.М.:

1. Построенные геометрические и схемные модели устройств защиты на основе структур: экранированных, с горизонтальным расположением каскадов; полосковых; содержащих элементы с сосредоточенными параметрами.
2. Вычисленные матрицы погонных параметров устройств защиты на основе экранированных структур, с горизонтальным расположением каскадов; полосковых структур; структур, содержащих элементы с сосредоточенными параметрами.
3. Вычисленные временные отклики на типовые помеховые воздействия устройств защиты на основе структур: экранированных, с горизонтальным расположением каскадов; полосковых; содержащих элементы с сосредоточенными параметрами.

Указанные результаты использованы при проведении лабораторных работ по дисциплине «Проектирование СВЧ-устройств» группам бакалавриата радиотехнического факультета по направлению 11.03.01 «Радиотехника» в 2024–2025 учебном году.

Заведующий кафедрой СВЧиКР

 /А.М. Заболоцкий

ПРИЛОЖЕНИЕ Б
(СПРАВОЧНОЕ)
КОПИИ ОХРАННЫХ ДОКУМЕНТОВ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2023683460

**Вычисление характеристик полосковой структуры с
лицевой связью, защищающей от сверхкоротких
импульсов в синфазном и дифференциальном режимах**

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU), Лакоза Александр
Михайлович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU),
Нестеренко Алексей Константинович (RU)*

Заявка № **2023682300**
Дата поступления **27 октября 2023 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **08 ноября 2023 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 429b6a01638533642a196f683b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.11.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024683551

Вычисление характеристик 6-проводной полосковой структуры, защищающей от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU), Лакоза Александр Михайлович (RU), Нестеренко Алексей Константинович (RU)*



Заявка № 2024682413

Дата поступления 28 сентября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 14 октября 2024 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 0692e7b1a6300c654240670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024683576

Вычисление характеристик 8-проводной полосковой структуры, защищающей от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU), Лакоза Александр Михайлович (RU), Нестеренко Алексей Константинович (RU)*



Заявка № 2024682354

Дата поступления 28 сентября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 14 октября 2024 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 06926761a6300c6542401670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2823269

**ПОЛОСКОВАЯ СТРУКТУРА С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ,
ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ
ИМПУЛЬСОВ В СИНФАЗНОМ И
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ**

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU), Лакоза Александр Михайлович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Нестеренко Алексей Константинович (RU)*

Заявка № 2024101988

Приоритет изобретения 27 января 2024 г.

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации 22 июля 2024 г.

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 27 января 2044 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6a0fe3863164ba96f83b73d4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2848022

**6-ПРОВОДНАЯ ПОЛОСКОВАЯ СТРУКТУРА,
ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ
ИМПУЛЬСОВ В СИНФАЗНОМ И
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ**

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU), Лакоза Александр Михайлович (RU), Нестеренко Алексей Константинович (RU)*

Заявка № 2025102162

Приоритет изобретения 01 февраля 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 16 октября 2025 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 01 февраля 2045 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e4f7add8d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.09.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов



ПРИЛОЖЕНИЕ В
(СПРАВОЧНОЕ)
ДОСТИЖЕНИЯ И НАГРАДЫ



ДИПЛОМ II СТЕПЕНИ

награждается

Лакоза Александр Михайлович

за лучший доклад на подсекции
2.6 «Электромагнитная совместимость»
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»
25-27 мая 2020 г., Томск

Председатель конференции

Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский



Международная
научно-практическая
конференция
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

Александр Михайлович Лакоза

представил доклад на секции
12 «Электромагнитная совместимость»
Международной научно-практической
конференции **«Электронные средства
и системы управления»**

18 – 20 ноября 2020 г., г. Томск

Председатель конференции

Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский



IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM) to the 100th anniversary of the legendary NETI rector Georgy Lyschinsky

June 30 — July 4, 2022, Erlagol, Altai Republic, Russia

CERTIFICATE OF PARTICIPATION

THIS CONFIRMS THAT

Alexandr Lakoza

PRESENTED A REPORT ENTITLED:

«Measuring Radiated Emission Levels and EMI Susceptibility of Protection Devices based on Modal Filtering»

AT THE SECTION

Microwave Technology and Telecommunications

Chair of
EDM 2022

Sergey
Kharitonov

СВИДЕТЕЛЬСТВО

**Лакоза
Александр Михайлович**

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 НРИИ

А.Г. Лощилов

21 декабря 2022 г.

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ



«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»

Сертификат участника
XVIII Международной научно-практической
конференции «Электронные средства
и системы управления»
16 – 18 ноября 2022 г.

А. М. Лакоза



Председатель конференции
Ректор ТУСУРа

В. М. Рулевский

В.М. Рулевский

Томск 2022



IEEE 24th International Conference
of Young Professionals in Electron
Devices and Materials

June 29 – July 3, 2023,
Eriagol, Altai Republic, Russia

CERTIFICATE OF PARTICIPATION

THIS CONFIRMS THAT

Alexandr Lakoza

PRESENTED A REPORT ENTITLED:

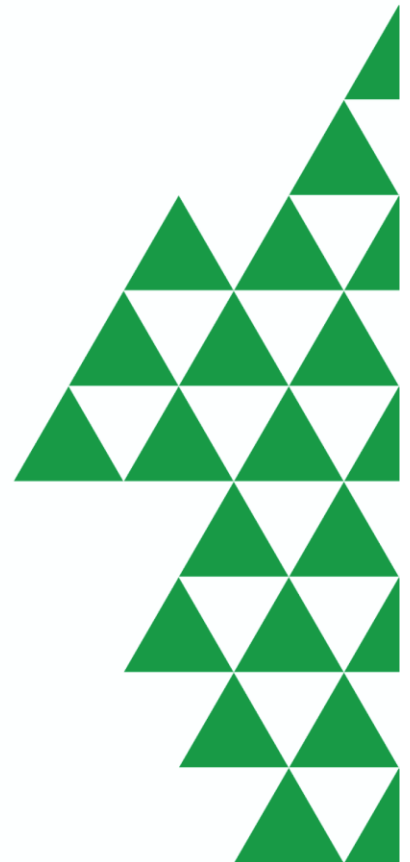
«The Efficiency of Conductor Placement in Circuits with Single
Modal Redundancy in Differential and Common Modes»

AT THE SECTION

Power Electronics and Power Engineering

Chair of
EDM 2023

**Sergey
Brovanov**





СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

Международной научно-технической
конференции студентов, аспирантов
и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР»

«19» мая 2023 г., Томск

Лакоза

Александр Михайлович

Председатель конференции
Ректор ТУСУРа



Рулевский

В.М. Рулевский



**PIERE
24**

IEEE 3rd INTERNATIONAL CONFERENCE ON PROBLEMS
OF INFORMATICS, ELECTRONICS AND RADIO ENGINEERING (PIERE)

15-17, NOVEMBER, 2024, NOVOSIBIRSK, RUSSIA



CERTIFICATE OF PARTICIPATION

THIS CONFIRMS THAT

Alexandr Lakoza

presented a report entitled:

"Influence of Cross-Section Geometrical Parameters on the
Structures Characteristics Protecting in Differential and
Common Modes"

at the section

"Antennas and radio frequency devices"

Chair of PIERE 2024
Alexey Vostretsov

