

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

На правах рукописи



Черникова Евгения Борисовна

Зеркально-симметричные модальные фильтры и меандровые линии

Специальность 05.12.04

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

д-р. техн. наук, доцент

Заболоцкий Александр Михайлович

Томск 2021

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1. ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ: ОБЗОР	15
1.1 Актуальность	15
1.2 Методы защиты радиоэлектронных средств от импульсных помех.....	19
1.3 Подходы к моделированию защитных устройств	23
1.4 Модальный анализ многопроводных линий передачи	25
1.5 Технология модальной фильтрации	32
1.6 Роль зеркальной симметрии в модальной фильтрации	36
1.7 Асимметрия модальных фильтров.....	40
1.8 Постановка цели и задач исследования.....	44
2. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ И АНАЛИЗ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНЫХ СТРУКТУР ...	46
2.1 Оптимизация параметров эвристическим поиском	47
2.1.1 Предварительное моделирование	47
2.1.2 Оптимизация по двум отдельным критериям.....	53
2.1.3 Обеспечение согласования	64
2.1.4 Многокритериальная оптимизация параметров.....	66
2.2 Исследование характеристик зеркально-симметричного модального фильтра с оптимальными параметрами.....	71
2.2.1 Сравнительный анализ моделирования временных откликов квазистатическим и электродинамическим подходами	71
2.2.2 Частотные характеристики	74
2.2.3 Влияние влагозащитного покрытия.....	81
2.2.4 Влияние корпуса	84
2.2.5 Аналитические выражения для погонных задержек мод.....	87
2.2.6 Аналитические условия выравнивания разностей погонных задержек мод.....	89

2.2.7	Сравнительный анализ микрополоскового и зеркально-симметричного 4-проводных модальных фильтров	94
2.2.8	Особенности модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур.....	99
2.2.9	Многовариантный анализ 4-проводных структур с зеркальной симметрией.....	105
2.2.10	Модальное разложение сверхкороткого импульса в 8-проводных зеркально-симметричных структурах	110
2.3	Экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в зеркально-симметричном модальном фильтре.....	116
2.3.1	Моделирование и разработка лабораторного макета	117
2.3.2	Вычислительный эксперимент для 4-слойного зеркально-симметричного модального фильтра.....	119
2.3.3	Разработка макета 4-слойного зеркально-симметричного модального фильтра	123
2.3.4	Экспериментальные исследования временных характеристик	126
2.3.5	Экспериментальные исследования частотных характеристик	130
2.4	Основные результаты и выводы.....	133
3.	РАЗЛОЖЕНИЕ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ.....	136
3.1	Линия из 4-х последовательно соединенных полувитков.....	136
3.2	Линия из 3-х последовательно соединенных полувитков.....	141
3.3	Линия из 2-х последовательно соединенных полувитков.....	145
3.4	Линия из 2-х отдельных витков с перемычкой на одном конце.....	149
3.5	Линия из 2-х отдельных витков с перемычкой на разных концах	151
3.6	Линия с соединенными на одном конце 3-мя проводниками	155
3.7	Линия с соединенными на одном конце проводниками.....	158
3.8	Методика выявления дополнительных импульсов во временном отклике структур с модальным разложением	159

3.9 Экспериментальные исследования зеркально-симметричной меандровой линии.....	161
3.9.1 Вычислительный эксперимент.....	161
3.9.2 Натурный эксперимент	167
3.10 Основные результаты и выводы.....	174
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	177
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	181
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	182
ПРИЛОЖЕНИЕ А (СПРАВОЧНОЕ) КОПИИ ДОКУМЕНТОВ.....	203

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Радиоэлектронные средства (РЭС) занимают всё более значимое место в жизни человека. Применение РЭС различной степени сложности в различных областях, начиная от бытовой и заканчивая космической, приводит к обострению проблемы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Нарушение нормального функционирования в результате воздействия помех может нанести непоправимый ущерб. Особенно это касается оборудования, работа которого критична в отношении безопасности, обеспечения жизнедеятельности и др.

Помехи подразделяются, в зависимости от пути распространения, на излучаемые и кондуктивные. Кондуктивные помехи опасны тем, что проникают в РЭС непосредственно по проводникам, например, по сигнальным или питания. Одним из опасных видов кондуктивных помех являются сверхкороткие импульсы (СКИ), которые могут привести к повреждениям или сбоям. На степень нарушения функционирования элементов РЭС влияет мощность СКИ, а также помехоустойчивость РЭС. Из-за малой длительности СКИ, основная энергия генератора расходуется на увеличение его амплитуды. Высокая амплитуда напряжения помехового импульса приводит к пробоем полупроводниковых приборов и конденсаторов в традиционных помехоподавляющих LC- и RC-фильтрах, время срабатывания варисторов и разрядников может значительно превышать длительность СКИ, а быстродействующие ограничители обладают паразитными параметрами. Кроме того, при воздействии СКИ на оборудование, энергия не успевает распределиться по элементам структуры. Из-за локализации энергии в одной точке увеличивается вероятность отказа в чувствительных областях. В связи с недостатками традиционных защитных устройств, актуальна разработка новых устройств защиты от СКИ.

Степень разработанности темы

Проблема ЭМС критичных РЭС широко освещается на зарубежных конференциях, в частности на форумах международного научного и технического

сообщества в области электродинамики высокой мощности в Америке, Европе и Азии. Например, на форуме ASIAEM 2015 проблемы ЭМС рассматривались на отдельных секциях «Преднамеренные электромагнитные помехи: угрозы, влияния и защита», «Создание устройств защиты и методов испытания» и «Оценка воздействия преднамеренных электромагнитных помех на критичную инфраструктуру». Помимо этого, в известном журнале «IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility», наряду с публикациями передовых результатов исследований в области ЭМС, также присутствуют разделы, посвященные преднамеренным электромагнитным помехам и технологиям помехозащиты критичных РЭС. Кроме того, разработанность данной темы подтверждается обширными исследованиями известных ученых во всём мире: F. Rachidi (Лозанна, Швейцария), F. Sabath (Мюнстер, Германия), W. Radasky (Metatech Corporation, США), В.Е. Фортов (РАН, Россия), Л.Н. Кечиев (ВШЭ-МГИЭМ, Россия), С.В. Ткаченко (университет Отто фон Герике, Магдебург, Германия).

Исследованием воздействий наносекундных электромагнитных помех на вычислительную технику успешно занимались З.М. Гизатуллин, Р. Киричѐк и С.Ф. Чермошенцев. Вопросы описания параметров мощных электромагнитных импульсов, методы и средства электромагнитной защиты аппаратуры на этапах схемотехнического и конструкторского проектирования исследовали Н.В. Балюк и П.В. Степанов. Излучатели сверхкоротких электромагнитных импульсов и методы измерений их параметров исследовали В.П. Беличенко, В.И. Кошелев, К.Ю. Сахаров. Разработкой устройств защиты электронных систем, основанных на нелинейных элементах, от мощных естественных или искусственных электромагнитных помех, в частности СКИ, занимались J.L. ter Haseborg, R. Krzikalla, T. Weber, F. Brauer, C. Klunder и др. Исследованием микрополосковых конструкций широкополосных полосно-пропускающих фильтров занимаются Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, С.А. Ходенков, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев, В.Ф. Шабанов и др. Многосвязные полосковые структуры исследовали Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов и А.Н. Сычев.

Известна технология модальной фильтрации, исследуемая и применяемая для защиты от СКИ. Она подразумевает использование модальных искажений (изменений сигнала за счет разности задержек мод многопроводной линии передачи (МПЛП)) для защиты за счет последовательного модального разложения импульса на импульсы меньшей амплитуды. Активными исследователями в этой области являются Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и А.О. Белоусов. Устройства, функционирующие по принципу модальной фильтрации, называют модальными фильтрами (МФ). Они лишены недостатков традиционных устройств защиты, а также имеют ряд преимуществ: отсутствие полупроводниковых компонентов (как следствие высокая радиационная стойкость), долгий срок службы, функционирование при высоких напряжениях, малые габариты и низкая стоимость.

Известны различные структурные исполнения МФ: на основе микрополосковых и полосковых линий, в кабельном исполнении и др. Примечателен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации: за счет использования зеркальной симметрии. Он реализован в новом устройстве – зеркально-симметричном МФ. Отдельные аспекты исследования этого устройства представлены в работах А.М. Заболоцкого и А.О. Белоусова, но оно далеко от своего завершения. Поскольку устройство обладает симметричной, относительно двух осей, конфигурацией поперечного сечения, оно и возможные его модификации представляют интерес для дополнительных исследований. Это актуально, поскольку возможности использования такой симметрии практически неизвестны.

Цель работы – выявить возможности совершенствования защиты радиоэлектронных средств от сверхкороткого импульса за счет зеркально-симметричных структур.

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

1. Выполнить обзор методов защиты радиоэлектронных средств от импульсных помех.

2. Выполнить параметрическую оптимизацию и анализ зеркально-симметричных модальных фильтров.

3. Выполнить анализ зеркально-симметричных меандровых линий, полученных на основе зеркально-симметричного модального фильтра.

Научная новизна

1. Предложен подход к совершенствованию защиты радиоэлектронных средств от сверхкоротких импульсов за счет использования зеркально-симметричных модальных фильтров, отличающийся многокритериальной оптимизацией, учетом влияния влагозащитного покрытия и корпуса, использованием дополнительной симметрии и модального резервирования, а также аналитических условий выравнивания разностей соседних погонных задержек мод.

2. Предложены зеркально-симметричные структуры, отличающиеся использованием перемычек на концах вместо резисторов для совершенствования характеристик модальной фильтрации.

3. Впервые разработана методика выявления дополнительных импульсов во временном отклике структур с модальным разложением на воздействие сверхкороткого импульса.

Теоретическая значимость

1. Изучены особенности влияния параметров зеркально-симметричных структур на временные и частотные характеристики.

2. Получены аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод в зеркально-симметричном модальном фильтре.

3. Выведены аналитические условия выравнивания разностей соседних погонных задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра.

4. Приведено качественное сравнение двух видов модальных фильтров: микрополоскового и зеркально-симметричного.

5. Показано влияние экрана на выходное напряжение зеркально-симметричного модального фильтра.

6. Показано, что улучшение характеристик после перехода от 4-проводных к 8-проводным зеркально-симметричным модальным фильтрам затруднено резким увеличением числа мод, каждая из которых имеет свою специфику.

7. Выявлены закономерности появления дополнительных импульсов разложения в асимметричных структурах с модальной фильтрацией.

8. Сформулирована методика выявления дополнительных импульсов во временном отклике асимметричных структур на примере зеркально-симметричных меандровых линий.

Практическая значимость

1. Разработаны макеты зеркально-симметричных модальных фильтров и меандровых линий для экспериментальных исследований модального разложения сверхкороткого импульса.

2. Внедрены результаты исследования зеркально-симметричного модального фильтра в качестве варианта устройства помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры в АО «ИСС», г. Железногорск. (Акт внедрения).

3. Внедрены результаты вывода аналитических условий выравнивания разностей погонных задержек мод в зеркально-симметричном модальном фильтре и моделирования зеркально-симметричных модальных фильтров в учебный процесс радиотехнического факультета ТУСУР, г. Томск. (Акт внедрения).

4. Получены параметры поперечного сечения 4-х структур зеркально-симметричного модального фильтра, позволяющие минимизировать амплитуду выходного напряжения и получить попарно выравненные напряжения выходных импульсов.

5. Представлены предложения по модификации зеркально-симметричного модального фильтра за счет соединения проводников на концах линии перемычкой.

Методология и методы исследования

В работе использованы моделирование, основанное на методе моментов и модифицированном методе узловых потенциалов, квазистатический и электродинамический анализ, параметрическая оптимизация эвристическим

поиском, а также натурный эксперимент на базе скалярного и векторного анализаторов цепей и комбинированного стробоскопического осциллографа.

Положения, выносимые на защиту

1. Структура зеркально-симметричных в поперечном сечении модальных фильтров позволяет получить его оптимальные параметры, не прибегая к эволюционным алгоритмам, модальные фильтры с увеличенным до 8 числом проводников, реализацию 3-кратного модального резервирования и аналитические условия выравнивания разностей соседних погонных задержек мод.

2. Переход от зеркально-симметричного модального фильтра к меандровым линиям, за счет использования перемычек на концах вместо резисторов, позволяет получить разложение сверхкороткого импульса с наличием дополнительных импульсов, задержки которых определяются различными линейными комбинациями погонных задержек мод линии.

3. Методика выявления дополнительных импульсов во временном отклике структур с модальным разложением позволяет определить причины появления и параметры каждого импульса, а также пути улучшения характеристик таких защитных устройств.

Результаты проведенных исследований соответствуют паспорту специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения по п. 9 – разработка научных и технических основ проектирования, конструирования, технологии производства, испытания и сертификации радиотехнических устройств.

Достоверность результатов

Достоверность основывается на корректном использовании теории линий передачи и численных методов, согласованности результатов моделирования квазистатическим и электродинамическим подходами, экспериментальных исследований и данных, полученных другими авторами. Реализуемость предложенных устройств на практике подтверждена моделированием и экспериментально.

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 г.

2. НИР «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов», проект №8.9562.2017, 2017–2019 г.

3. НИР «Разработка методологии создания помехозащитных устройств на основе модальной технологии» по гранту Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых, проект № МД-365.2018.8, 2018–2019 г.

4. НИР «Модальное резервирование электрических цепей критичных радиоэлектронных средств и систем», грант РФФ 19-19-00424, 2019–2021 г.

5. НИР «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования. Научно-исследовательская лаборатория фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости (НИЛ ФИЭМС), проект FEWM-2020-0041, 2020–2023 г.

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

Апробация результатов

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах: ФЦП ИР (проект RFMEFI57417X0172, 2017–2020 гг.), гранта Президента РФ (проект МД-365.2018.8, 2018–2019 г.); РФФ (гранты 19-19-00424 и 20-19-00446); госзадания (проекты №8.9562.2017, 2017–2019 г. и FEWM-2020-

0041, 2020–2023 г.); РФФИ (20-37-70020 Стабильность); на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа 2019 г.; на назначение стипендии Президента РФ в 2018, 2019 и 2021 г.; на назначение стипендий Правительства РФ в 2017, 2019, 2020 и 2021 г. студентам и аспирантам по приоритетным направлениям; повышенной государственной академической стипендии студентам за достижения в НИРС в 2017, 2018 и 2019 г.; в стипендиальной программе Благотворительного фонда Владимира Потанина в 2019 г.; на звание «Лучший выпускник ТУСУРа в научно-исследовательской деятельности» в 2019 г.; на назначение стипендии Президента ТУСУР в 2020 г.

Результаты докладывались и представлялись в материалах следующих конференций:

1. Международная научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2017, 2018, 2019, 2020, 2021 г.

2. Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2017, 2018, 2020 г.

3. Международная научно-практическая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири», г. Томск, 2017 г., 2019 г.

4. Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства» на базе АО «НПЦ Полюс», г. Томск, 2018 г.

5. IEEE 2018 Siberian symposium on data science and engineering, г. Новосибирск, 2018 г.

6. International Siberian conference on control and communications (SIBCON-2019), г. Томск, 2019 г.

7. Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», г. Томск, 2019, 2020 г.

8. Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики (АПР-2019)», г. Томск, 2019 г.

9. International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON-2019), г. Томск, 2019 г.

10. 18-я международная конференция «Авиация и космонавтика–2019», г. Москва, 2019 г.

11. International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Алтай, 2019, 2020, 2021 г.

12. IEEE Ural symposium on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBEREIT), Россия, 2021 г.

Публикации. Результаты исследований опубликованы в 49 работах (10 работ без соавторов).

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	3
Статья в журнале, индексируемом SCOPUS (Q1)	2
Публикация в журналах, индексируемых в WoS и SCOPUS	6
Доклад в трудах конференций, индексируемых в WoS и SCOPUS	8
Доклад в трудах отечественных конференций	19
Тезисы в трудах отечественных конференций	3
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	6
Патент на изобретение	2
ИТОГО:	49

Личный вклад. Результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну, получены автором лично или при его участии. Обработка и интерпретация моделирования выполнены совместно с *А.О. Белоусовым*. Разработка макетов четырехслойного зеркально-симметричного МФ и зеркально-симметричной МЛ и их измерений выполнены совместно с *Е.С. Жечевым*. Отдельные результаты исследования получены совместно с соавторами публикаций. Непосредственный вклад автора состоит в выполнении оптимизации, моделировании, обработке и интерпретации данных, а также подготовке публикаций на всех этапах исследования.

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 3 раздела, заключение, список используемых источников из 159 наименований, приложение из 38 с. Объем диссертации с приложением – 241 с., в т.ч. 123 рис. и 59 табл.

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 выполнен обзор исследований по защите радиоэлектронных средств от сверхкоротких импульсов, а также обоснованы и сформулированы цель и задачи работы. В разделе 2 приведены результаты анализа и параметрической оптимизации структур зеркально-симметричных модальных фильтров, а также рассмотрены разработка, реализация и измерения макета зеркально-симметричного модального фильтра. В разделе 3 рассмотрена возможность разложения сверхкороткого импульса в зеркально-симметричных меандровых линиях. В приложении А приведены копии актов внедрения, свидетельств, патентов, а также дипломов и грамот.

1. ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ: ОБЗОР

1.1 Актуальность

С увеличением темпов развития радиоэлектронных средств (РЭС) и применения их в различных областях, начиная от бытовой и сервисной, заканчивая военной и космической, актуализируется проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) [1]. Существует несколько причин обострения проблемы ЭМС, в числе которых повышение конструктивной сложности РЭС, увеличение общего числа одновременно работающей аппаратуры, возрастание верхних частот полезных и помеховых сигналов, увеличение мощности радиопередатчиков и др. [2]. Расширение применения РЭС ведет к возрастанию значимости обеспечения ЭМС из-за уязвимости РЭС к электромагнитным помехам [3]. Восприимчивость к помехам опасна для различных видов РЭС, особенно для критичных [4]. Это связано с тем, что одновременная работа нескольких устройств может привести к тому, что создаваемые ими электромагнитные поля начинают оказывать влияние друг на друга, создавая тем самым помехи и нарушая нормальное функционирование РЭС. Кроме того, имеется вероятность преднамеренных электромагнитных воздействий. Невыполнение требований ЭМС может привести к неправильному функционированию РЭС, что может повлечь за собой различные негативные последствия, тогда как для критичных систем это недопустимо. Поэтому актуально тщательное соблюдение требований ЭМС при проектировании таких систем.

Вопрос обеспечения ЭМС обрел высокую значимость после сообщений о массовых сбоях из-за помех в банковских системах. Вскоре после этого события появилась директива 336ЕС 89, что повлекло за собой инициативу со стороны стран Евросоюза разработать систему сертификации и ввести единые стандарты по ЭМС, так что с 1996 г. продажа технических средств (ТС) без сертификата

соответствия стандартам по ЭМС была запрещена. Нарушения обеспечения ЭМС может приводить к возникновению трагических эпизодов. Один из таких был связан с разрушением корабля «Шеффилд» во время войны за Фолклендские острова, когда корабельный радиолокатор обнаружения ракет, который мог бы выявить запуск самолетом ракеты «Экзосет», потопившей корабль, был отвернут в сторону из-за помех, создаваемых корабельной спутниковой системой связи [5].

В России также уделяют внимание проблеме ЭМС. Так, в 2003 г. вступил в силу Федеральный закон «О техническом регулировании» [6], а также принят в соответствии с указанным законом Технический регламент по ЭМС. Это привело к расширению сферы обеспечения ЭМС и установлению обязательных требований ЭМС для электротехнических, электронных и радиоэлектронных изделий всех назначений и видов. Поэтому российские предприятия и изготовители РЭС должны выполнять требования современных стандартов ЭМС при конструировании, изготовлении и испытаниях ТС [7].

Помимо этого, решением Комиссии Таможенного союза от 9 декабря 2011 г. №879 принят технический регламент Таможенного союза ТР ТС 020/2011 «Электромагнитная совместимость ТС». Данный технический регламент распространяется на выпускаемые в обращение на единой таможенной территории Таможенного союза ТС, которые могут создавать электромагнитные помехи и/или качество функционирования которых зависит от воздействия внешних электромагнитных помех [8].

Также в России существует нормативная база, регулирующая обеспечение ЭМС и помехозащищённость РЭС: ГОСТ Р 50397-2011 (Совместимость ТС электромагнитная. Термины и определения), ГОСТ Р 52863-07 (Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям), ГОСТ Р 56093-14 (Средства обнаружения преднамеренных силовых электромагнитных воздействий), ГОСТ Р 56115-14 (Средства защиты от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий), ГОСТ Р 56103-14

(Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий) и др.

Важной задачей ЭМС является помехозащита РЭС [9]. Основными техническими методами помехозащиты РЭС являются экранирование, фильтрация и заземление. Фильтрацию применяют для исключения влияния кондуктивных помех, которые могут распространяться по всем соединениям РЭС [10]. Существуют кондуктивные электромагнитные помехи (ЭМП), длительность которых находится в наносекундном и субнаносекундном диапазонах. Такие помехи носят название сверхкоротких импульсов (СКИ) [11, 12]. Они могут привести к необратимым повреждениям или временным сбоям. На степень нарушения функционирования элементов РЭС влияет мощность СКИ, а также стойкость к повреждению и помехоустойчивость РЭС [13]. Защите от СКИ необходимо уделять особое внимание, так как они обладают малой длительностью, из-за чего энергия не успевает распределиться по элементам структуры, и поэтому из-за ее локализации в одной точке увеличивается вероятность отказа в чувствительных областях [14]. Вследствие этого СКИ способны вызвать сбой электроустановок, кабелей, аналоговых и цифровых устройств и другой аппаратуры, уровень защиты которой от импульсных перенапряжений и помех не высок [15]. Подтверждение этому представлены в результатах экспериментальных исследований [16, 17], из которых видно, что генераторы СКИ при сравнительно небольших напряженностях электромагнитного поля способны оказывать губительное воздействие на РЭС. Приведены результаты сравнительного анализа влияния СКИ на различные системы радиосвязи [18]. В работе [19] обсуждаются результаты цикла сравнительного экспериментального исследования функционирования персонального компьютера в условиях воздействия электромагнитных импульсов ультракороткой длительности с различными спектральными характеристиками.

Согласно стандарту МЭК 61000-2-13 СКИ рассматривается как часть мощных электромагнитных воздействий. К ним относятся электромагнитные излучения искусственного происхождения с пиковым значением напряженности

электрического поля 100 В/м в частотном диапазоне от сотен МГц до нескольких ГГц, которые вызывают повреждения во многих системах [20]. В [21] представлен анализ теоретических и экспериментальных результатов, связанных с разработкой и использованием генераторов преднамеренных электромагнитных воздействий (ПД ЭМВ), а также методов и средств защиты от их разрушающего воздействия на элементы РЭС. В [22, 23] отмечено, что разработки современных генераторов СКИ приобретают новые качественные характеристики, уменьшаются в габаритах и позволяют формировать сложные последовательности импульсов с высокой частотой повторения. Некоторые генераторы СКИ распространяют в пространстве шумоподобный сигнал, что делает его трудно обнаружимым, и, за счет ширины его спектра, он с легкостью проникает в приемные тракты систем радиосвязи [24].

В [25] описаны модели системы связи в условиях дестабилизирующих ПД ЭМВ. В частности, рассматриваются способы противодействия беспилотным летательным аппаратам (БПЛА) с помощью генераторов мощного СВЧ излучения, принцип функционирования которых основан на формировании направленного ПД ЭМВ короткой длительности. Их эффективность основана на изменениях параметров полупроводниковых элементов РЭС, функционирующих в составе БПЛА. Кроме того, такие генераторы обладают большим «площадным эффектом» (прекращают полет практически всех БПЛА в зоне действия поражения). Однако на этом фоне возникает проблема поражения «своего» РЭС в составе комплекса противодействия БПЛА из-за сложности обеспечения «избирательности» ПД ЭМВ в отношении поражаемых РЭС [26].

В [27] описаны механизмы и последствия ПД ЭМВ на сети Ethernet с использованием СКИ. В подавляющем большинстве для технологии построения локальных сетей Ethernet на физическом уровне в качестве физической среды передачи данных, в основном, используется неэкранированная медная витая пара категории 5e [28]. В результате ПД ЭМВ электромагнитным полем или по проводным линиям связи с помощью генераторов-инжекторов уровень наведенных помех становится сопоставимым с уровнем информационных сигналов, что может приводить к разрушению обрабатываемой информации.

На рисунке 1.1 показан механизм возникновения ошибок при передаче сигналов в двоичном (манчестерском) коде.

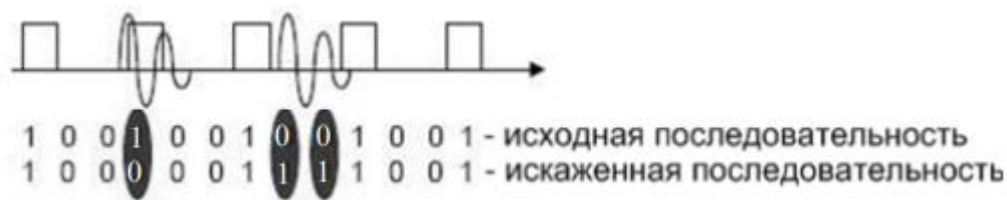


Рисунок 1.1 – Искажение битовой последовательности в результате ПД ЭМВ [27]

В [29] создан экспериментальный стенд для количественных исследований ЭМС локальных вычислительных сетей. Результаты показали, что при наносекундных электромагнитных воздействиях в сетях Ethernet наблюдается снижение скорости или прекращение передачи информации, что связано с искажениями информационных сигналов. В работах [30–33] изложены результаты испытаний различных РЭС (персональные компьютеры, локальные сети, вычислительная техника) на воздействие преднамеренных однократных и многократных СКИ.

Таким образом, принятие регламентов и стандартов говорит о важности обеспечения ЭМС при проектировании, конструировании и моделировании РЭС. Одной из задач ЭМС является защита РЭС от помехового СКИ, воздействие которого может привести к необратимым повреждениям или функциональным сбоям.

1.2 Методы защиты радиоэлектронных средств от импульсных помех

Наиболее подходящими схемотехническими средствами защиты от СКИ являются помехоподавляющие фильтры нижних частот (ФНЧ), варисторы, разрядники, TVS-диоды, ограничительные СВЧ-диоды, помехоподавляющие керамические фильтры, а также ограничители напряжения [34].

Распространённым методом подавления кондуктивных ЭМП, и СКИ в частности, являются фильтры, которые применяются для уменьшения амплитуды токов или напряжений одной, или нескольких фиксированных частот.

Для устранения ЭМП определенной частоты используют фильтр, состоящий из параллельно или последовательно включенных конденсатора и катушки индуктивности, создающих большое сопротивление протеканию тока на выбранной частоте. Однако реальные элементы фильтра всегда отличаются от идеальных наличием паразитных составляющих. Паразитные элементы в фильтрах могут играть важную роль в его работоспособности [35, 36]. В фильтре есть два вида паразитных элементов. Один – собственные паразитные элементы отдельных компонентов фильтра. Другой – паразитное взаимовлияние между отдельными компонентами фильтра. В $C-L-C$ -фильтрах паразитное индуктивное взаимовлияние между входным конденсатором и выходным конденсатором считается ключевым параметром взаимовлияния [37].

В СВЧ конструкциях используют миниатюрные керамические ФНЧ на резонаторах (например, Б24, Б25, Б26, Б27). К достоинствам данных фильтров относится широкий набор номинальных емкостей, напряжений, полос помехоподавления, групп температурной стабильности емкости, что позволяет использовать их в сигнальных цепях и цепях питания разнообразной аппаратуры как гражданского, так и специального назначения [38]. Из-за небольших размеров максимальное номинальное напряжение и ток составляет 250 В и 10 А, соответственно. В данных ФНЧ увеличиваются потери вследствие внешней связи между резонаторами, также они обладают низкой механической прочностью, чувствительностью к перепадам температуры, их изготовление трудоемко [39].

Распространение получили схемы с ограничителем (рисунок 1.2), часто называемые схемами ШОУ (широкая полоса–ограничитель–узкая полоса) [40].

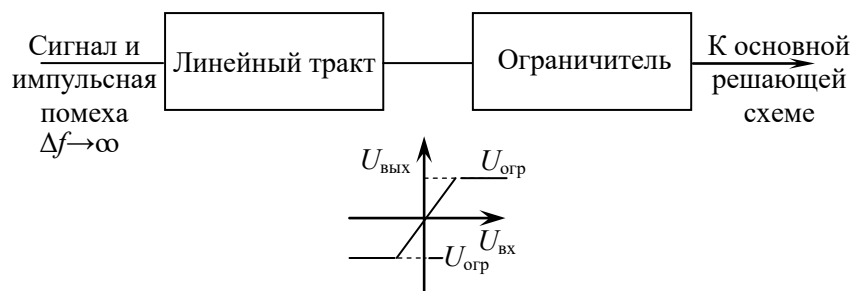


Рисунок 1.2 – Схема защиты от импульсной помехи путем ограничения

Также можно отметить устройство защиты от импульсных перенапряжений (УЗИП) [41], предназначенное для защиты электрической сети и электрооборудования от перенапряжений, которые могут быть вызваны прямым или косвенным грозовым воздействием, а также переходными процессами в самой электросети. УЗИПы выполняют следующие функции: защита от удара молнии электрической сети и оборудования, защита от импульсных перенапряжений, вызванных коммутационными переходными процессами в сети, защита от удаленного короткого замыкания.

Газовые разрядники – это устройства, являющиеся нелинейными резисторами, которые снижают уровень перенапряжения до значений, меньших импульсной электрической прочности защищаемых элементов [42]. Однако они имеют относительно большое время реакции на приложенный импульс напряжения, и, кроме того, их напряжение пробоя увеличивается с повышением скорости нарастания фронта импульса. Значительно чаще используются оксидно-цинковые варисторы и TVS-диоды, свободные от этих недостатков. Однако мощные TVS-диоды не дешевы, а максимальная способность поглощения энергии варистором зависит от числа срабатываний элемента во время всего срока службы, т.е. это устройство защиты не долговечно [43].

Варисторная защита подключается параллельно основному оборудованию, которое необходимо защитить [44]. После возникновения импульса напряжения, благодаря наличию нелинейной характеристики, варистор шунтирует нагрузку и уменьшает значение сопротивления до нескольких долей ома. Энергия, при перенапряжении, поглощается и рассеивается в виде тепла. Варистор срезает импульс опасного перенапряжения, поэтому защищаемое устройство остается невредимым, что возможно даже с низким уровнем изоляции.

Ограничительные СВЧ диоды используют для ограничения мощности СВЧ-сигнала и защиты от воздействия мощных импульсов входных цепей СВЧ-приемников [45]. Максимальная мощность определяется допустимой мощностью рассеяния диода и составляет в непрерывном режиме несколько Вт, а в импульсном – несколько кВт. Время восстановления находится в диапазоне от 5

до 100 нс. Между тем при увеличении входной СВЧ-мощности выше порога ограничения значительно увеличивается активная и емкостная составляющие проводимости, а при ее уменьшении – полное электрическое сопротивление диода определяется емкостью диодной структуры, активным сопротивлением между выводами, емкостью и индуктивностью корпуса прибора [46].

Известно устройство защиты электронных приборов от высоких пиковых напряжений в бортовой сети транспортного средства с использованием электронного ключа на основе транзистора, который включается последовательно в разрыв плюсовой шины питания и работает в режиме «замкнуто»/«разомкнуто» в зависимости от значения напряжения в сети ТС и имеет малое, по сравнению с длительностью импульса, время включения/выключения, поэтому успевает отсекал короткие высоковольтные импульсы (например, длительностью менее 1 мкс) [47].

В [48] описано устройство защиты от мощных электромагнитных СКИ, которое может быть использовано для защиты приемопередающего радиоэлектронного оборудования за счет того, что в устройство защиты, содержащее высоковольтный газонаполненный разрядник, дополнительно введены элементы запирающей, решающей и исполнительной схем, включенных в цепь параллельно разряднику.

Устройство защиты от импульсных перенапряжений [49] предназначено для повышения электро- и пожаробезопасности при появлении в электроустановках зданий грозовых импульсных перенапряжений большого уровня и содержит в себе варистор, термопредохранитель с нормально замкнутыми контактами и световой индикатор состояния варистора.

В [50] описано устройство защиты от импульсных перенапряжений электротехнического и радиоэлектронного оборудования, систем связи и антенно-фидерных систем от импульсных грозовых и коммутационных перенапряжений, которое основано на газонаполненном искровом разряднике и блоке с дисками нелинейных резисторов, изготовленных из оксида цинка и установленных в

электроизоляционном полимерном корпусе с внешними трекингозащитными ребрами.

Известно устройство для защиты телекоммуникационного оборудования от избыточного напряжения на линиях связи, реагирующее на напряжение выше нормального без отключения защищаемого оборудования от линий связи [51] и содержащее первую ступень защиты на газонаполненных разрядниках, подсоединенных ко входным сигнальным выводам, и вторую ступень на подсоединенных к выходным сигнальным выводам двусторонних полупроводниковых ограничителях напряжения.

Таким образом, существует большое разнообразие устройств защиты от импульсных помех, однако они обладают рядом недостатков (рассчитаны на определённое количество поглощаемых импульсов, маломощные, низкое быстродействие, пробой полупроводниковых приборов [52] и конденсаторов в помехоподавляющих фильтрах на сосредоточенных параметрах), затрудняющих защиту от мощных СКИ. Для обеспечения эффективности защиты в широком диапазоне воздействий необходимы сложные многоступенчатые устройства. В дополнение к высокой производительности требуется простота и низкая стоимость используемых методов защиты [53].

1.3 Подходы к моделированию защитных устройств

Обеспечение ЭМС является сложной комплексной задачей, требующей учёта на начальных стадиях проектирования РЭС [54]. Увеличение плотности монтажа, быстродействия и миниатюризации межсоединений требуют понимания всё более сложных и тонких процессов. Результатом этого является увеличение сложности и стоимости изготовления экспериментальных макетов, необходимость в более точном и дорогом измерительном оборудовании, а также повышение требований к квалификации исследователя-экспериментатора. В то же время компьютерное моделирование может предоставить информацию гораздо эффективнее и быстрее, чем эксперимент [55].

Традиционно, при моделировании защитных устройств используют электродинамический и квазистатический подходы [56]. При электродинамическом (полноволновом) моделировании решаются уравнения Максвелла. В этом случае учитываются все типы волн, что позволяет увеличить точность вычисления, но также приводит к высоким вычислительным затратам, даже при моделировании элементарных конфигураций. Исходя из этого, электродинамический подход используется, в основном, для моделирования структур на высоких частотах (в десятки и сотни ГГц).

При моделировании с помощью квазистатического подхода полагается распространение только поперечной Т-волны, тогда как высшие типы волн не учитываются. Этот подход можно использовать при моделировании полосковых линий, поперечные размеры которых малы по сравнению с длиной волны [57], так как продольные составляющие напряженности поля будут малы по сравнению с поперечными составляющими [58]. Описание волновых процессов при квазистатическом подходе основано на телеграфных уравнениях, к которым сводятся уравнения Максвелла. Решение этих уравнений менее затратно, а точность, которая обеспечивается при таком подходе, приемлема даже для решения сложных задач.

Данный подход реализован в ПО TALGAT [59, 60], которое содержит большой набор квазистатических моделей, позволяющих анализировать структуры проводников и диэлектриков различной сложности с приемлемой точностью, но гораздо быстрее, чем электродинамические модели. В телеграфных уравнениях используются матрицы погонных параметров. Точность их получения имеет ключевое значение. Для подтверждения достоверности результатов ПО TALGAT, с его помощью вычислены матрицы \mathbf{C} в диапазоне параметров двухпроводной полосковой структуры и выполнено сравнение элементов матрицы \mathbf{C} для 4-проводной структуры [61], где опорным является ещё один такой же проводник. Результаты показали максимальное отклонение менее $\pm 0,44\%$, что подтверждает корректность вычисления матрицы \mathbf{C} в ПО TALGAT [62]. В [63] показано, что квазистатическое моделирование может быть использовано для

анализа и проверки результатов натурального эксперимента по распространению импульсного сигнала в плоском кабеле. Показательные и доступные примеры сравнения результатов TALGAT с результатами измерения и электродинамического анализа представлены в [64] и [65], соответственно. Показательно привести результаты сравнения для связанной линии из трех проводников [66], один из которых опорный, поскольку эта линия является прототипом исследуемого в работе устройства. Электродинамическое моделирование выполнено с редкой и частой сегментацией за 2 ч 7 мин и 6 ч 33 мин, соответственно, а квазистатическое в TALGAT – за 11 с. При учащении сегментации наблюдается сходимость результатов и по времени задержки, и по амплитудам импульсов, а экономия времени велика.

1.4 Модальный анализ многопроводных линий передачи

Для передачи сигналов в РЭС широко применяются связанные линии передачи (ЛП) или, в общем случае, многопроводные линии передачи (МПЛП) [67]. Модальный анализ позволяет детально исследовать ЛП, находя причины искажения сигналов. В работе [68] продемонстрировано решение уравнений линии передачи со слабой связью в неоднородной среде без потерь во временной области. Также необходимо отметить активную работу исследователей Park, Xiao и Kami [69–72]. Особо примечательна работа [73], в которой анализируется отклик на выходе МПЛП с использованием метода разложения мод во временной области.

В книге [74] представлен раздел, посвященный модальному анализу ЛП. В системе из n связанных линий могут распространяться n отдельных мод, каждая из которых имеет свои импеданс и скорость распространения. Каждая мода представляет собой самодостаточную ориентацию поля, распространяющуюся по ЛП. По аналогии, для понимания поведения связанных линий и для облегчения проектирования с их использованием рекомендуется рассматривать пару связанных линий как единую структуру передачи. Эта структура поддерживает

два режима возбуждения волны, называемых четной модой и нечетной модой, и оба имеют компоненты прямого и обратного движения (рисунок 1.3) [75].

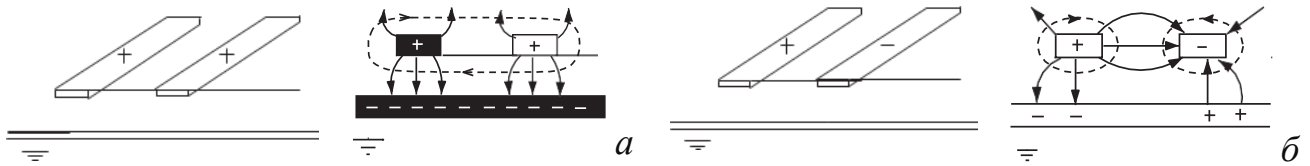


Рисунок 1.3 – Режимы возбуждения в связанных микрополосковых линиях: четная (а) и нечетная (б) моды.

Электрические поля (\rightarrow), силовые линии магнитного поля ($- -$) [75]

У четной моды (рисунок 1.3а) амплитуда и полярность напряжений на двух сигнальных проводниках одинаковы. У нечетной моды (рисунок 1.3б) напряжения на двух сигнальных проводниках равны, но имеют противоположную полярность. Любая ориентация электромагнитного поля на связанных линиях может быть представлена как взвешенное сложение конфигураций полей четных и нечетных мод.

Так же справедливо рассматривать ориентацию поля на основе каждой из линий (взятых по отдельности) и рассматривать влияние другой линии на возмущение полей первой линии. Однако представление полей в виде четной и нечетной мод помогает понять и количественно описать связь. Это представление облегчает разработку компонентов, использующих связь. Конфигурация полей, поддерживаемых связанными линиями, зависит от воздействия на линию и конечных нагрузок. Реальные поля будут представлять из себя суперпозицию четной и нечетной мод. Кроме того, в любой момент времени напряжения на линиях состоят из четных и нечетных составляющих [75].

Модальное разложение и анализ дают средства для моделирования поведения связанной системы через моделирование нескольких одиночных линий, что значительно упрощает анализ без ущерба для точности. Для этого нужно сначала выразить поведение линий через режимы распространения. Метод модального разложения преобразует матрицы индуктивности (\mathbf{L}) и емкости (\mathbf{C}) $n \times n$ в наборы n собственных векторов, каждый из которых относится к своему собственному значению. Интересен этот метод тем, что собственные векторы

ортогональны, что позволяет диагонализировать матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} таким образом, что внедиагональные элементы матрицы равны нулю. Как только получены диагональные матрицы, можно проанализировать поведение системы связанных линий, как набор n одиночных линий передачи, каждая из которых распространяет волны модальных напряжений и модальных токов. При таком подходе используются матрицы модальных индуктивностей и емкостей \mathbf{L}_m и \mathbf{C}_m для преобразования линейных напряжений и токов в модальные напряжения и токи, затем используются для управления одиночными линиями при моделировании или ручном анализе, например, их диаграмме отражений. Затем смоделированный или рассчитанный отклик преобразуется обратно из модальных напряжений и токов в линейные напряжения и токи.

Если матрицы \mathbf{LC} и \mathbf{CL} можно диагонализировать, то диагональные компоненты ортогональны друг к другу. Это позволяет представлять линейные напряжения как линейную комбинацию модальных напряжений. Для этого сначала необходимо определить связь между линейными напряжениями и модальными напряжениями. Можно использовать уравнение связанной волны напряжения (1.1), чтобы получить матрицу преобразования напряжения \mathbf{S}_v :

$$\frac{d^2 \mathbf{v}}{dz^2} = \omega^2 \mathbf{LC} \mathbf{v}, \quad (1.1)$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{S}_v \mathbf{v}_m, \quad (1.2)$$

где \mathbf{S}_v – это матрица, содержащая собственные векторы матрицы \mathbf{LC} , которые переводят нормальные линейные напряжения \mathbf{v} в модальные напряжения \mathbf{v}_m . После этого нужно смоделировать систему в виде n одиночных линий, используя \mathbf{v}_m в качестве воздействия, вместо n связанных линий с \mathbf{v} в качестве воздействия. Аналогично, уравнение (1.3) для связанной волны тока используется для получения \mathbf{S}_i :

$$\frac{d^2 \mathbf{i}}{dz^2} = \omega^2 \mathbf{CL} \mathbf{i}, \quad (1.3)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{S}_i \mathbf{i}_m, \quad (1.4)$$

где \mathbf{S}_i – это матрица, содержащая собственные векторы матрицы \mathbf{CL} , которая переводит нормальные линейные токи \mathbf{i} в модальные токи \mathbf{i}_m . Тогда

$$\frac{d\mathbf{v}}{dz} = -j\omega\mathbf{L}\mathbf{i}, \quad (1.5)$$

$$\frac{d\mathbf{i}}{dz} = -j\omega\mathbf{C}\mathbf{v}, \quad (1.6)$$

а в матричном виде:

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j\omega\mathbf{L} \\ -j\omega\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix}. \quad (1.7)$$

Для получения модальных индуктивностей из уравнения (1.5) нужно заменить модальные напряжения и токи через матрицы преобразования на напряжение и ток линии:

$$\frac{d}{dz}(\mathbf{S}_v \mathbf{v}_m) = -j\omega\mathbf{L}\mathbf{S}_i \mathbf{i}_m. \quad (1.8)$$

Умножение обеих сторон на \mathbf{S}_v^{-1} :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz}(\mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{S}_v \mathbf{v}_m) &= -j\omega\mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{L}\mathbf{S}_i \mathbf{i}_m, \\ \frac{d\mathbf{v}_m}{dz} &= -j\omega\mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{L}\mathbf{S}_i \mathbf{i}_m. \end{aligned} \quad (1.9)$$

Матрица модальной индуктивности определяется как

$$\mathbf{L}_m = \mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{L}\mathbf{S}_i. \quad (1.10)$$

Следуя аналогичному подходу, так же выводится уравнение для модальной емкости:

$$\frac{d}{dz}(\mathbf{S}_i \mathbf{i}_m) = -j\omega\mathbf{C}\mathbf{S}_v \mathbf{v}_m, \quad (1.11)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_m}{dz} = -j\omega\mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{C}\mathbf{S}_v \mathbf{v}_m, \quad (1.12)$$

$$\mathbf{C}_m = \mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{C}\mathbf{S}_v, \quad (1.13)$$

\mathbf{L}_m и \mathbf{C}_m – диагональные матрицы,

$$\mathbf{L}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{m11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{L}_{m22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{L}_{m(n-1)(n-1)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{L}_{mnn} \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

$$\mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{m11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_{m22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{C}_{m(n-1)(n-1)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{C}_{mnn} \end{bmatrix}, \quad (1.15)$$

где диагональные элементы определяются (1.10) и (1.13).

Еще одно отношение, которое считается полезным:

$$\mathbf{S}_i = (\mathbf{S}_v^{-1})^T. \quad (1.16)$$

Поскольку модальные величины ортогональны, то можно использовать их для моделирования системы в виде n одиночных линий, а не n связанных линий.

Анализ линий передачи требует определения модального импеданса и скорости распространения сигнала в линии. Для одиночной линии

$$v_p = \frac{\omega}{\beta}, \quad (1.17)$$

со сдвигом фазы на единицу длины линии без потерь:

$$\beta = \text{Im} \left[\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \right] = \omega \sqrt{LC}, \quad (1.18)$$

что ведет к

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.19)$$

По аналогии можно написать выражение для матрицы модальных скоростей через матрицы модальной индуктивности и емкости:

$$\mathbf{v}_{pm} = \sqrt{\mathbf{L}_m^{-1} \mathbf{C}_m^{-1}}. \quad (1.20)$$

Поскольку \mathbf{L}_m и \mathbf{C}_m квадратные и диагональные матрицы, их инверсии будут такими же. Так как произведение является диагональным, то (1.20) примет вид

$$v_{pm,ii} = \frac{1}{\sqrt{L_{m,ii} C_{m,ii}}} . \quad (1.21)$$

Подстрочный индекс i представляет строку и столбец в каждой матрице. Подобным образом находится уравнение для выражения модальных импедансов

$$Z_{m,ii} = \sqrt{\frac{L_{m,ii}}{C_{m,ii}}} . \quad (1.22)$$

Между проводниками МПЛП существуют индуктивные и емкостные связи, которые характеризуются коэффициентами индуктивной связи (KL) и емкостной связи (KC). Если $KL \neq KC$, то это означает, что связь между линиями не уравновешена в смысле неравенства степени связи по току и по напряжению [76]. Если $KL = KC$, фазовые скорости четной и нечетной мод связанной ЛП равны. В случае, когда количество связанных проводников равно двум, можно записать простые формулы для KL и KC :

$$KC = \frac{C_{21}}{\sqrt{C_{11} C_{22}}} , \quad KL = \frac{L_{21}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} , \quad (1.23)$$

где C_{ij} и L_{ij} , $i, j=1, 2$ – элементы матрицы электростатической и электромагнитной индукций.

Модальный анализ связанных ЛП может быть проведен с целью проектирования и разработки фильтров, ответвителей и других устройств на основе полосковых линий. Анализ физики волновых процессов и природы неуравновешенной электромагнитной связи в связанных ЛП позволили создать ряд СВЧ и ВЧ фильтров и других устройств с уникальными параметрами [77].

В [78] теоретически и экспериментально показано, что при функционировании высокоскоростных межсоединений в вычислительной технике и системах управления, созданных на современной конструктивно-технологической базе, существует реальная опасность деградации и расщепления полезных импульсных сигналов на несколько субимпульсных пачек (количество субимпульсов в пачке равно количеству связанных линий).

В [79] представлены результаты моделирования и измерений направленного ответвителя со слабой связью 20 дБ для измерительных систем, работающих в диапазоне частот 1–4 ГГц (рисунок 1.4). Направленный ответвитель имеет простую реализацию и обеспечивает достаточную ширину полосы рабочих частот для большого числа практических применений. Кроме того, в ней нивелируется проблема деградации направленности, вызванная неравенством скоростей нормальных волн (синфазной и противофазной).

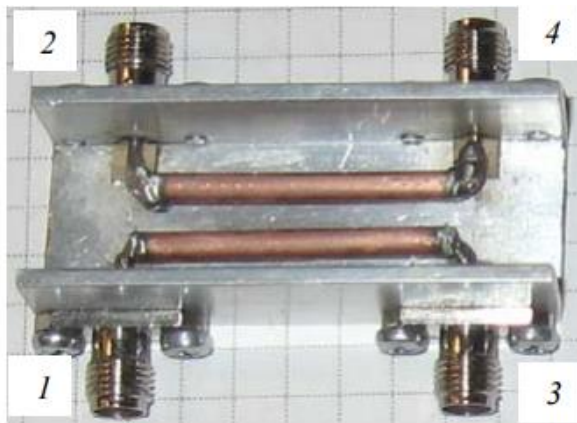


Рисунок 1.4 – Направленный ответвитель в корпусе со снятой крышкой с обозначением номеров портов [79]

В [80] на основе двумерного электромагнитного микрополоскового кристалла разработана новая конструкция ФНЧ (рисунок 1.5), которая обладает более высокой крутизной склона амплитудно-частотной характеристики по сравнению с фильтром на одномерном электромагнитном микрополосковом кристалле.

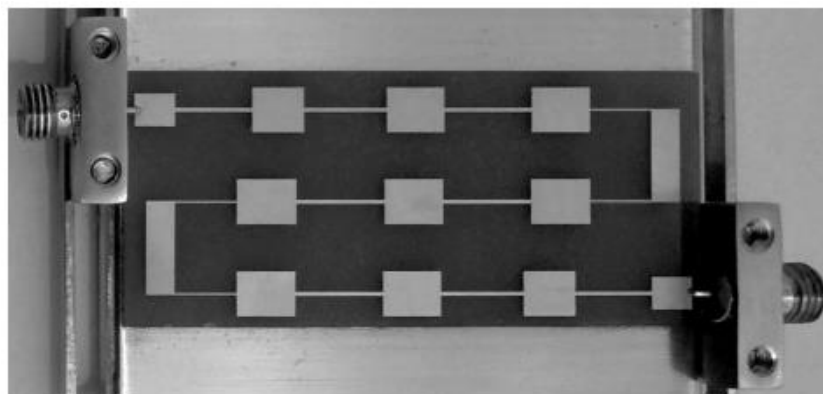


Рисунок 1.5 – Конструкция фильтра нижних частот на микрополосковом двумерном электромагнитном кристалле [80]

В [81] показана возможность распространения сверхширокополосных пикосекундных импульсов без значительных потерь энергии из-за отражения от входа в направленном ответвителе на основе связанных полосковых линий (рисунок 1.6). Эти результаты дополняют понимание эффекта разделения коротких импульсов в модальных фильтрах (МФ) на основе связанных многопроволочных линий, о которых будет сказано ниже.



Рисунок 1.6 – Внешний вид направленного ответвителя [81]

1.5 Технология модальной фильтрации

Для защиты РЭС от СКИ предложена технология модальной фильтрации, основанная на модальном разложении импульса на импульсы меньшей амплитуды из-за разницы задержек мод [82]. При распространении импульса в отрезке линии, с неоднородным диэлектрическим заполнением, из N проводников (не считая опорного) импульс может подвергаться модальным искажениям, вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды, из-за различия погонных задержек мод в линии [83]. Полное разложение импульса в отрезке длиной l имеет место, если общая длительность импульса t_{Σ} меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. при условии

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (1.24)$$

где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка $i(k)$ -й моды отрезка. Для пары связанных линий ($N=2$) из (1.24) получим

$$t_{\Sigma} < l \cdot |\tau_2 - \tau_1|, \quad (1.25)$$

где τ_2, τ_1 – погонные задержки чётной и нечётной мод в отрезке связанных линий.

Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между активным и опорным проводниками подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка (рисунок 1.7) [84].

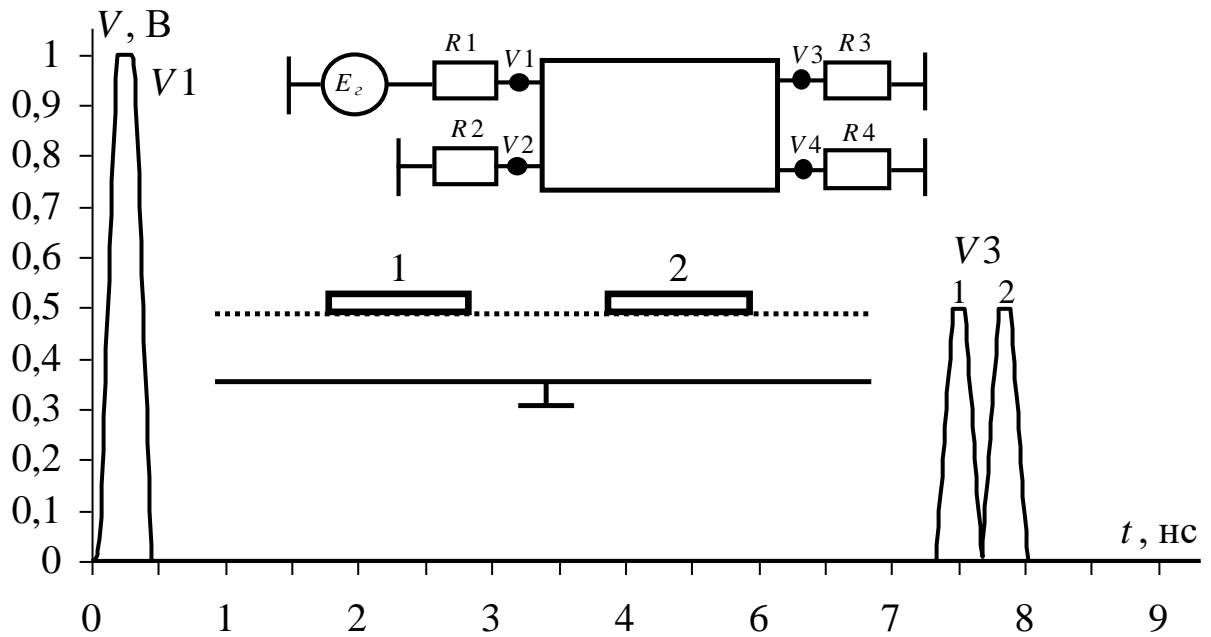


Рисунок 1.7 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Устройства защиты, работа которых основана на принципе модальной фильтрации, лишены недостатков традиционных устройств защиты, а также имеют ряд преимуществ (отсутствие полупроводниковых компонентов, как следствие высокая радиационная стойкость, долгий срок службы, функционирование при высоких напряжениях, малые габариты и низкая стоимость) [85]. К таким устройствам относят МФ [86] и меандровые линии (МЛ) [87]. Простейшие из них основаны на отрезке связанных линий с количеством проводников $N=2$ (рисунок 1.8).

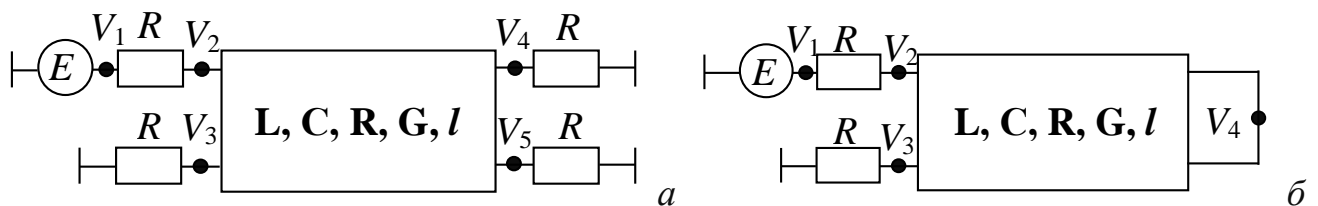


Рисунок 1.8 – Эквивалентные схемы МФ (а) и МЛ (б)

на основе отрезка связанных линий

Исследовано несколько структур МФ с $N=2$, показанных на рисунке 1.9, где w – ширина проводников, s – расстояние между ними, t – толщина проводников, h – толщина диэлектрика, ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

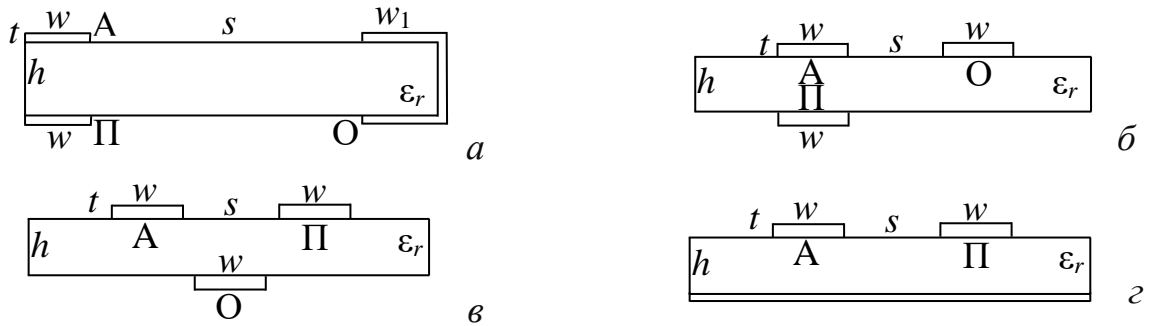


Рисунок 1.9 – Поперечные сечения МФ с $N=2$: симметричный (а) и асимметричный (б) с сильной связью, с треугольным расположением проводников (в) и микрополосковый (г)

В результате для структур МФ с $N=2$ входной импульс раскладывается на 2 импульса меньшей амплитуды. Амплитуда СКИ, в зависимости от связи в линиях и их параметров, может быть в 2 и более раз меньше исходной [88].

Для совершенствования защиты РЭС от СКИ может применяться каскадное соединение [84] отрезков связанных линий (рисунок 1.10).

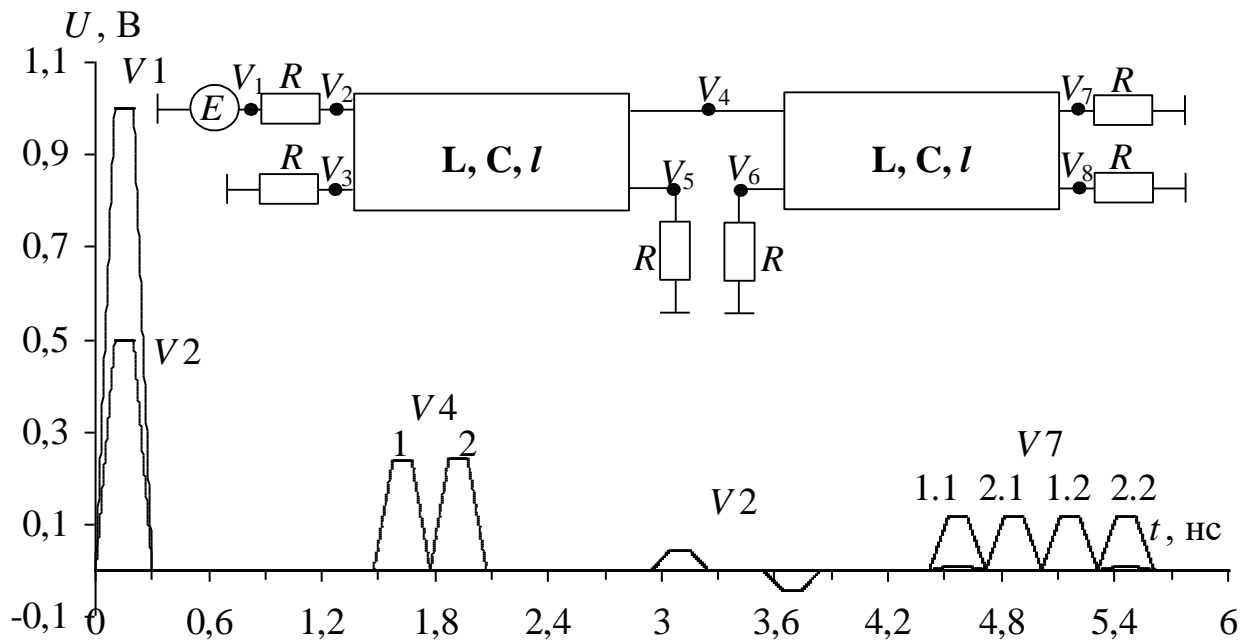


Рисунок 1.10 – Разложение импульса в двух отрезках связанных линий

В этом случае каждый импульс разложения последовательно делится еще на 2 импульса с меньшей амплитудой. В результате, подключение к отрезку еще одного отрезка приводит к разложению импульса 1 на импульсы 1.1 и 1.2, аналогично с импульсом 2, так что получается последовательность импульсов 1.1, 1.2, 2.1, 2.2 (рисунок 1.10).

Последовательное соединение n отрезков приведет при определенных условиях к разложению на 2^n импульсов, что возможно при последовательном удвоении или укорочении длин отрезков связанных линий. Таким образом, каскадное соединение импульсов приводит к улучшению ослабления МФ, однако при этом увеличивается длина структуры, что приводит к увеличению габаритов защитного устройства.

Чем меньше длительность СКИ, тем эффективнее модальная фильтрация. Между тем для МФ модальное разложение возможно только в неоднородном диэлектрическом заполнении, причем чем выше значение диэлектрической проницаемости, тем эффективнее. Если это невозможно, эффективное разложение СКИ на последовательность импульсов будет при увеличении длины линии, что увеличивает габариты и ограничивает область ее использования. Для совершенствования защиты РЭС от СКИ успешно используются МЛ. В МЛ число импульсов разложения на один больше, чем в МФ, за счет первого импульса перекрестной наводки. Также МЛ обладает некоторыми преимуществами по сравнению с МФ: в МФ импульсы мод проходят путь длиной l , а в МЛ – $2l$, т.е. МЛ может быть в 2 раза короче (при прохождении СКИ пути длиной l). В МФ на концах проводников желательно использовать резисторы, а в МЛ их нет.

Устройства на основе МФ уже нашли своё применение в аппаратуре сети Ethernet МЧС г. Томска [89]. Во время эксплуатации произошло около 3-х скачков напряжения сети энергоснабжения. В результате одного из них выведен из строя коммутатор локальной сети, вышли из строя сетевые адаптеры на 2 ПК, а оборудование, защищенное МФ, не пострадало [90].

1.6 Роль зеркальной симметрии в модальной фильтрации

Реализация модальной фильтрации может быть весьма разнообразной, включая отсутствие необходимости в самом МФ и использование существующих электрических соединений, например, межсоединения печатных плат (ПП). В бортовой аппаратуре космических аппаратов для обеспечения связи между блоками используются гибкие печатные кабели (ГПК) [91] (рисунок 1.11).

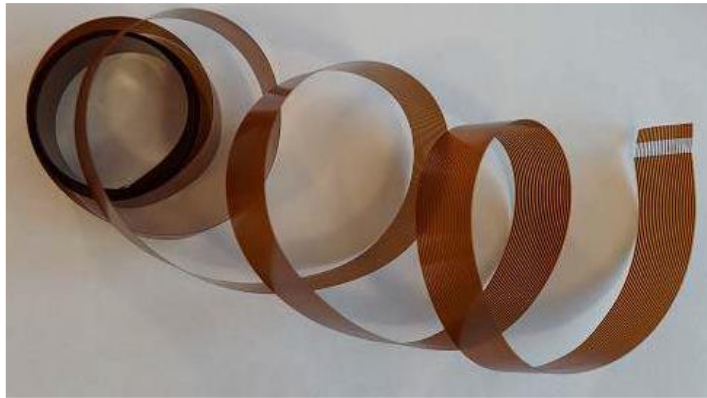


Рисунок 1.11 – Внешний вид ГПК

Из-за большого количества контактов в рядах соединителя, крайние проводники кабеля остаются неиспользованными. Согласно техническим условиям они являются технологическими (сохраняют изоляцию на близлежащем печатном проводнике). Между тем они могут быть задействованы для реализации МФ в кабеле. В результате, крайние проводники ГПК, которые можно использовать как опорные или пассивные, подходят для защиты за счет модальной фильтрации [53]. Рассмотрены две структуры, поперечные сечения которых представлены на рисунке 1.12. Данные поперечные сечения, по расположению активного и пассивного проводников относительно опорного, называют симметричной (рисунок 1.12*а*) и несимметричной (рисунок 1.12*б*) структурами.

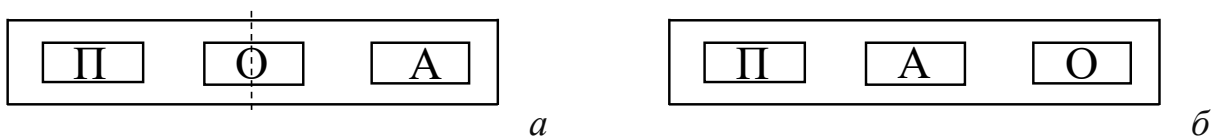


Рисунок 1.12 – Поперечные сечения симметричной (*а*) и несимметричной (*б*) структур. Проводники: П – пассивный, А – активный, О – опорный

Исследовано распространение импульсов в отрезках ГПК разной длины в симметричной структуре и показано уменьшение амплитуды воздействующего импульса длительностью 0,3 нс в 2 раза в отрезке ГПК длиной 1 м, что демонстрирует возможность защиты РЭС от мощного СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов, причем это осуществимо из-за специфики самой структуры ГПК [92]. Результаты моделирования временного отклика несимметричной структуры не показали существенного уменьшения амплитуды воздействующего импульса в конце активного проводника. Таким образом, возможность модального разложения воздействующего импульса в ГПК напрямую зависит от соблюдения симметрии. Это можно обобщить на любую пару связанных линий, поперечное сечение которой симметрично относительно оси, проходящей через опорный проводник. Тогда, для всех матриц погонных параметров (\mathbf{L} , \mathbf{C} , \mathbf{R} , \mathbf{G}) получим:

$$l_{11}=l_{22}; c_{11}=c_{22}; r_{11}=r_{22}; g_{11}=g_{22}. \quad (1.26)$$

Кроме того, для получения равных амплитуд импульсов разложения на выходе МФ важна симметрия согласования. Установлено, что для равенства амплитуд импульсов разложения необходимы осевая симметрия поперечного сечения структуры (активный и пассивный проводники расположены зеркально по отношению к опорному, находящемуся на оси симметрии) и симметрия нагрузок, выражаемая условием:

$$R=R_1=R_2=R_3=R_4. \quad (1.27)$$

Однако условия симметрии сечения и симметрии нагрузок являются необходимыми, но недостаточными для равенства амплитуд импульсов разложения. Рассмотрено моделирование временного отклика структур из рисунков 1.9а и в при воздействии сигнала с ЭДС 1 кВ и длительностью 300 пс. Первоначально номинал резисторов R соответствовал значению диагональных коэффициентов ($Z_{11}=Z_{22}$) матрицы \mathbf{Z} , вычисленной из погонных матриц \mathbf{C} и \mathbf{L} , как делается в работе [93]. В результате моделирования временного отклика структуры со слабой связью получены импульсы разложения с близкими амплитудами (238 В и 245 В). Однако, для структуры с сильной связью

(рисунок 1.9а), с таким же критерием выбора граничных условий, равенство амплитуд импульсов разложения уже не сохраняется (225 В и 58 В). Кроме этого, уменьшается амплитуда напряжения в начале линии (с 490 В до 360 В) [94]. Таким образом, необходим другой выбор значений R .

Известно аналитическое выражение для (нормированных к амплитуде ЭДС) амплитуд импульсов четной и нечетной мод в конце двух связанных линий [95]. В данном случае оно имеет вид

$$V_{e,o}/E = (1+\Gamma_{e,o})/(2P_{e,o}), \quad (1.28)$$

где

$$\Gamma_{e,o} = (R-Z_{e,o})/(R+Z_{e,o}), \quad P_{e,o} = 1+R/Z_{e,o}. \quad (1.29)$$

Приравнивание амплитуд импульсов четной и нечетной мод после простых алгебраических преобразований дает условие симметрии согласования:

$$R = (Z_e Z_o)^{0,5}. \quad (1.30)$$

Используя это значение R , аналогично вычислен временной отклик для структур со слабой и сильной связями. Значение R , равное диагональному коэффициенту матрицы \mathbf{Z} , приводит к неравенству амплитуд импульсов разложения, особенно значительно для структур с сильной связью. Если же значения R равны среднегеометрическому значению импедансов чётной и нечётной мод, то при разложении получаются импульсы с равными амплитудами. Амплитуда напряжения в начале активного проводника линии равна половине ЭДС.

Отметим, что при сильной связи амплитуды импульсов гораздо меньше (132 В), чем при слабой (250 В). Поэтому структуры с сильной связью более предпочтительны для реализации модальной фильтрации.

Амплитуды напряжения импульсов при $R=(Z_e Z_o)^{0,5}$ можно получить аналитически. Подстановка (1.30) в (1.28), после простых алгебраических преобразований, дает выражение для нормированных и равных друг другу амплитуд импульсов четной и нечетной мод через их волновые сопротивления

$$V/E=k/(k+1)^2, \quad (1.31)$$

где $k=(Z_e/Z_o)^{0,5}$ при $Z_e>Z_o$.

Таким образом, для того, чтобы получить равные амплитуды импульсов разложения на выходе фильтра необходимо выполнение важного для модальной фильтрации условия симметрии согласования для выбора резистивных нагрузок на концах отрезка МФ.

Моделирование временного отклика показало, что структура с симметрией сигнальных проводников относительно опорного позволяет получить выравненные амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Другими словами, для получения более высоких характеристик МФ целесообразно изменение конфигурации структуры до достижения симметрии, для более эффективного разложения СКИ в МФ.

В итоге предложен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет использования зеркальной симметрии [96]. Такой подход реализован в устройстве, названном зеркально-симметричным МФ. Он представляет собой 5 в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрическом слое, причем проводники 1 и 2 расположены на одной его стороне, и, в то же время, 2 дополнительных проводника расположены зеркально-симметрично относительно проводников 1 и 2 на обратной стороне диэлектрического слоя, а проводник 5 расположен в диэлектрическом слое на равном расстоянии от внешних проводников [97]. Поперечное сечение зеркально-симметричной структуры относительно горизонтальной оси симметрии α и вертикальной β , которые проходят через проводник 5, представлено на рисунке 1.13.

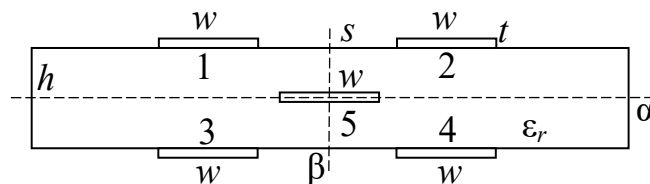


Рисунок 1.13 – Поперечное сечение зеркально-симметричной структуры

Данная структура в общем случае рассматривается как 4-проводная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в данной структуре распространяются 4 моды с

соответствующими им характеристиками. В силу симметрии поперечного сечения по двум осям, для каждой из матриц погонных параметров справедливы (приведенные для матрицы \mathbf{L}) равенства вида:

$$l_{11}=l_{22}=l_{33}=l_{44}; l_{12}=l_{34}; l_{13}=l_{24}; l_{14}=l_{23}. \quad (1.32)$$

Таким образом, предложен новый подход совершенствования структуры модального фильтра за счет зеркального добавления к существующей структуре дополнительных слоев диэлектрика и проводников.

1.7 Асимметрия модальных фильтров

Из подраздела, представленного выше, ясно, что для повышения эффективности модальной фильтрации необходима осевая симметрия поперечного сечения структуры, а также симметрия граничных условий.

В работе [98] описывается моделирование временного отклика для 2-проводной асимметричной линии (виток линии задержки), представленной на рисунке 1.14, где w – ширина проводников, s – расстояние между ними.

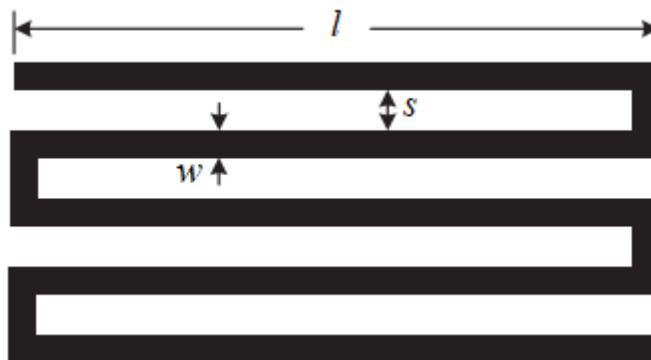


Рисунок 1.14 – Меандровая линия задержки из соединенных с резким перегибом витков [98]

Выполнялось вычисление временного отклика методом Time Domain Transmission (TDT) при параметрах: толщина диэлектрика 1,6 мм с $\epsilon_r=4,7$, $w=1$ мм, $s=1$ мм и длиной линии прямого отрезка (l) 200 мм. Результаты показаны на рисунке 1.15.

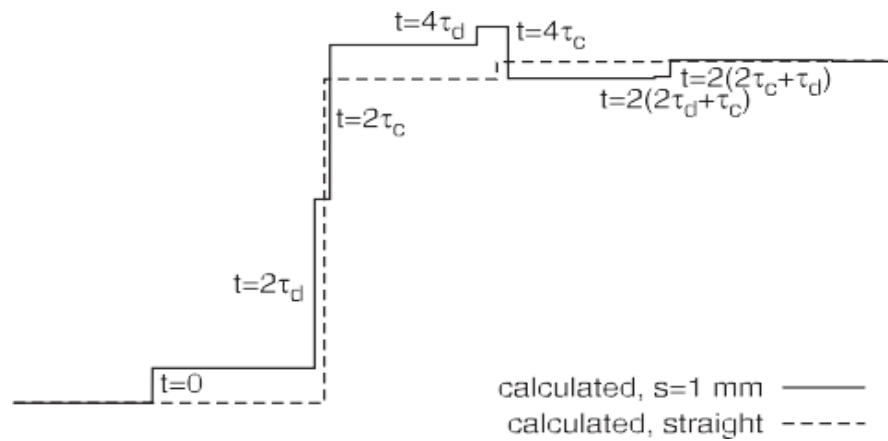


Рисунок 1.15 – Расчетные формы выходных сигналов TDT
для $s=1$ мм и $l=200$ мм [98]

На рисунке 1.15 хорошо видны искажения выходных сигналов. Во-первых, до прихода основного сигнала величина выходного сигнала не равна нулю, а возрастает до значительного уровня. На самом деле это связано с перекрестной наводкой на ближнем конце меандровой линии задержки. Эта наводка появляется на выходе точно в то же время, когда на входе подается импульс, т.е. $t=0$ на рисунке 1.15. Амплитуда перекрестной наводки на ближнем конце увеличивается от 0 до определенного уровня. После этого амплитуды больше не увеличиваются. Сигнал имеет форму широкого импульса, а ширина импульса в 2 раза больше, чем время распространения через параллельный участок линии задержки меандра. Одним из рисков плотного расположения витков в меандровой линии задержки является то, что уровень этого сигнала при $t=0$ может превысить пороговый уровень приемника и привести к ложному переключению логических затворов.

Затем поступает основной сигнал. Из-за различных модальных скоростей распространения сигнал дифференциальной моды придет чуть раньше (при $t=2\tau_d$), чем сигнал синфазной моды (при $t=2\tau_c$). В большинстве практических случаев разница между скоростями распространения мод невелика и незначительна. После прихода основного сигнала выходной сигнал поднимается при $t=4\tau_d$, а затем опускается до определенного уровня при $t=4\tau_c$. После некоторых колебаний при $t=2(2\tau_d+\tau_c)$ и $t=2(2\tau_c+\tau_d)$ выходной сигнал достигает стабильного уровня. Эти моменты времени представляют собой линейную комбинацию задержек мод.

Нисходящий уровень при $t=4\tau_c$ устанавливает верхний предел порогового уровня приемника, чтобы избежать ложного переключения.

Примечательна работа [99], в которой рассмотрен случай несимметричных связанных линий в неоднородной диэлектрической среде и представлены различные системы параметров, включая погонные и модальные. На рисунке 1.16 продемонстрированы конструкции и схемы несимметричных связанных линий.

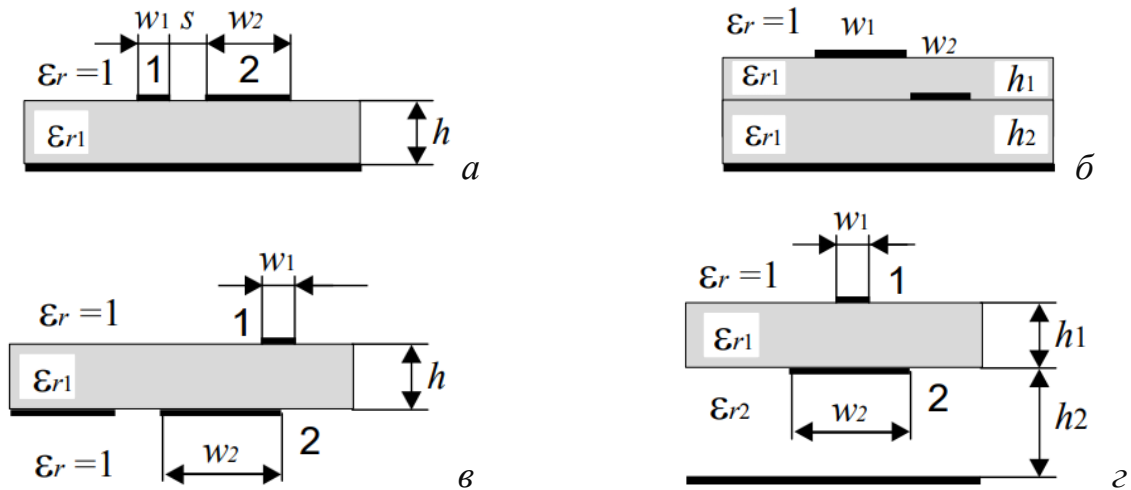


Рисунок 1.16 – Несимметричные связанные линии с неоднородным диэлектрическим заполнением: структуры со слабой (а, б) и сильной (в, г) асимметрией [99]

Под симметрией связанных линий понимают только импедансную электрическую симметрию. При этом, как правило, геометрическая симметрия обуславливает и электрическую, например, как показано на рисунке 1.16а, если ширина проводников была бы равна ($w_1=w_2$). Однако, двухуровневая конструкция с проводниками разной ширины (рисунке 1.16б) тоже может практически являться электрически симметричной, если соблюдается геометрическая пропорция $w_1/(h_1+h_2) \approx w_2/h_2$, а импедансы проводников равны друг другу. И наоборот, конструкция, показанная на рисунке 1.16г, обладающая геометрической вертикальной «внутрилинейной» симметрией, по существу, является сильно несимметричной в электрическом «межлинейном» смысле.

Примечательна асимметричная структура МФ, в которой активный и пассивный проводники расположены асимметрично по отношению к опорному [100] (рисунке 1.17а). При исследовании безрезистивного исполнения

этой структуры, в случае короткого замыкания (КЗ) в начале и холостого хода (ХХ) в конце пассивного проводника (рисунок 1.17б), обнаружены дополнительные импульсы с задержками, некратными задержкам отраженных импульсов четной и нечетной мод. Кроме того, отмечены особенности форм импульсов, отличающие их от трапециевидных, и доказано, что эти импульсы возникают из-за наложения импульсов. Квазистатическое моделирование при воздействии ЭДС 2 В с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 0,1 нс позволило разделить наложенные импульсы и выявить закономерность их появления. Показано, что они описываются линейными комбинациями задержек четных и нечетных мод линии. Форма напряжения на выходе такого МФ показана на рисунке 1.18.

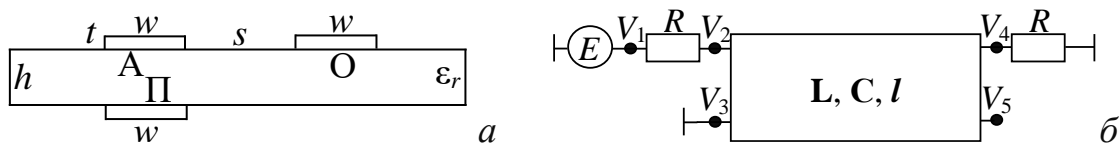


Рисунок 1.17 – Поперечное сечение (а)

и эквивалентная схема асимметричного МФ (б)

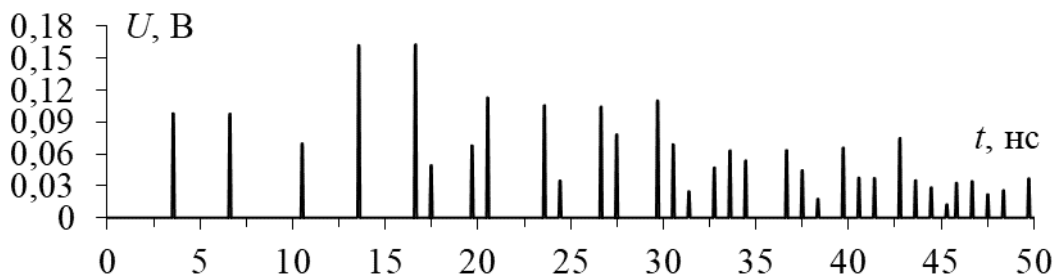


Рисунок 1.18 – Форма напряжения на выходе асимметричного МФ

Результаты работы [100] важны, поскольку из них следует возможность использования дополнительных импульсов, задержки которых не равны либо некратны погонным задержкам мод защитной структуры. Этот ресурс скрыт и не используется. Между тем можно предположить, что симметрия скрывает его, тогда как асимметрия позволяет его выявить. Для формирования более полного представления о роли симметрии и различных видов асимметрии в появлении дополнительных импульсов, значениях их параметров и влиянии на модальное разложение целесообразно рассмотреть возможности их появления в структурах с симметрией.

1.8 Постановка цели и задач исследования

На основании обзора, приведенного в данном разделе, следует отметить, что задача обеспечения ЭМС РЭС и их защиты от электромагнитных воздействий является актуальной из-за высокой значимости корректного функционирования РЭС практически во всех отраслях жизнедеятельности человека. Это является сложной комплексной задачей, требующей учёта на начальных стадиях проектирования РЭС, что становится возможно благодаря проведению компьютерного моделирования проблем ЭМС при проектировании РЭС. Традиционно, при моделировании защитных устройств используют электродинамический и квазистатический подходы.

Между тем одним из направлений ЭМС является защита РЭС от кондуктивных помех, в частности от мощного СКИ. С учетом особенностей временных и энергетических характеристик СКИ различной природы в условиях современной электромагнитной обстановки, традиционные методы ограничения и фильтрации зачастую оказываются неэффективными или недостаточными, что, в свою очередь, требует применения дополнительных мер защиты РЭС. Для защиты РЭС от СКИ предлагается использовать устройства, работа которых основана на технологии модальной фильтрации. По данной теме проведено углубленное исследование по оценке искажений импульсов, изменению длительности и амплитуд на выходе линии и прочим характеристикам. На основании проведенных исследований предложен новый подход к совершенствованию структуры МФ за счет зеркальной симметрии. Поскольку устройство обладает симметричной, относительно двух осей, геометрической конфигурацией поперечного сечения, оно представляет интерес для исследования. Это актуально, поскольку возможности использования такой симметрии в МФ практически неизвестны. Целесообразными в этом направлении видятся исследования по оптимизации и анализу временных и частотных характеристик зеркально-симметричных МФ, оценки влияния влагозащитного покрытия и экранирующего корпуса, использованию симметрии для последующего деления СКИ на удвоенное число

импульсов в 2 раза меньшей амплитуды. Кроме того, представляет интерес изучение асимметрии МФ, и ее влияния на модальное разложение.

Цель работы – выявить возможности совершенствования защиты радиоэлектронных средств от сверхкороткого импульса за счет зеркально-симметричных структур.

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

1. Выполнить обзор методов защиты радиоэлектронных средств от импульсных помех.
2. Выполнить параметрическую оптимизацию и анализ зеркально-симметричных модальных фильтров.
3. Выполнить анализ зеркально-симметричных меандровых линий, полученных на основе зеркально-симметричного модального фильтра.

2. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ И АНАЛИЗ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ЗЕРКАЛЬНО- СИММЕТРИЧНЫХ СТРУКТУР

В данном разделе представлены результаты исследования защитных устройств на основе зеркально-симметричных МФ [101]: улучшения характеристик посредством оптимизации как по двум критериям отдельно [102, 103], так и одновременно по нескольким критериям [104, 105]; согласования [106]; вычисления временных [107, 108] и частотных [109] характеристик с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектрике; анализа влияния влагозащитного покрытия [110] и корпуса [111] на характеристики; вычисления погонных задержек мод с помощью полученных аналитических выражений [112]; формулировки аналитического условия выравнивания разностей погонных задержек мод [113]; анализа особенностей структур с зеркальной симметрией [114]; сравнения микрополоскового и зеркально-симметричного 4-хпроводных МФ [115]; анализа временных и частотных характеристик 4-х проводных структур с зеркальной симметрией различных конфигураций поперечного сечения для реализации 3-кратного модального резервирования [116, 117], квазистатического моделирования временного отклика 3-х 8-проводных зеркально-симметричных структур круговой [118, 119], квадратной [120] и прямоугольной конфигураций [121]. Представлены результаты экспериментального подтверждения модальной фильтрации в зеркально-симметричном МФ. Выполнены моделирование и разработка лабораторного макета [122], реализация которого оказалась затруднительной. Разработана конфигурация 4-слойного зеркально-симметричного МФ, которая удовлетворяет стандартному технологическому процессу изготовления многослойных ПП [123, 124]. Выполнены вычислительный и натурный эксперименты для 4-слойного зеркально-симметричного МФ во временной и частотной областях [125].

2.1 Оптимизация параметров эвристическим поиском

2.1.1 Предварительное моделирование

При модальном анализе, количество мод, распространяющихся в линии, согласно подразделу 1.4, равно количеству проводников (N) в линии. Зеркально-симметричный МФ рассматривается как 4-проводная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в такой структуре распространяются 4 моды с соответствующими им характеристиками. Исследуются 4 структуры зеркально-симметричного МФ, несколько отличающиеся друг от друга расположением проводников в диэлектрике. Поперечные сечения указанных структур представлены на рисунке 2.1.

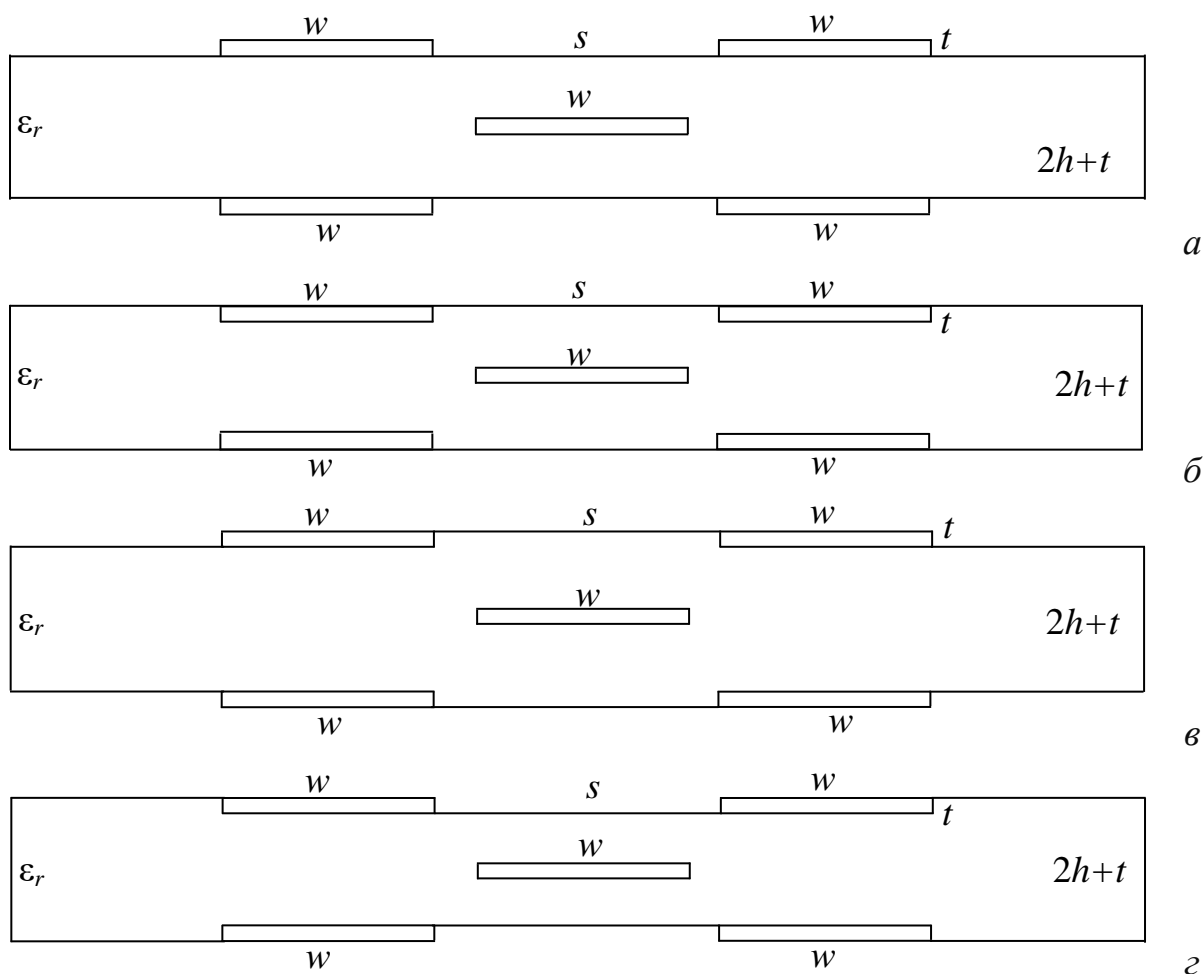


Рисунок 2.1 – Поперечные сечения структур
зеркально-симметричного МФ: 1 (а), 2 (б), 3 (в), 4 (г)

Выполнено предварительное моделирование 4-х зеркально-симметричных структур при исходных параметрах: $w=300$ мкм, $s=400$ мкм, $t=105$ мкм, $h=290$ мкм, $\epsilon_r=4,5$ [96]. Вычисление погонных параметров и откликов выполнялось с помощью квазистатического подхода в ПО TALGAT при допущении распространения только Т-волн. Для этого сначала выполнялось построение геометрических моделей поперечных сечений исследуемых структур, вычислялись матрицы погонных коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукций [126], затем вычислялись матрицы характеристического импеданса (**Z**) и погонных задержек (τ). При учете потерь вычислялись матрицы погонных сопротивлений **R** (потери в проводниках) и погонных проводимостей **G** (потери в диэлектрике). Для вычисления элементов матрицы **G** использована широко известная модель частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь материала FR-4 [127]. Матрица **R** вычислялась с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в опорном проводнике по методике [128], реализованной в TALGAT [129]. В данном случае исследовались идеализированные структуры без учета потерь, поэтому значения элементов матриц **R** и **G** равны нулю. Далее составлялась схема для моделирования, задавались нагрузки и воздействие. Вычислялись временные и частотные характеристики в диапазоне параметров. Эквивалентная схема зеркально-симметричного МФ представлена на рисунке 2.2. Значения сопротивлений (R) приняты равными 92 Ом при длине линии $l=1$ м. В качестве входного воздействия при моделировании временного отклика использовался источник трапециевидных импульсных сигналов, представленный источником ЭДС с амплитудой – 5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 0,05 нс, так что общая длительность входного импульса (t_{Σ}) составила 0,15 нс (рисунок 2.3). Такой воздействующий помеховый сигнал выбран из-за его схожести с полезным цифровым сигналом, который может быть воспринят системой как полезный и, тем самым, привести к нарушению работы. Кроме того, форма воздействия является удобной и показательной, так как у нее можно четко определить время

прихода импульсов, что важно для оптимизации по критерию выравнивания временных интервалов.

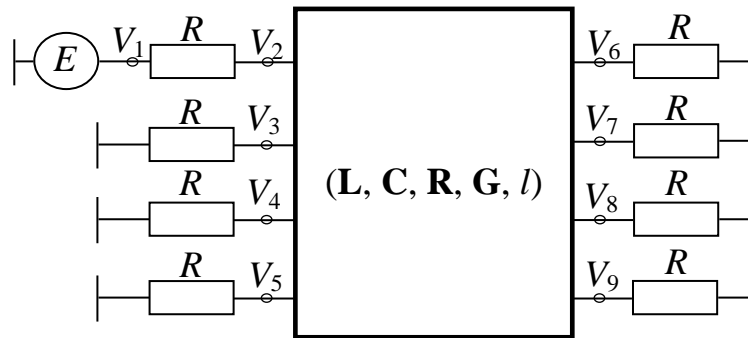


Рисунок 2.2 – Эквивалентная схема для моделирования

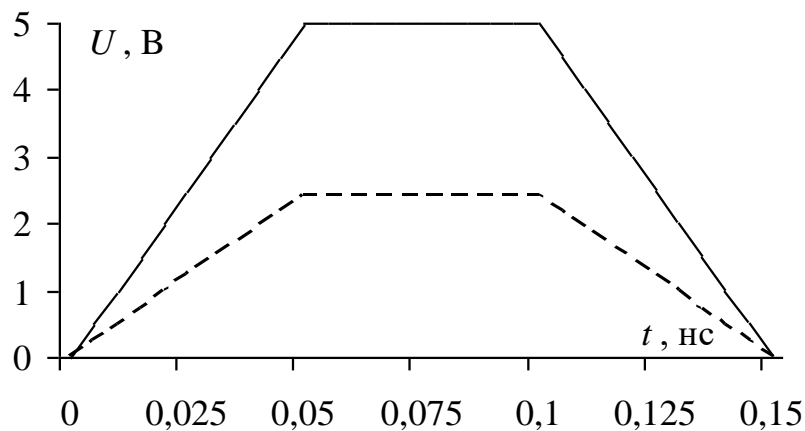


Рисунок 2.3 – Формы воздействующей ЭДС (—) и сигнала на входе (---)

В результате моделирования 4-х структур получены матрицы **C**, **L** и матрицы **τ** и **Z**, представленные в таблицах 2.1 – 2.4 для структур 1, 2, 3 и 4 соответственно. На рисунках 2.4–2.7 приведены формы напряжения на выходе для каждой из структур.

Таблица 2.1 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 1

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 74,9826 & -11,4189 & -18,6134 & -2,39474 \\ -11,4189 & 74,9826 & -2,39474 & -18,6134 \\ -18,6134 & -2,39474 & 74,9826 & -11,4189 \\ -2,39474 & -18,6134 & -11,4189 & 74,9826 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 580,291 & 247,481 & 206,206 & 168,185 \\ 247,481 & 580,291 & 168,185 & 206,206 \\ 206,206 & 168,185 & 580,291 & 247,481 \\ 168,185 & 206,206 & 247,481 & 580,291 \end{bmatrix}$

τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 7,15253 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,10157 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,50011 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,19219 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 91,8949 & 28,7517 & 28,4874 & 18,941 \\ 28,7517 & 91,8949 & 18,941 & 28,4874 \\ 28,4874 & 18,941 & 91,8949 & 28,7517 \\ 18,941 & 28,4874 & 28,7517 & 91,8949 \end{bmatrix}$

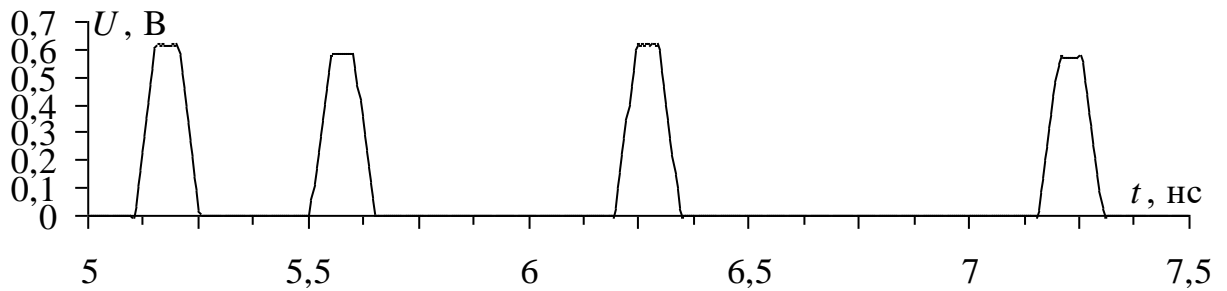


Рисунок 2.4 – Форма напряжения на выходе зеркально-симметричной структуры 1

Таблица 2.2 – Матрицы C , L , τ и Z для структуры 2

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 82,9905 & -19,0321 & -20,1865 & -27,0302 \\ -19,0321 & 82,9905 & -27,0302 & -20,1865 \\ -20,1865 & -27,0302 & 82,9905 & -19,0321 \\ -2,70302 & -20,1865 & -19,0321 & 82,9905 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 580,29 & 247,481 & 206,206 & 168,185 \\ 247,481 & 580,29 & 168,185 & 206,206 \\ 206,206 & 168,185 & 580,29 & 247,481 \\ 168,185 & 206,206 & 247,481 & 580,29 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 7,02648 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,59908 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,9354 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,27495 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 89,8098 & 31,8615 & 28,8506 & 20,5684 \\ 31,8615 & 89,8098 & 20,5684 & 28,8506 \\ 28,8506 & 20,5684 & 89,8098 & 31,8615 \\ 20,5684 & 28,8506 & 31,8615 & 89,8098 \end{bmatrix}$

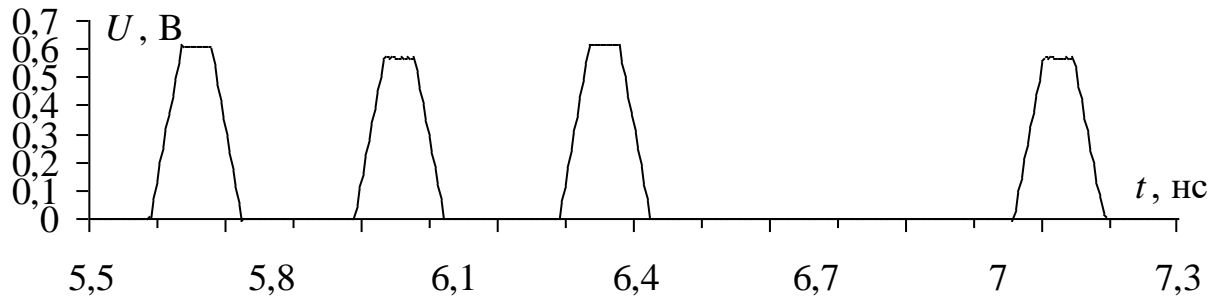


Рисунок 2.5 – Форма напряжения на выходе зеркально-симметричной структуры 2

Таблица 2.3 – Матрицы **C**, **L**, τ и **Z** для структуры 3

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 79,5401 & -18,6438 & -17,444 & -2,57438 \\ -18,6438 & 79,5401 & -2,57438 & -17,444 \\ -17,444 & -2,57438 & 79,5401 & -18,6438 \\ -2,57438 & -17,444 & -18,6438 & 79,5401 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 58,0291 & 24,7481 & 20,6206 & 16,8185 \\ 24,7481 & 58,0291 & 16,8185 & 20,6206 \\ 20,6206 & 16,8185 & 58,0291 & 24,7481 \\ 16,8185 & 20,6206 & 24,7481 & 58,0291 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 7,01013 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,55837 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,77294 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,05682 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 91,0309 & 32,1411 & 28,0717 & 20,2458 \\ 32,1411 & 91,0309 & 20,2458 & 28,0717 \\ 28,0717 & 20,2458 & 91,0309 & 32,1411 \\ 20,2458 & 28,0717 & 32,1411 & 91,0309 \end{bmatrix}$

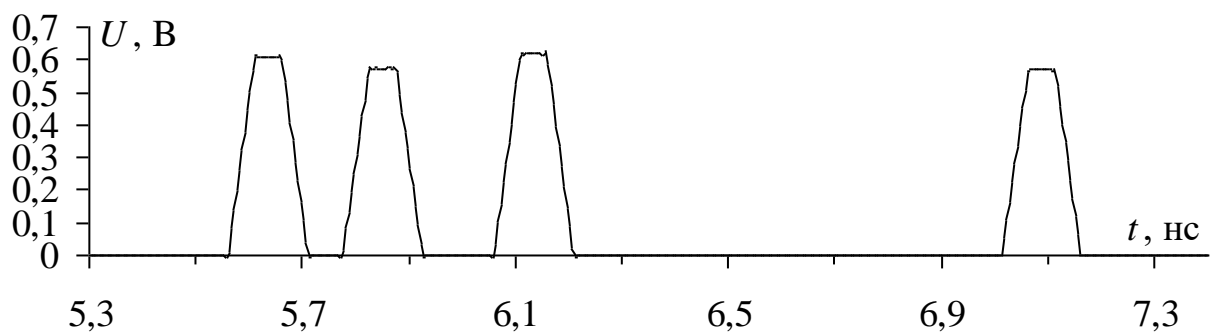


Рисунок 2.6 – Форма напряжения на выходе зеркально-симметричной структуры 3

Таблица 2.4 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 4

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 72,3231 & -11,43 & -19,7832 & -2,48367 \\ -11,43 & 72,3231 & -2,48367 & -19,7832 \\ -19,7832 & -2,48367 & 72,3231 & -11,43 \\ -2,48367 & -19,7832 & -11,43 & 72,3231 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 580,291 & 247,481 & 206,206 & 168,185 \\ 247,481 & 580,291 & 168,185 & 206,206 \\ 206,206 & 168,185 & 580,291 & 247,481 \\ 168,185 & 206,206 & 247,481 & 580,291 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 6,81432 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4,96417 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,45794 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,14029 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 94,7416 & 30,3854 & 30,8177 & 20,4724 \\ 30,3854 & 94,7416 & 20,4724 & 30,8177 \\ 30,8177 & 20,4724 & 94,7416 & 30,3854 \\ 20,4724 & 30,8177 & 30,3854 & 94,7416 \end{bmatrix}$

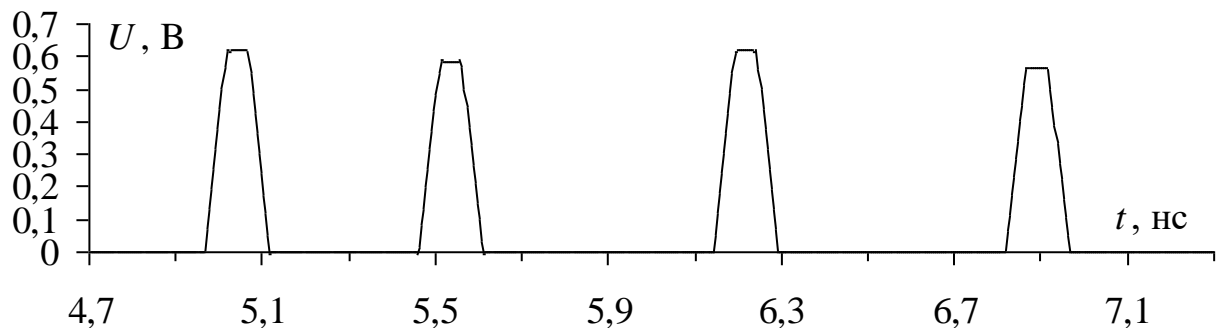


Рисунок 2.7 – Форма напряжения на выходе зеркально-симметричной структуры 4

В таблице 2.5 представлены значения амплитуд импульсов разложения и разниц погонных задержек на выходе зеркально-симметричных структур.

Таблица 2.5 – Результаты моделирования зеркально-симметричных структур

Структура	U_1 , В	U_2 , В	U_3 , В	U_4 , В	$\Delta\tau_1$, нс/м	$\Delta\tau_2$, нс/м	$\Delta\tau_3$, нс/м
1	0,619	0,581	0,622	0,576	0,398	0,692	0,96
2	0,612	0,569	0,616	0,573	0,336	0,336	0,751
3	0,614	0,578	0,623	0,568	0,214	0,283	0,953
4	0,621	0,586	0,618	0,564	0,493	0,674	0,682

Видно, что при моделировании зеркально-симметричных структур с исходными параметрами, значения амплитуд каждого импульса различны. Представляется возможной минимизация амплитуды путем выравнивания амплитуд импульсов разложения. Также отметим различие в значениях $\Delta\tau_i$. Случай, когда значение $\Delta\tau_i$ будет близко к нулю, означает частичное или полное наложение импульсов, что приведет к неизбежному возрастанию максимальной амплитуды сигнала на выходе.

Между тем результаты, приведенные в таблице 2.5, получены при моделировании в тракте 92 Ом. Однако в настоящее время широко используется тракт 50 Ом, например, для СВЧ или быстродействующих цифровых устройств. Также, для проведения измерений необходимо учитывать, что, в основном, тракт измерительных устройств составляет 50 Ом. Поэтому целесообразно проводить оптимизацию параметров данной структуры в тракте 50 Ом.

2.1.2 Оптимизация по двум отдельным критериям

Для улучшения характеристик зеркально-симметричного МФ, целесообразно использовать оптимизацию, например, параметрическую оптимизацию эвристическим поиском. Для начала определим основные критерии оптимизации (амплитудный и временной) [130]:

1. Минимизация максимального напряжения на выходе МФ. Данный критерий наиболее важен, поскольку именно амплитуда напряжения на выходе МФ определяет его основную характеристику: ослабление. Ввиду особенности разложения СКИ в зеркально-симметричных структурах полагается, что достижение данного критерия возможно, в первую очередь, путем выравнивания амплитуд импульсов на выходе МФ.

2. Выравнивание разностей задержек между импульсами разложения. Данный критерий важен для предупреждения наложения импульсов на выходе МФ, и, как следствие, росту общей амплитуды импульсов разложения. В то же

время выравнивание разностей задержек между импульсами разложения позволит максимизировать длительность входного воздействия.

Оптимизация выполняется по двум параметрам для 4 структур зеркально-симметричного МФ (рисунок 2.1). Для минимизации числа варьируемых параметров выберем фиксированные значения параметров t и h . Результаты моделирования зеркально-симметричной структуры 1 при двух типовых значениях параметра t (18 мкм и 35 мкм) для определения его влияния на разложение импульсов представлены на рисунках 2.8 и 2.9 соответственно. Из рисунков 2.8–2.9 видно, что увеличение значения параметра t приводит к увеличению максимальной разницы погонных задержек, что не является критерием оптимизации, поэтому значение параметра t выбрано 18 мкм.

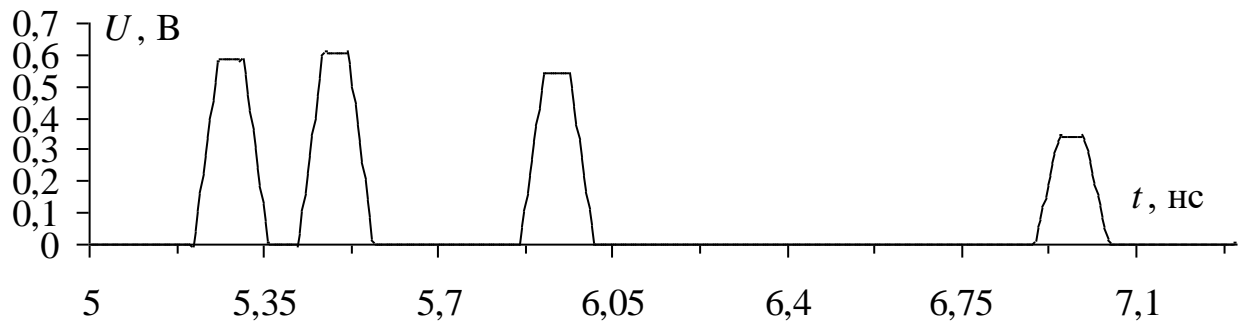


Рисунок 2.8 – Форма напряжения на выходе структуры 1 при $t=18$ мкм

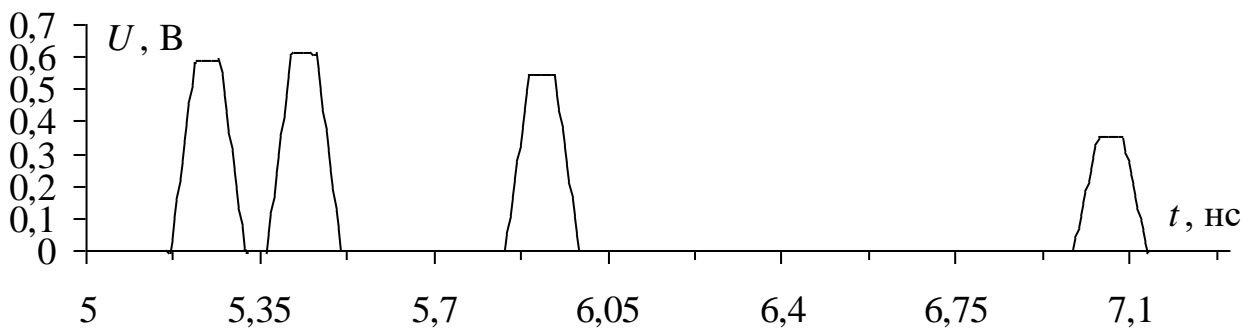


Рисунок 2.9 – Форма напряжения на выходе структуры при $t=35$ мкм

Аналогично выполним моделирование структуры 1 при $h=500$, 1000 и 2000 мкм, результаты которого представлены на рисунках 2.10–2.12. Из рисунков 2.10–2.12 видно, что увеличение параметра h приводит к сближению и, как следствие, наложению второго и третьего импульсов. Поэтому оптимальным является значение $h=500$ мкм.

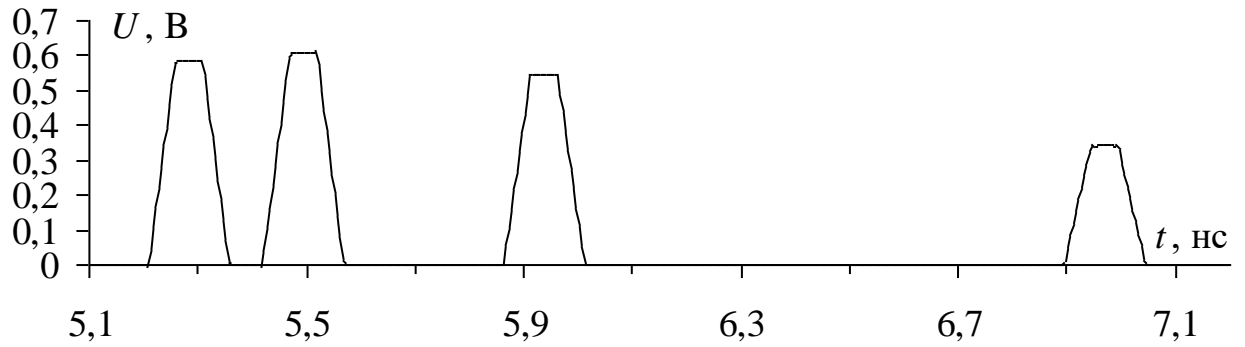


Рисунок 2.10 – Форма напряжения на выходе структуры 1 при $h=500$ мкм

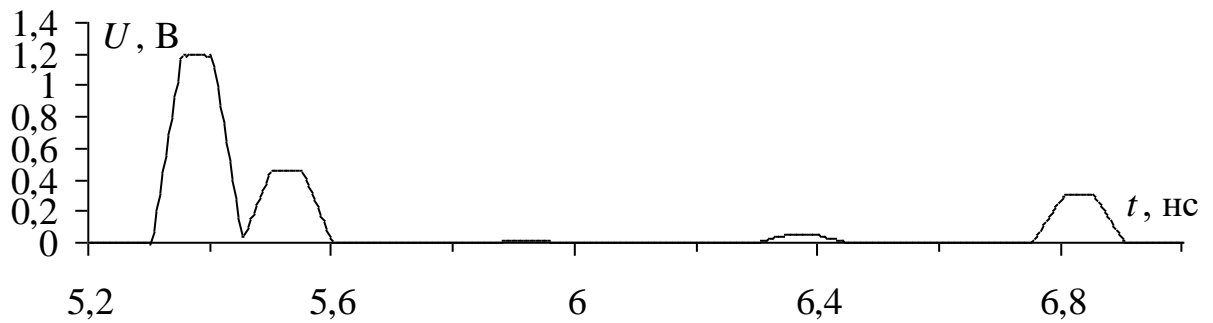


Рисунок 2.11 – Форма напряжения на выходе структуры 1 при $h=1000$ мкм

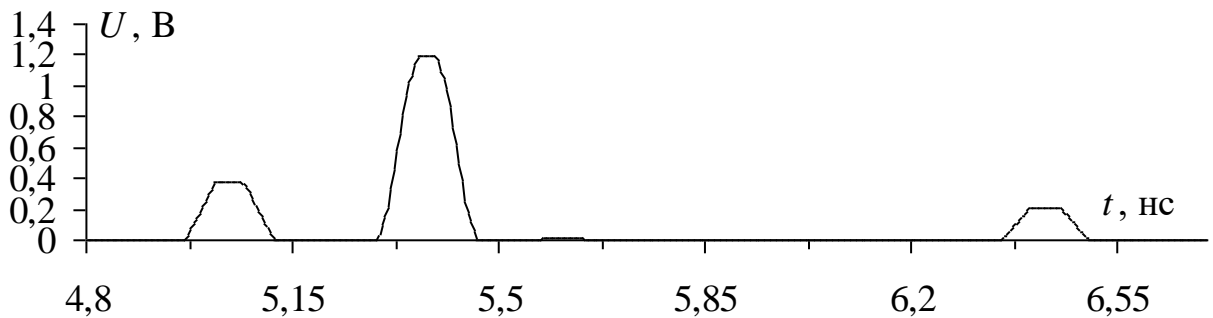


Рисунок 2.12 – Форма напряжения на выходе структуры 1 при $h=2000$ мкм

Аналогичные результаты наблюдаются при моделировании всех зеркально-симметричных структур, поэтому целесообразно зафиксировать значения h и t . Следовательно, представляется возможным выполнить оптимизацию параметров s и w в диапазоне 200–2000 мкм по двум критериям при неизменных параметрах: $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$.

В результате для структуры 1 получено $w=1600$ мкм и $s=250$ мкм. При таких значениях выполняется первый критерий – минимизация максимального напряжения на выходе МФ (рисунок 2.13). Полученные в результате моделирования матрицы \mathbf{C} , \mathbf{L} , $\boldsymbol{\tau}$ и \mathbf{Z} представлены в таблице 2.6. А при

оптимизации по второму критерию (выравнивание разностей задержек импульсов разложения) получены значения $w=1600$ мкм, $s=500$ мкм (рисунок 2.14). Полученные в результате моделирования матрицы **C**, **L**, τ и **Z**, представлены в таблице 2.7.

Таблица 2.6 – Матрицы **C**, **L**, τ и **Z** для структуры 1 при $w=1600$ мкм и $s=250$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 144,152 & -23,0444 & -37,7873 & -2,29494 \\ -23,0444 & 144,152 & -2,29494 & -37,7873 \\ -37,7873 & -2,29494 & 144,152 & -23,0444 \\ -2,29494 & -37,7873 & -23,0444 & 144,152 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 317,91 & 119,115 & 102,521 & 73,3448 \\ 119,115 & 317,91 & 73,3448 & 102,521 \\ 102,521 & 73,3448 & 317,91 & 119,115 \\ 73,3448 & 102,521 & 119,115 & 317,91 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 7,04697 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,47949 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,86343 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,48816 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 49,4391 & 14,1728 & 14,8492 & 8,51111 \\ 14,1728 & 49,4391 & 8,51111 & 14,8492 \\ 14,8492 & 8,51111 & 49,4391 & 14,1728 \\ 8,51111 & 14,8492 & 14,1728 & 49,4391 \end{bmatrix}$

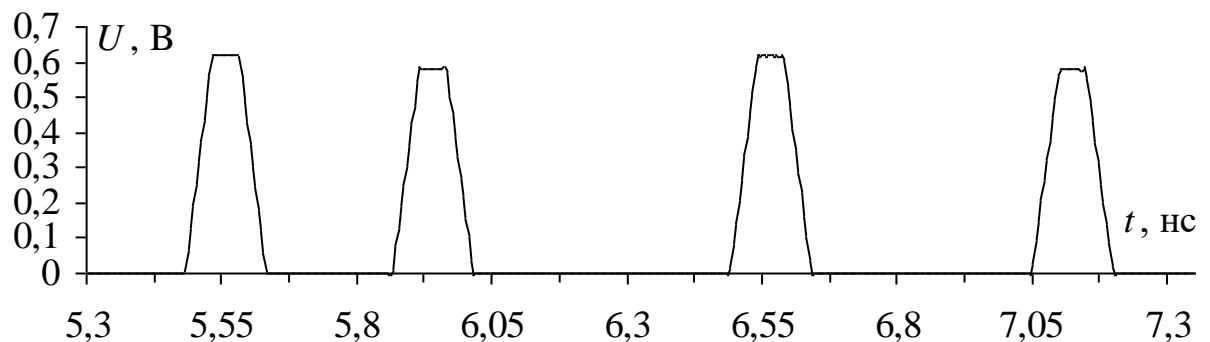


Рисунок 2.13 – Форма напряжения на выходе структуры 1 при оптимизации по критерию 1

Таблица 2.7 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 1 при $w=1600$ мкм и $s=500$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 135,172 & -13,505 & -42,6163 & -2,23207 \\ -13,505 & 135,172 & -2,23207 & -42,6163 \\ -42,6163 & -2,23207 & 135,172 & -13,505 \\ -2,23207 & -42,6163 & -13,505 & 135,172 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 337,187 & 105,159 & 117,453 & 73,0766 \\ 105,159 & 337,187 & 73,0766 & 117,453 \\ 117,453 & 73,0766 & 337,187 & 105,159 \\ 73,0766 & 117,453 & 105,1597 & 337,187 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 6,9725 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,4710 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,95639 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,4754 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 52,9201 & 11,9071 & 17,7238 & 8,21553 \\ 11,9071 & 52,9201 & 8,21553 & 17,7238 \\ 17,7238 & 8,21553 & 52,9201 & 11,9071 \\ 8,21553 & 17,7238 & 11,9071 & 52,9201 \end{bmatrix}$

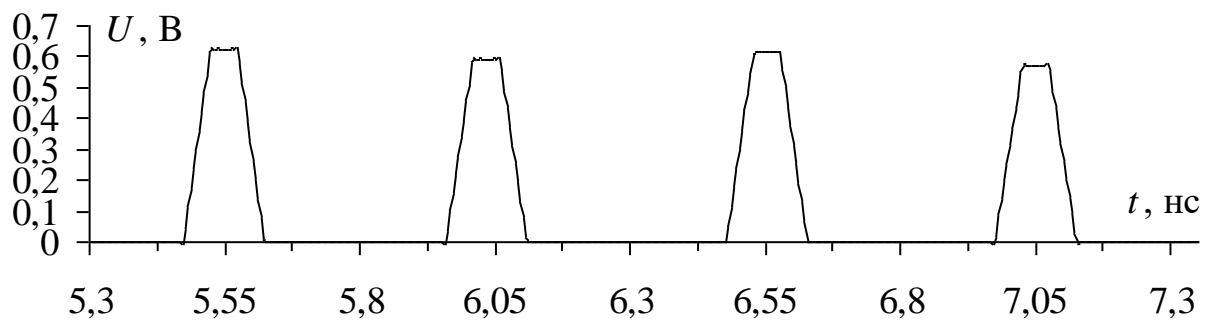


Рисунок 2.14 – Форма напряжения на выходе структуры 1 при оптимизации по критерию 2

Отличие структуры 2 от структуры 1 в том, что проводники 1, 2, 3, 4 расположены под границей диэлектрика с воздухом. В результате оптимизации по первому критерию получены значения $w=1600$ мкм, $s=250$ мкм (рисунок 2.15), а по второму – $w=1600$ мкм, $s=550$ мкм (рисунок 2.16). Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** представлены в таблицах 2.8 и 2.9 соответственно.

Таблица 2.8 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 2 при $w=1600$ мкм и $s=250$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 148,608 & -25,9925 & -38,8952 & -2,39709 \\ -25,9925 & 148,608 & -2,39709 & -38,8952 \\ -38,8952 & -2,39709 & 148,608 & -25,9925 \\ -2,39709 & -38,8952 & -25,9925 & 148,608 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 318,201 & 119,718 & 102,718 & 73,4172 \\ 119,718 & 318,201 & 73,4172 & 102,718 \\ 102,718 & 73,4172 & 318,201 & 119,718 \\ 73,4172 & 102,718 & 119,718 & 318,201 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 7,06291 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,61644 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,5423 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5,9875 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 48,9494 & 14,4327 & 14,8102 & 8,657 \\ 14,4327 & 48,9494 & 8,657 & 14,8102 \\ 14,8102 & 8,657 & 48,9494 & 14,4327 \\ 8,657 & 14,8102 & 14,4327 & 48,9494 \end{bmatrix}$

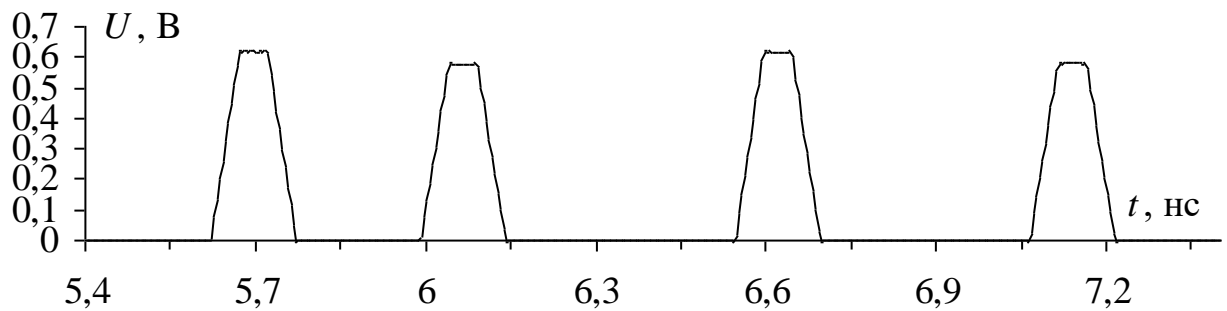


Рисунок 2.15 – Форма напряжения на выходе структуры 2 при оптимизации по критерию 1

Таблица 2.9 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 2 при $w=1600$ мкм и $s=550$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 137,202 & -13,645 & -44,7214 & -2,33501 \\ -13,645 & 137,202 & -2,33501 & -44,7214 \\ -44,7214 & -2,33501 & 137,202 & -13,645 \\ -2,33501 & -44,7214 & -13,645 & 137,202 \end{bmatrix}$
-----------------	--

L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 341,177 & 103,533 & 120,963 & 73,4374 \\ 103,533 & 341,177 & 73,4374 & 120,963 \\ 120,963 & 73,4374 & 341,177 & 103,533 \\ 73,4374 & 120,963 & 103,533 & 341,177 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 6,99229 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,56144 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,53499 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,06112 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 53,0871 & 11,7655 & 18,2521 & 8,29745 \\ 11,7655 & 53,0871 & 8,29745 & 18,2521 \\ 18,2521 & 8,29745 & 53,0871 & 11,7655 \\ 8,29745 & 18,2521 & 11,7655 & 53,0871 \end{bmatrix}$

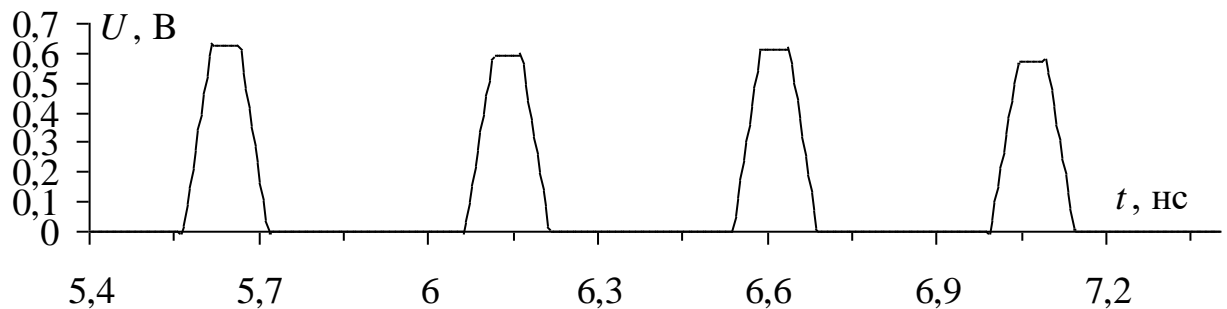


Рисунок 2.16 – Форма напряжения на выходе структуры 2 при оптимизации по критерию 2

Структура 3 (рисунок 2.17) отличается от структуры 1 заполнением диэлектриком расстояния между торцами проводников 1, 2 и 3, 4. В результате оптимизации по первому критерию получены значения $w=1600$ мкм, $s=250$ мкм (рисунок 2.17), а по второму – $w=1600$ мкм, $s=575$ мкм (рисунок 2.18). Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** представлены в таблицах 2.10 и 2.11 соответственно.

Таблица 2.10 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 3 при $w=1600$ мкм и $s=250$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 147,678 & -26,0998 & -37,859 & -2,36487 \\ -26,0998 & 147,678 & -2,36487 & -37,859 \\ -37,859 & -2,36487 & 147,678 & -26,0998 \\ -2,36487 & -37,859 & -26,0998 & 147,678 \end{bmatrix}$
-----------------	--

\mathbf{L} , нГн/м	$\begin{bmatrix} 317,91 & 119,115 & 102,521 & 73,3448 \\ 119,115 & 317,91 & 73,3448 & 102,521 \\ 102,521 & 73,3448 & 317,91 & 119,115 \\ 73,3448 & 102,521 & 119,115 & 317,91 \end{bmatrix}$
$\boldsymbol{\tau}$, нс/м	$\begin{bmatrix} 7,0612 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,6146 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,9578 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,5004 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z} , Ом	$\begin{bmatrix} 49,0111 & 14,4749 & 14,6885 & 8,62198 \\ 14,4749 & 49,0111 & 8,62198 & 14,6885 \\ 14,6885 & 8,62198 & 49,0111 & 14,4749 \\ 8,62198 & 14,6885 & 14,4749 & 49,0111 \end{bmatrix}$

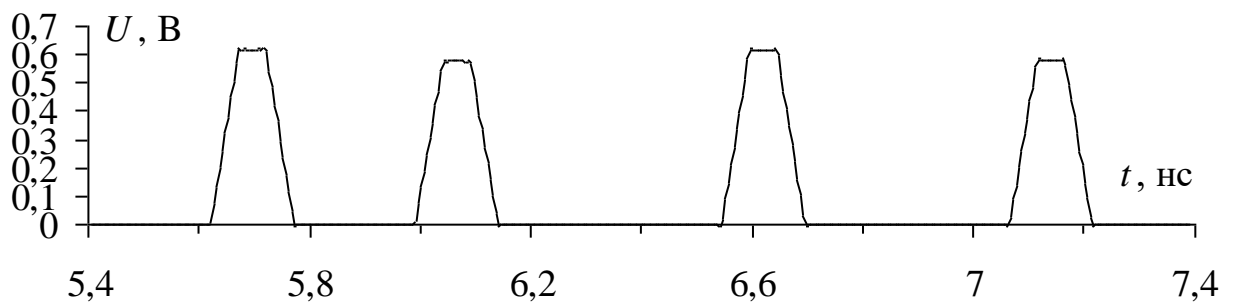


Рисунок 2.17 – Форма напряжения на выходе структуры 3 при оптимизации по критерию 1

Таблица 2.11 – Матрицы \mathbf{C} , \mathbf{L} , $\boldsymbol{\tau}$ и \mathbf{Z} для структуры 3 при $w=1600$ мкм и $s=575$ мкм

\mathbf{C} , пФ/м	$\begin{bmatrix} 135,535 & -13,0946 & -44,1671 & -2,31331 \\ -13,0946 & 135,535 & -2,31331 & -44,1671 \\ -44,1671 & -2,31331 & 135,535 & -13,0946 \\ -2,31331 & -44,1671 & -13,0946 & 135,535 \end{bmatrix}$
\mathbf{L} , нГн/м	$\begin{bmatrix} 342,775 & 102,826 & 122,428 & 73,547 \\ 102,826 & 342,775 & 73,547 & 122,428 \\ 122,428 & 73,547 & 342,775 & 102,826 \\ 73,547 & 122,428 & 102,826 & 342,775 \end{bmatrix}$
$\boldsymbol{\tau}$, нс/м	$\begin{bmatrix} 6,98099 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,55339 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,4936 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,03285 \end{bmatrix}$

Z, Ом	53,5065	11,666	18,45	8,28077
	11,666	53,5065	8,28077	18,45
	18,45	8,28077	53,5065	11,666
	8,28077	18,45	11,666	53,5065

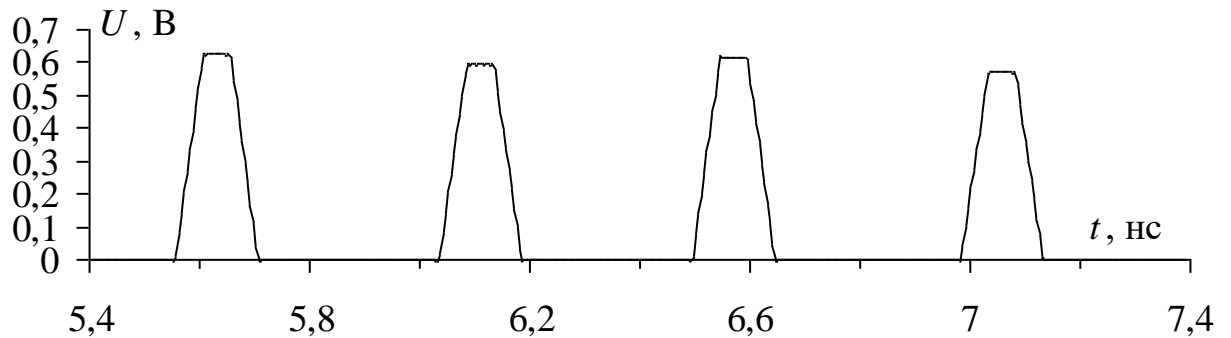


Рисунок 2.18 – Форма напряжения на выходе структуры 3 при оптимизации по критерию 2

Отличие структуры 4 от структуры 1 в заполнении диэлектриком по внешним торцам проводников 1, 3 и 2, 4. В результате оптимизации по первому критерию получены значения $w=1600$ мкм, $s=250$ мкм (рисунок 2.19), а по второму – $w=1600$ мкм, $s=520$ мкм (рисунок 2.20). Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** представлены в таблицах 2.12 и 2.13 соответственно.

Таблица 2.12 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 4 при $w=1600$ мкм и $s=250$ мкм

C, пФ/м	145,272	-23,1029	-38,8009	-2,33232
	-23,1029	145,272	-2,33232	-38,8009
	-38,8009	-2,33232	145,272	-23,1029
	-2,33232	-38,8009	-23,1029	145,272
L, нГн/м	317,91	119,115	102,521	73,3448
	119,115	317,91	73,3448	102,521
	102,521	73,3448	317,91	119,115
	73,3448	102,521	119,115	317,91
τ, нс/м	7,047	0	0	0
	0	5,4836	0	0
	0	0	6,5305	0
	0	0	0	5,894

Z, Ом	49,3264	14,1523	14,9433	8,54486
	14,1523	49,3264	8,54486	14,9433
	14,9433	8,54486	49,3264	14,1523
	8,54486	14,9433	14,1523	49,3264

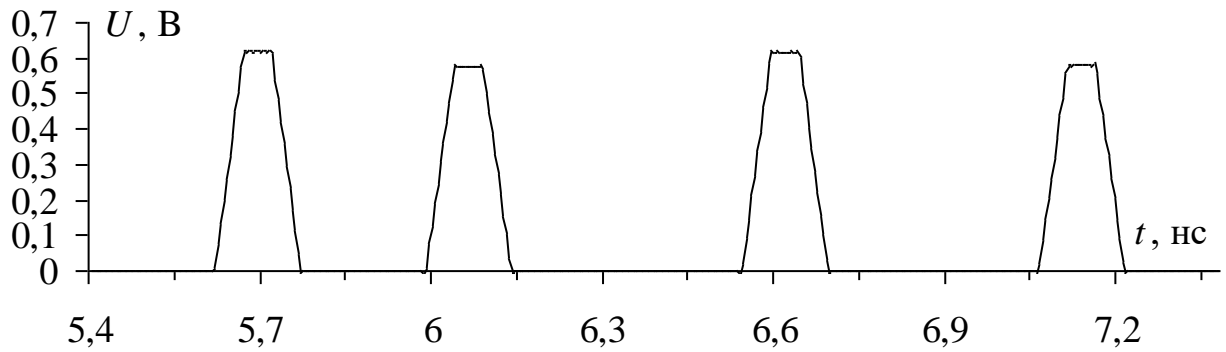


Рисунок 2.19 – Форма напряжения на выходе структуры 4 при оптимизации по критерию 1

Таблица 2.13 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 4 при $w=1600$ мкм и $s=520$ мкм

C, пФ/м	135,754	-13,0796	-44,0182	-2,25826
	-13,0796	135,754	-2,25826	-44,0182
	-44,0182	-225826	135,754	-13,0796
	-2,25826	-44,0182	-13,0796	135,754
L, нГн/м	338,669	104,472	118,754	73,1792
	104,472	338,669	73,1792	118,754
	118,754	73,1792	338,669	104,472
	73,1792	118,754	104,472	338,669
τ, нс/м	6,965	0	0	0
	0	5,4732	0	0
	0	0	5,9958	0
	0	0	0	6,5147
Z, Ом	53,0773	11,7897	18,0679	8,23915
	11,7897	53,0773	8,23915	18,0679
	18,0679	8,23915	53,0773	11,7897
	8,23915	18,0679	11,7897	53,0773

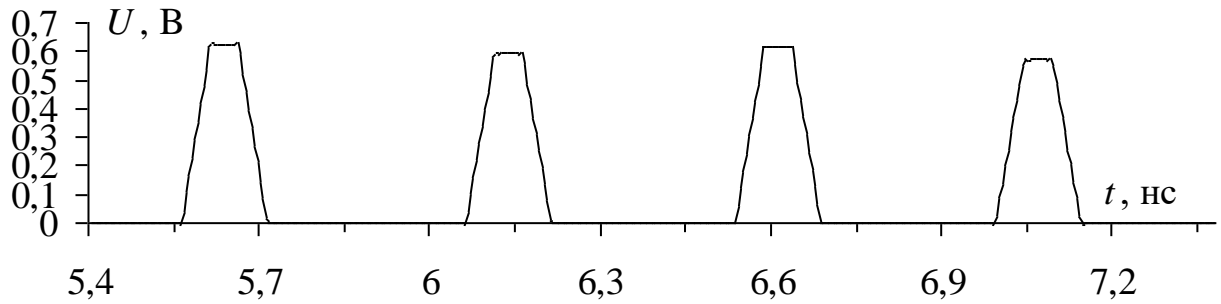


Рисунок 2.20 – Форма напряжения на выходе структуры 4
при оптимизации по критерию 2

Значения оптимизированных параметров, значения амплитуд импульсов на выходе структур, а также разности задержек импульсов разложения, сведены в таблицы 2.14, 2.15.

Таблица 2.14 – Результаты оптимизации по критерию 1

Структура	Значения параметров		Значение амплитуды импульсов U_i , В			
	w , мкм	s , мкм	U_1	U_2	U_3	U_4
1	1600	250	0,622	0,583	0,622	0,58
2	1600	250	0,62	0,58	0,622	0,58
3	1600	250	0,62	0,581	0,622	0,584
4	1600	250	0,622	0,58	0,621	0,584

Таблица 2.15 – Результаты оптимизации по критерию 2

Структура	Значения параметров		Разность задержек импульсов Δt_i , нс		
	w , мкм	s , мкм	$\Delta t_1=t_2-t_1$	$\Delta t_2=t_3-t_2$	$\Delta t_3=t_4-t_3$
1	1600	500	0,4852	0,5191	0,4971
2	1600	550	0,4996	0,4738	0,4573
3	1600	575	0,4794	0,4607	0,4873
4	1600	520	0,5226	0,5188	0,4507

В данном случае значения напряжений на выходе схожи для всех рассматриваемых структур и не превышают 0,622 В (таблица 2.14), что в 4 раза меньше амплитуды входного импульса. Также получены примерно выравненные разности задержек импульсов разложения (таблица 2.15), что позволяет исключить наложение импульсов в данных структурах при увеличении длительности воздействующего импульса до 450 пс, и как следствие – рост максимальной амплитуды.

В итоге, получены следующие результаты:

1. При оптимизации по критерию 1 для исследуемых структур получены одинаковые значения s и w .

2. При оптимизации по критерию 2 для структур 2 и 3 отклонения соседних значений разностей задержек равны 0,02 нс, а для структуры 4 не было получено оптимальное значение разницы задержек четвертого и третьего импульсов. Кроме того, оптимизация по критерию 2 для исследуемых структур позволила увеличить минимальную разницу задержек и сделать амплитуды импульсов почти одинаковыми (таблица 2.14).

3. В ходе исследования выявлено, что в рассматриваемых 4 структурах зеркально-симметричного МФ изменение расположения проводников в одном диэлектрике не сильно влияет как на значения амплитуд импульсов, так и на значения разностей задержек между импульсами разложения.

2.1.3 Обеспечение согласования

При моделировании 4-х структур зеркально-симметричного МФ получены одинаковые значения диагональных элементов матрицы \mathbf{Z} . Согласование МФ соблюдается при условии равенства амплитуды сигнала на входе линии половине ЭДС источника сигнала [130]. Между тем можно предположить, что равенство значений элементов матрицы \mathbf{Z} по главной диагонали в зеркально-симметричном МФ соответствует значению волнового сопротивления тракта. В таком случае для обеспечения согласования не будет необходимости вычислять затратный временной отклик.

Указанное целесообразно выполнить для нескольких вариантов зеркально-симметричной структуры 1 (рисунок 2.1а) с $s=0,51$; 1,6; 4 мм. При этом $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\varepsilon_r=4,5$ и $l=1$ м.

Формы ЭДС и напряжения в начале МФ, где значения резисторов на концах линии равны значениям элементов главной диагонали матрицы \mathbf{Z} , приведены на рисунке 2.21а. Из рисунка 2.21а видно, что напряжение на входе линии не

соответствуют половине ЭДС. Для выполнения условия согласования выполнен подбор значений резисторов (рисунок 2.21б).

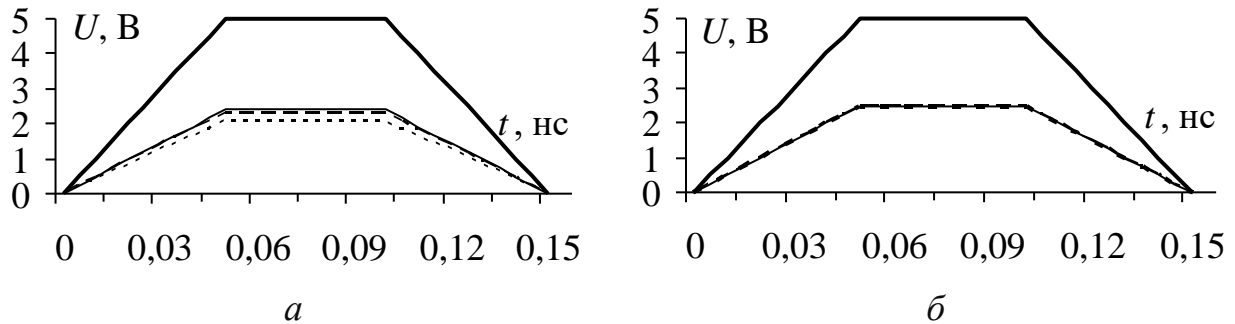


Рисунок 2.21 – Формы ЭДС (—) и напряжения в начале МФ

с $s=0,51$ (—); $1,6$ (---); 4 (- - -) мм, при значениях резисторов, которые равны значениям элементов главной диагонали матрицы \mathbf{Z} (а) и при которых соблюдается условие согласования (б)

В таблице 2.16 представлены результаты, где R_d – значение элементов на главной диагонали матрицы \mathbf{Z} , R_h – значение резисторов, при котором соблюдается условие согласования, $U_{\text{вх}}$ – амплитуда сигнала на входе.

Таблица 2.16 – Результаты моделирования

s , мкм	R_d , Ом	$U_{\text{вх}}$, В	R_h , Ом	$U_{\text{вх}}$, В
510	53,05	2,395	49	2,491
1600	74,96	2,296	54	2,497
4000	140,26	2,065	91	2,496

В итоге, получены такие значения резисторов, при которых соблюдается условие согласования тракта. Между тем идея соответствия значений диагональных элементов матрицы \mathbf{Z} в зеркально-симметричном МФ волновому сопротивлению тракта для максимального согласования в тракте наиболее выражена при $s=0,51$ мм. Это, возможно, объясняется тем, что значение $s=0,51$ мм получено при оптимизации зеркально-симметричного МФ. Таким образом, ясно, что для обеспечения условия согласования тракта актуальна целенаправленная оптимизация по данному критерию.

2.1.4 Многокритериальная оптимизация параметров

Оптимизация отдельно по двум критериям позволила получить положительные результаты, однако оптимизация лишь по одному критерию часто ухудшает результаты другого. При выполнении критерия 1 наблюдается сближение первого и второго импульсов, что может привести к их наложению (например, из-за дисперсии, при учете потерь или увеличении длительности входного импульса), однако при этом достигаются попарно выравненные значения амплитуд импульсов 1 и 3, а также 2 и 4. А при выполнении критерия 2 наблюдается увеличение максимального напряжения в конце активного проводника с 0,627 В до 0,63 В (что несколько снижает коэффициент ослабления МФ), однако достигаются выравненные значения разностей задержек импульсов разложения. Между тем при такой оптимизации не уделялось внимание согласованности тракта, что важно для минимизации отражений полезных высокочастотных сигналов от входа МФ.

Таким образом, целесообразно выполнить многокритериальную оптимизацию для дополнительного улучшения характеристик зеркально-симметричного МФ одновременно по трем критериям: минимизация максимального напряжения (U_{\max}) на выходе МФ, выравнивание временных интервалов между импульсами разложения (Δt_i), а также обеспечение согласования с трактом 50 Ом. Для достижения согласованности использовалось условие равенства амплитуды сигнала в начале линии (V_2) половине ЭДС источника сигнала (V_1) (рисунок 2.3) [130]. Оптимизация по трем критериям выполнялась посредством эвристического поиска в диапазоне параметров для 4-х структур зеркально-симметричных МФ (рисунок 2.1).

Оптимизировались параметры s и w в диапазоне 200–2000 мкм. Значения параметров t и h не менялись при оптимизации. Формы сигналов на выходе 4-х структур зеркально-симметричного МФ представлены на рисунках 2.22–2.25 соответственно. В таблицах 2.17–2.20 приведены полученные в результате

моделирования матрицы \mathbf{C} , \mathbf{L} , $\boldsymbol{\tau}$ и \mathbf{Z} . Результаты оптимизации сведены в таблицу 2.21.

Таблица 2.17 – Матрицы \mathbf{C} , \mathbf{L} , $\boldsymbol{\tau}$ и \mathbf{Z} для структуры 1 при $w=1600$ мкм и $s=510$ мкм

\mathbf{C} , пФ/м	$\begin{bmatrix} 134,904 & -13,2633 & -42,808 & -2,22903 \\ -13,2633 & 134,904 & -2,22903 & -42,808 \\ -42,808 & -2,22903 & 134,904 & -13,2633 \\ -2,22903 & -42,808 & -13,2633 & 134,904 \end{bmatrix}$
\mathbf{L} , нГн/м	$\begin{bmatrix} 337,927 & 104,809 & 118,101 & 73,1258 \\ 104,809 & 337,927 & 73,1258 & 118,101 \\ 118,101 & 73,1258 & 337,927 & 104,809 \\ 73,1258 & 118,101 & 104,809 & 337,927 \end{bmatrix}$
$\boldsymbol{\tau}$, нс/м	$\begin{bmatrix} 6,96879 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,46988 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,47467 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5,95914 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z} , Ом	$\begin{bmatrix} 53,0575 & 11,851 & 17,8488 & 8,21448 \\ 11,851 & 53,0575 & 8,21448 & 17,8488 \\ 17,8488 & 8,21448 & 53,0575 & 11,851 \\ 8,21448 & 17,8488 & 11,851 & 53,0575 \end{bmatrix}$

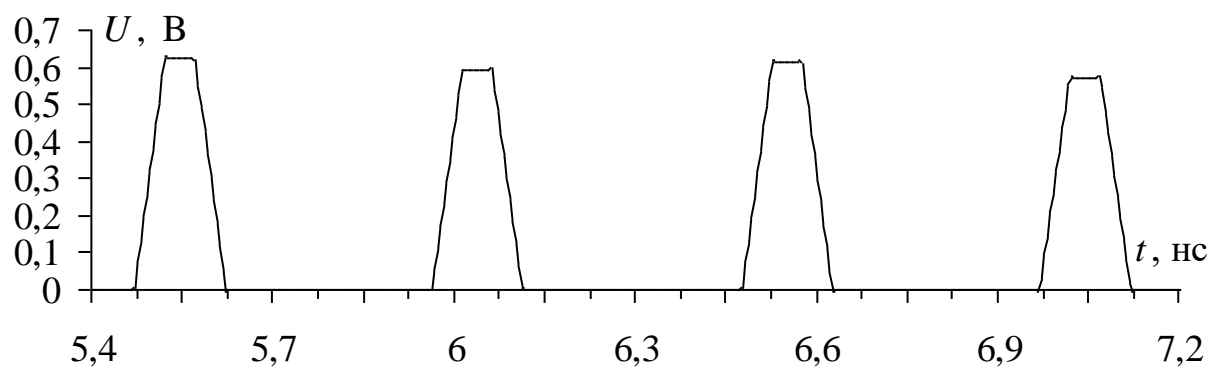
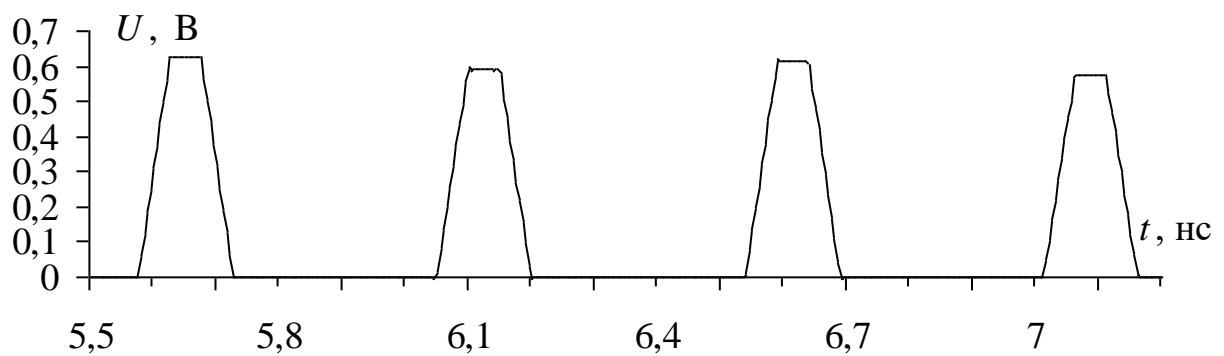


Рисунок 2.22 – Форма напряжения на выходе структуры 1 при $w=1600$ мкм, $s=510$ мкм

Таблица 2.18 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 2 при $w=1600$ мкм и $s=488$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 139,047 & -15,3715 & -43,5009 & -2,3602 \\ -15,3715 & 139,047 & -2,3602 & -43,5009 \\ -43,5009 & -2,3602 & 139,047 & -15,3715 \\ -2,3602 & -43,5009 & -15,3715 & 139,047 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 336,3 & 105,595 & 116,682 & 73,0232 \\ 105,595 & 336,3 & 73,0232 & 116,682 \\ 116,682 & 73,0232 & 336,3 & 105,595 \\ 73,0232 & 116,682 & 105,595 & 336,3 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 7,01052 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,57488 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,04803 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,53875 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 52,2008 & 12,1301 & 17,4531 & 8,30932 \\ 12,1301 & 52,2008 & 8,30932 & 17,4531 \\ 17,4531 & 8,30932 & 52,2008 & 12,1301 \\ 8,30932 & 17,4531 & 12,1301 & 52,2008 \end{bmatrix}$

Рисунок 2.23 – Форма напряжения на выходе структуры 2 при $w=1600$ мкм, $s=488$ мкмТаблица 2.19 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 3 при $w=1600$ мкм и $s=567$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 135,741 & -13,2764 & -44,0129 & -2,31495 \\ -13,2764 & 135,741 & -2,31495 & -44,0129 \\ -44,0129 & -2,31495 & 135,741 & -13,2764 \\ -2,31495 & -44,0129 & -13,2764 & 135,741 \end{bmatrix}$
-----------------	--

L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 342,174 & 103,044 & 121,885 & 73,4858 \\ 103,044 & 342,174 & 73,4858 & 121,885 \\ 121,885 & 73,4858 & 342,174 & 103,044 \\ 73,4858 & 121,885 & 103,044 & 342,174 \end{bmatrix}$
τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 6,98372 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,55495 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,0312 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,49403 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 53,3961 & 11,7036 & 18,3473 & 8,27894 \\ 11,7036 & 53,3961 & 8,27894 & 18,3473 \\ 18,3473 & 8,27894 & 53,3961 & 11,7036 \\ 8,27894 & 18,3473 & 11,7036 & 53,3961 \end{bmatrix}$

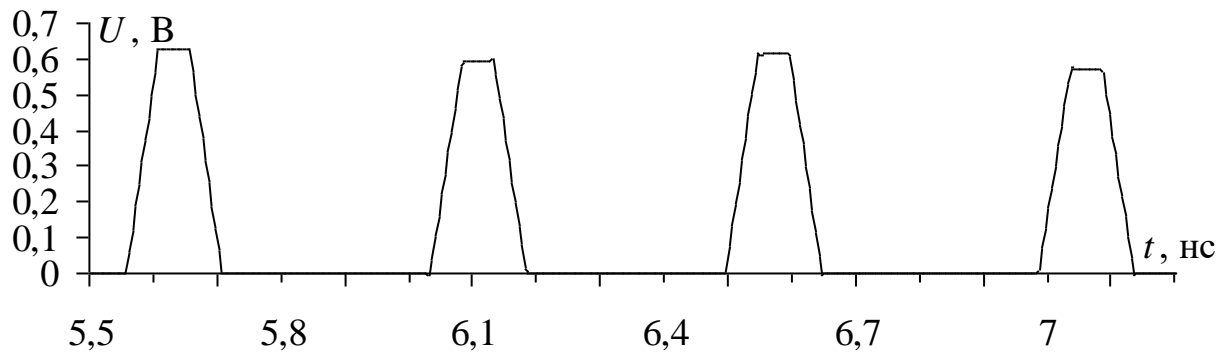


Рисунок 2.24 – Форма напряжения на выходе структуры 3
при $w=1600$ мкм, $s=567$ мкм

Таблица 2.20 – Матрицы **C**, **L**, **τ** и **Z** для структуры 4 при $w=1600$ мкм и $s=580$ мкм

C , пФ/м	$\begin{bmatrix} 134,236 & -11,7997 & -45,1683 & -2,23831 \\ -11,7997 & 134,236 & -2,23831 & -45,1683 \\ -45,1683 & -2,23831 & 134,236 & -11,7997 \\ -2,23831 & -45,1683 & -11,7997 & 134,236 \end{bmatrix}$
L , нГн/м	$\begin{bmatrix} 343,151 & 102,692 & 122,77 & 73,5865 \\ 102,692 & 343,151 & 73,5865 & 122,77 \\ 122,77 & 73,5865 & 343,151 & 102,692 \\ 73,5865 & 122,77 & 102,692 & 343,151 \end{bmatrix}$

τ , нс/м	$\begin{bmatrix} 5,46476 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6,94146 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,5095 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,01203 \end{bmatrix}$
Z , Ом	$\begin{bmatrix} 53,9152 & 11,5065 & 18,8441 & 8,25092 \\ 11,5065 & 53,9152 & 8,25092 & 18,8441 \\ 18,8441 & 8,25092 & 53,9152 & 11,5065 \\ 8,25092 & 18,8441 & 11,5065 & 53,9152 \end{bmatrix}$

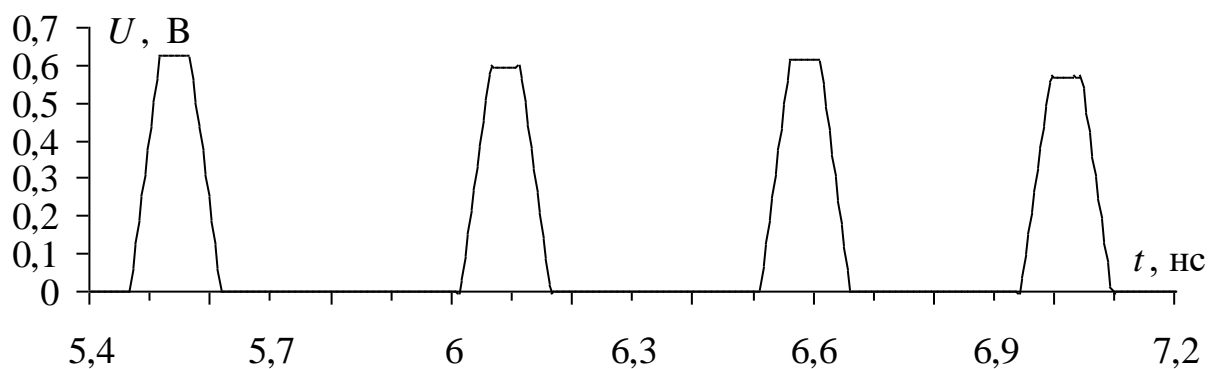


Рисунок 2.25 – Форма напряжения на выходе структуры 4
при $w=1600$ мкм, $s=580$ мкм

Таблица 2.21 – Результаты многокритериальной оптимизации

Структура	w , мкм	s , мкм	U_{\max} , В	Δt_i , нс	$U_{\text{вх}} \rightarrow 2,5$ В
1	1600	510	0,625	0,49; 0,49; 0,49	2,5
2	1600	488	0,625	0,47; 0,49; 0,47	2,49
3	1600	567	0,625	0,48; 0,46; 0,47	2,52
4	1600	580	0,625	0,43; 0,49; 0,54	2,53

Из таблицы 2.21 видно, что после оптимизации наилучшие результаты получены в структуре 1, поскольку в ней одновременно обеспечиваются все три критерия: выравненные временные интервалы между импульсами разложения и минимально возможный уровень напряжения в конце активного проводника при согласовании МФ. Таким образом, данная структура зеркально-симметричного МФ длиной 1 м может разложить СКИ длительностью до 0,49 нс с коэффициентом ослабления 4 раза. Исходя из этого, структура 1 выбрана для дальнейших исследований.

2.2 Исследование характеристик зеркально-симметричного модального фильтра с оптимальными параметрами

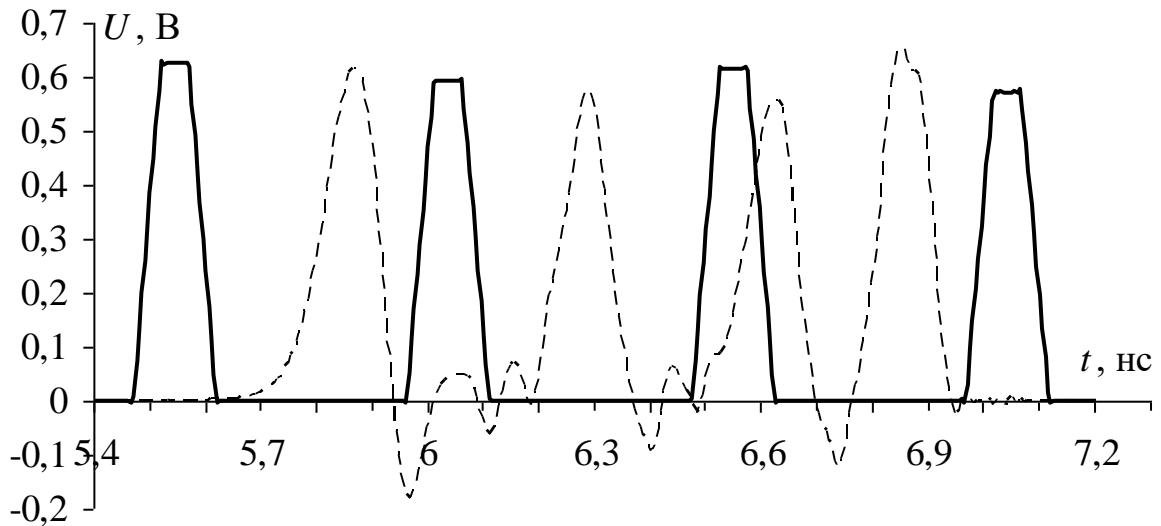
В данном подразделе приведено структурированное представление различных результатов исследования зеркально-симметричного МФ с оптимальными параметрами.

2.2.1 Сравнительный анализ моделирования временных откликов квазистатическим и электродинамическим подходами

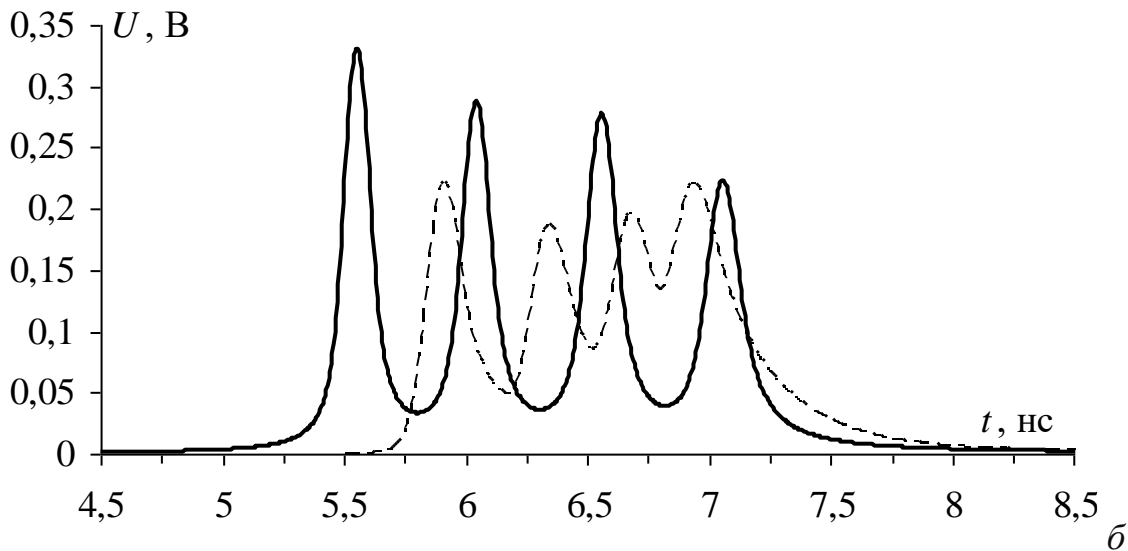
В предыдущих подразделах при моделировании использовался квазистатический подход. Однако целесообразно выполнить проверку его достоверности относительно возможности разложения СКИ в зеркально-симметричном МФ. Поэтому важно выполнить вычислительный эксперимент, а именно электродинамическое моделирование временного отклика на воздействие СКИ, а затем сравнить полученные результаты с результатами квазистатического моделирования при тех же параметрах поперечного сечения. Моделирование будет выполняться как с учетом, так и без учета потерь.

При электродинамическом моделировании без учета потерь в качестве материала проводников использовался perfect electric conductor (PEC) при параметрах диэлектрического материала $\epsilon_{r1}=4,5$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta=0$. При учете потерь материал проводника – медь (относительная магнитная проницаемость $\mu_r=1$, электропроводность $\sigma=5,8 \cdot 10^7$ См/м), а параметры диэлектрического материала – $\epsilon_{r1}=4,5$ и $\operatorname{tg}\delta=0,017$.

Для проведения моделирования выбрана структура 1 (рисунок 2.1а) с оптимальными параметрами, полученными при многокритериальной оптимизации: $w=1600$, $s=510$, $t=18$, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$, $l=1$ м и $R=50$ Ом. Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом и электродинамическом подходах представлены на рисунке 2.26.



a



б

Рисунок 2.26 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом (—) и электродинамическом (---) анализе без учета (а) и с учетом (б) потерь

В таблицу 2.22 сведены значения амплитуд импульсов разложения, временные задержки каждого импульса при квазистатическом и электродинамическом анализе без учета потерь, а также отклонение между этими значениями, вычисленные как

$$\delta = \left| \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \right| \times 100\%, \quad (2.1)$$

где x_1 – значение первой величины, x_2 – значение второй величины.

Таблица 2.22 – Сравнение напряжений (U) и задержек (τ) четырех выходных импульсов при различных видах анализа без учета потерь

Параметры	Электродинамика	Квазистатика	Отклонение, %
$U_1, В$	0,63	0,62	0,8
$U_2, В$	0,60	0,58	1,7
$U_3, В$	0,62	0,56	5
$U_4, В$	0,58	0,64	4,9
$\tau_1, нс$	5,75	5,47	2,5
$\tau_2, нс$	6,22	5,97	2
$\tau_3, нс$	6,55	6,58	0,2
$\tau_4, нс$	6,84	6,97	0,9

Из таблицы 2.22 видно, что максимальное отклонение по напряжениям импульсов составляет 4,9%, а по задержкам – 2,5%, что можно считать приемлемым. Различие форм импульсов разложения и различие временных задержек при квазистатическом и электродинамическом анализе объясняется, в первую очередь, разным учетом частотной зависимости ϵ_r , а также возможным влиянием потерь на излучение, учитываемым только при электродинамическом анализе.

Аналогичное моделирование выполнено с учетом потерь в проводниках и диэлектриках (рисунок 2.26б). Согласованность результатов также приемлема. Между тем при квазистатическом анализе наблюдается некаузальность в виде преждевременного нарастания импульсного сигнала. Так, при моделировании без учета потерь, первый импульс приходит к выходу в 5,75 нс, тогда как с учетом потерь, время прихода импульсного сигнала к концу линии сдвигается до 5 нс. Это объяснимо неучетом частотной зависимости ϵ_r и $\text{tg}\delta$ при квазистатическом анализе.

В таблицу 2.23 сведены значения амплитуд импульсов разложения при квазистатическом и электродинамическом анализе с учетом потерь. Он показал значительное (в 2 раза) уменьшение амплитуд импульсов. Однако различие учета частотной зависимости потерь при квазистатическом и электродинамическом анализе привело к росту отклонения до 20%. Поэтому оценка задержек импульсов разложения не выполнялась.

Таблица 2.23 – Сравнение напряжений (U) четырех выходных импульсов при различных видах анализа с учетом потерь

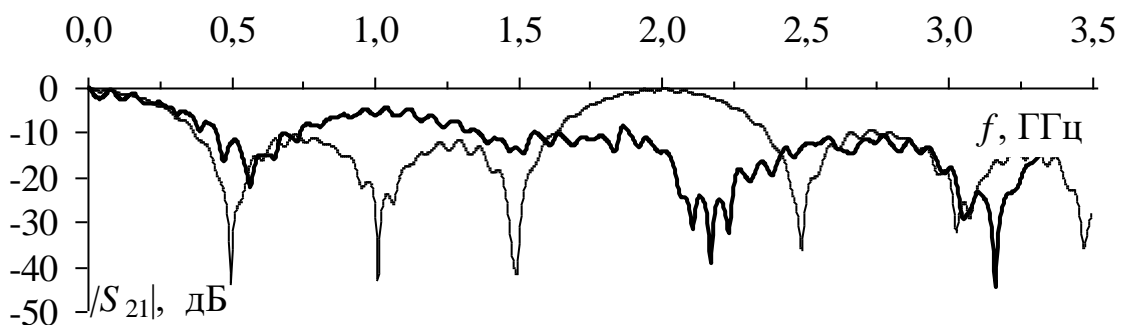
Параметры	Электродинамика	Квазистатика	Отклонение, %
$U_1, В$	0,22	0,33	20
$U_2, В$	0,19	0,29	20,8
$U_3, В$	0,2	0,28	16,7
$U_4, В$	0,22	0,22	0

Полученные результаты при моделировании с использованием квазистатического анализа, в целом, подтверждаются электродинамическим анализом. Этот факт важен, поскольку позволяет предположить, что реализация макета ПП зеркально-симметричного МФ и его измерение покажут похожие результаты. Важным выводом является и необходимость как можно более точного учета частотной зависимости параметров материалов.

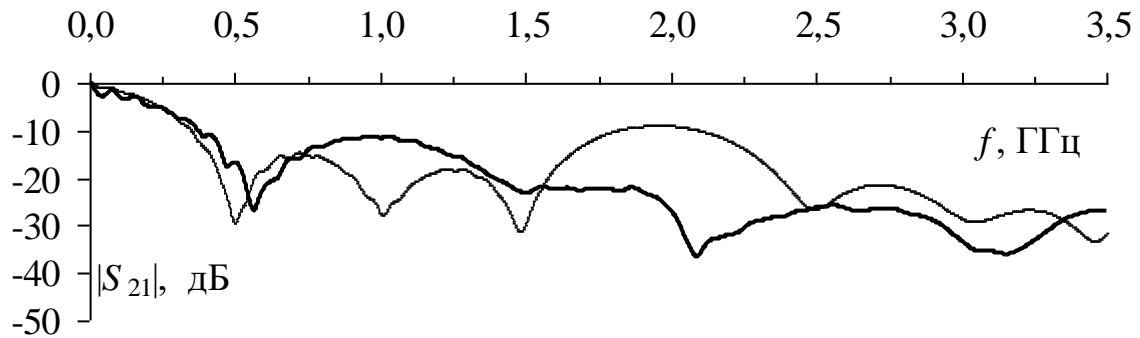
2.2.2 Частотные характеристики

2.2.2.1 Исследование модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$

В данном разделе оценивается влияние зеркально-симметричного МФ (рисунок 2.1а) на полезные сигналы путем определения полосы пропускания МФ. Такую оценку возможно провести посредством частотного анализа. Для характеристики МФ в частотной области используют S -параметры, в частности $|S_{21}|$, представляющий коэффициент передачи. Для его вычисления выполняется моделирование с использованием квазистатического подхода, а достоверность полученных результатов подтверждается электродинамическим подходом в диапазоне частот от 1 МГц до 3,5 ГГц, с учетом и без учета потерь (рисунок 2.27).



а



б

Рисунок 2.27 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ зеркально-симметричного МФ при квазистатическом (—), электродинамическом (—) подходах без учета (а) и с учетом (б) потерь

В таблицу 2.24 сведены полосы пропускания по уровню минус 3 дБ (Δf), а также значения первых трех резонансных частот (f_1, f_2, f_3) и их отклонения, полученные с помощью квазистатического и электродинамического подходов.

Таблица 2.24 – Полосы пропускания и резонансные частоты зеркально-симметричного МФ для двух подходов и их отклонения

$f, \text{ ГГц}$	Квазистатика		Электродинамика		Отклонение, %	
	Без потерь	С потерями	Без потерь	С потерями	Без потерь	С потерями
Δf	0,216	0,171	0,185	0,164	7,7	2,08
f_1	0,5	0,49	0,567	0,563	6,2	6,09
f_2	1,01	1	1,519	1,683	20	25,4
f_3	1,5	1,47	2,11	2,08	16,8	17,1

Из результатов моделирования видно, что полоса пропускания линий составляет 0,216 ГГц при квазистатическом подходе и 0,185 ГГц – при электродинамическом, однако при моделировании с учетом потерь она несколько уменьшается до 0,171 и 0,164 ГГц соответственно. Отклонение для Δf составляет 7,7% без учета потерь и 2,08% – с их учетом. Для f_1 видна согласованность результатов квазистатического и электродинамического подходов, где отклонение равно 6,2% без потерь и 6,09% с потерями. Из таблицы 2.24 видно, что при электродинамическом моделировании частоты второго и третьего резонансов смещены на 0,5 ГГц относительно частот, полученных при моделировании квазистатическим подходом. Это объяснимо различием моделирования диэлектрика, потерь и частотной зависимости ϵ_r , а также наличием потерь на

излучение при электродинамическом анализе. В целом, результаты, полученные с помощью разных подходов, можно считать согласованными.

2.2.2.2 Аналитическое выражение для вычисления резонансной частоты

Значения резонансных частот в подразделе 2.2.2.1 получены посредством моделирования частотных характеристик. Для уменьшения вычислительных затрат возникает необходимость в нахождении частот резонанса по значениям погонных задержек мод МПЛП.

Для связанных линий частота первого резонанса [74]

$$f_1 = \frac{1}{2l(\tau_{\text{четн}} - \tau_{\text{нечет}})}. \quad (2.2)$$

Для рассматриваемого 4-проводного зеркально-симметричного МФ значения погонных задержек и их разностей представлены в таблице 2.25.

Таблица 2.25 – Значения погонных задержек и их разностей (нс/м)

τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	$\Delta\tau_1$	$\Delta\tau_2$	$\Delta\tau_3$
5,469	5,959	6,474	6,968	0,49	0,49	0,49

Тогда для зависимости первой частоты резонанса f_1 от выравненных погонных разностей задержек ($\Delta\tau$) получим

$$f_1 = \frac{1}{4l(\Delta\tau)} = \frac{1}{4 \cdot 1 \text{ м} \cdot 0,49 \text{ нс/м}} = 0,5 \text{ ГГц}. \quad (2.3)$$

Это значение совпадает со значением f_1 для квазистатического анализа без потерь (таблица 2.24). При этом f_2 и f_3 равны 1 ГГц и 1,5 ГГц соответственно, из-за периодичности, возникающей за счет равных временных интервалов между импульсами разложения (таблица 2.25). Следует отметить, что ранее была проведена оптимизация во временной области по критерию выравнивания разности задержек, что позволило получить выравненные интервалы между импульсами разложения. Моделирование частотных характеристик проводилось именно для МФ с оптимизированными параметрами, поэтому выражение (2.3) не универсально.

2.2.2.3 Зависимость параметров от разноса проводников

Для выявления связи между временными и частотными параметрами выполняется моделирование частотных характеристик при изменении расстояния между проводниками s в диапазоне от 450 мкм до 2000 мкм. Выбор данного параметра обусловлен тем, что изменение s влияет на связь между проводниками: чем дальше проводники находятся друг от друга, тем слабее становится торцевая связь, но сильнее лицевая.

На рисунке 2.28 представлены зависимости значений временных интервалов между импульсами разложения, полученные из погонных задержек при $l=1$ м, и частот резонансов при изменении значения s .

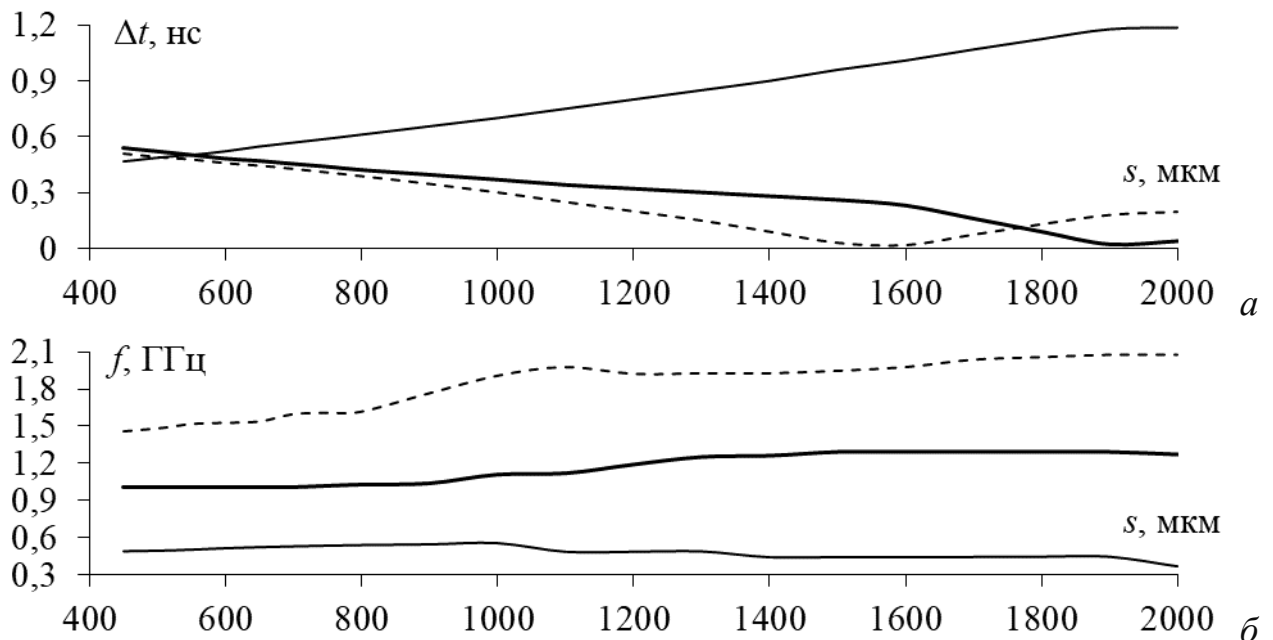


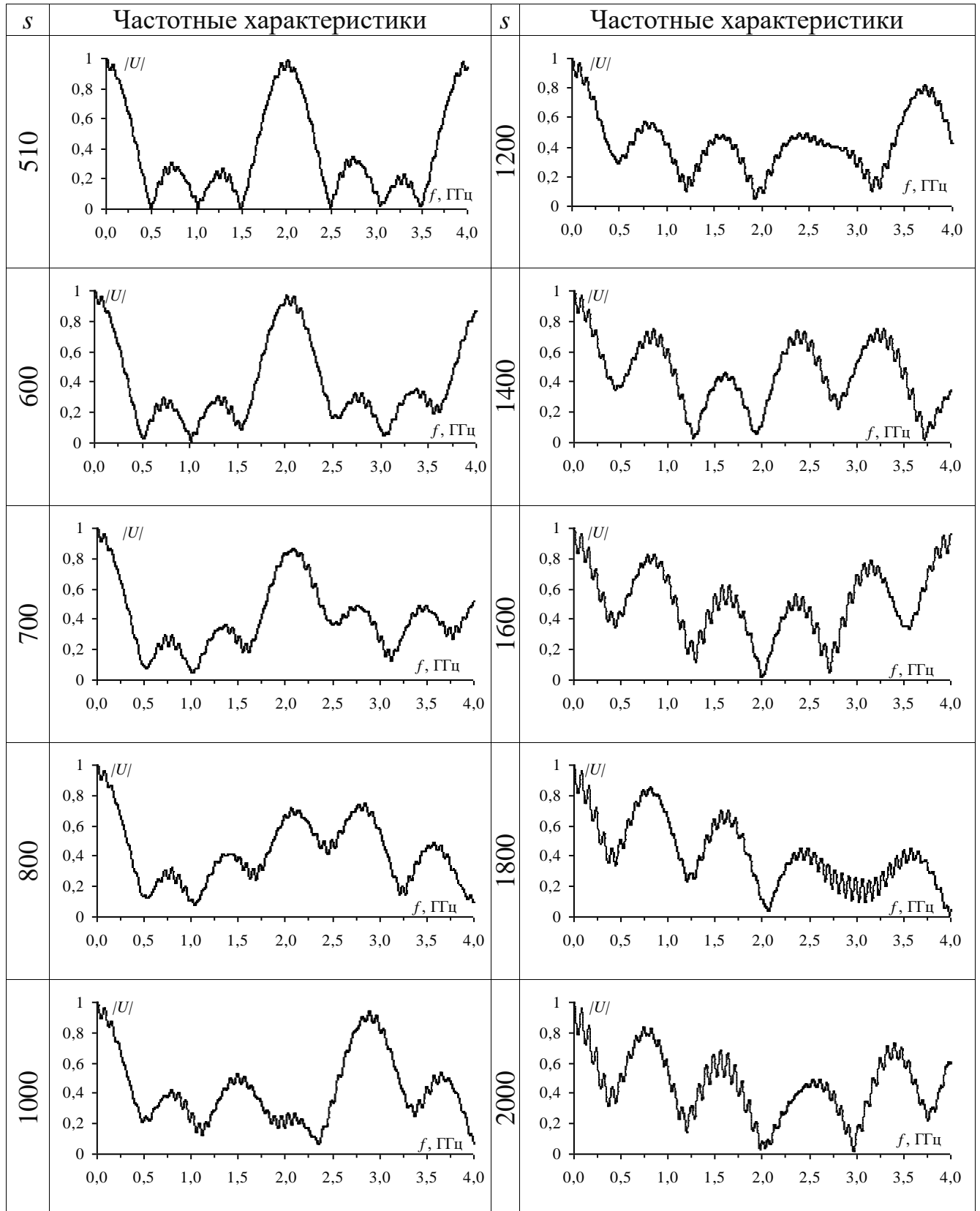
Рисунок 2.28 – Зависимости Δt_i (а) и f_i (б) значения s , $i=1$ (—), 2 (---), 3 (- -)

Видно, что при увеличении значения s значение Δt_1 увеличивается, однако значение f_1 изменяется нелинейно. Значение f_2 остается примерно постоянным на интервале значений s от 450 до 900 мкм и от 1300 до 2000 мкм. В данных диапазонах Δt_2 изменяется незначительно, однако, начиная с $s=1900$ мкм, Δt_2 начинает увеличиваться, что приводит к уменьшению f_2 . Те же изменения наблюдаются для Δt_3 и f_3 .

Для наглядности выполним моделирование частотных характеристик МФ до 4 ГГц через одно значение s . Полученные графики представлены в таблице 2.26.

Видно, что значение f_1 с увеличением значения s смещается влево, а уровень поднимается до 0,38 В. Значения f_2 и f_3 смещаются вправо.

Таблица 2.26 – Частотные характеристики МФ при $s=510, 600, 700, 800, 1000, \dots, 2000$ мкм



2.2.2.4 Увеличение полосы пропускания

Из рисунка 2.28 видно, что ширина полосы пропускания составляет от 0,216 ГГц до 0,176 ГГц, что может привести к искажению передаваемого полезного сигнала. Поэтому возникает необходимость в оптимизации зеркально-симметричного МФ по критерию увеличения полосы пропускания при неизменной частоте первого резонанса и сохранении согласования.

Значения s и w оптимизировались эвристическим поиском в диапазоне 200–2000 мкм при $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$. В результате получены оптимизированные параметры $w=2000$ мкм, $s=1200$ мкм. Сравнение частотных характеристик $|S_{21}|$ до и после оптимизации представлено на рисунке 2.29. Параметры, полученные после оптимизации, позволяют увеличить полосу пропускания по уровню минус 3 дБ с 0,216 ГГц до 0,249 ГГц.

Сравнение форм напряжения на выходе МФ до и после оптимизации представлено на рисунке 2.30, а значения амплитуд импульсов разложения и минимальной разности задержек импульсов разложения – в таблице 2.27.

Таблица 2.27 – Сравнение результатов моделирования до и после оптимизации

Оптимизация	$U_1, В$	$U_2, В$	$U_3, В$	$U_4, В$	$\Delta t_{\min}, нс$
До	0,625	0,593	0,616	0,574	0,49
После	0,622	0,582	0,579	0,572	0,21

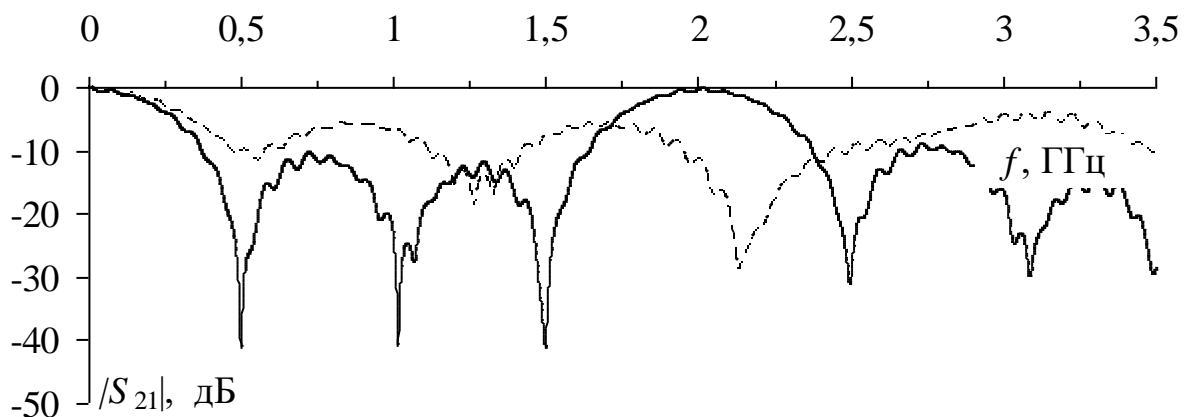


Рисунок 2.29 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ зеркально-симметричного МФ до (—) и после (---) оптимизации

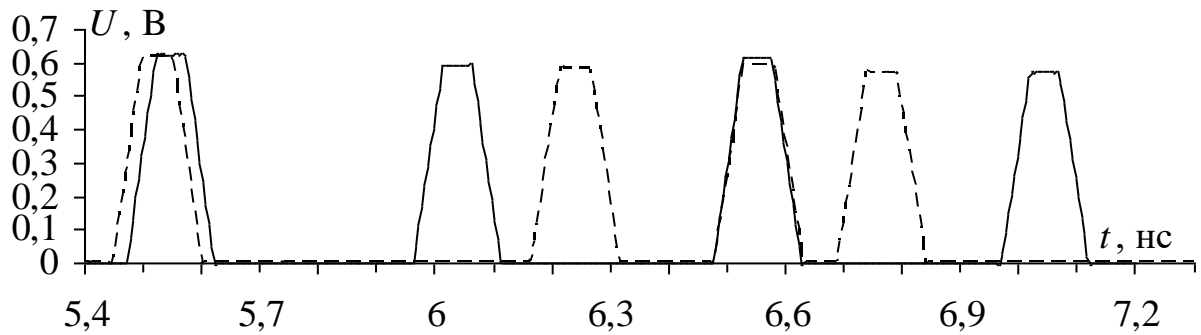


Рисунок 2.30 – Формы напряжения на выходе МФ
до (—) и после (---) оптимизации

Из результатов моделирования видно, что оптимизация по указанному критерию почти не влияет на значение максимальной амплитуды импульсов на выходе МФ (в 4 раза меньше по сравнению с входным сигналом). Между тем после оптимизации наблюдается уменьшение минимальной разности задержек импульсов разложения, в большей степени за счет приближения четвертого импульса к третьему.

Оптимизация зеркально-симметричного МФ по критерию увеличения полосы пропускания при неизменной частоте первого резонанса ($f_1=0,5$ ГГц) выполнена при сохранении согласования, как видно из равенства амплитуды напряжения в начале линии половине ЭДС воздействующего источника (рисунок 2.31). На рисунке 2.32 приведены частотные характеристики в начале МФ до и после оптимизации. Их сравнение показало лишь незначительное ухудшение согласования после оптимизации.

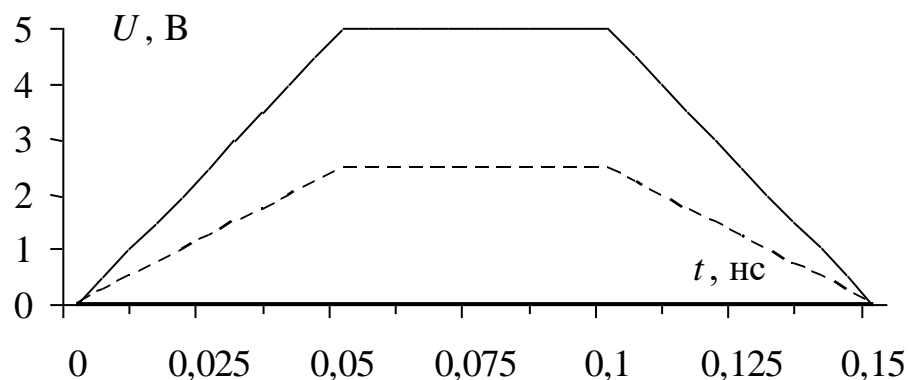


Рисунок 2.31 – Формы ЭДС (—) и напряжения на входе МФ (---)
после оптимизации

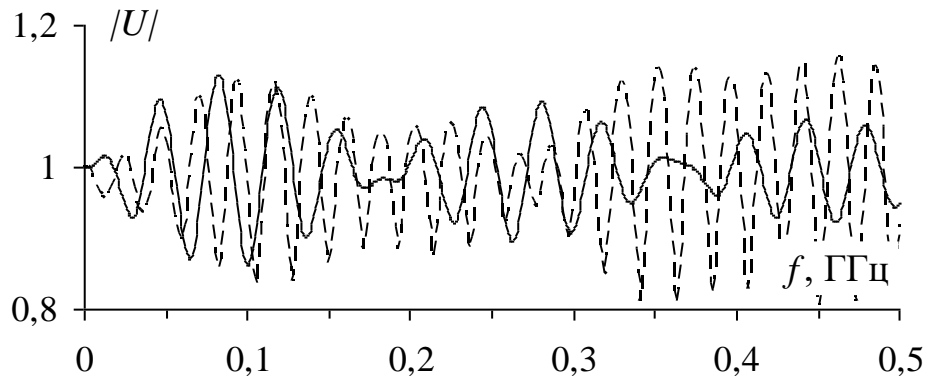


Рисунок 2.32 – Частотные характеристики на входе при воздействии источника гармонической ЭДС 2 В до (—) и после (---) оптимизации

Таким образом, представлены результаты исследования зеркально-симметричного МФ в частотной области. Приведено сравнение результатов вычислительного эксперимента с помощью квазистатического и электродинамического подходов в диапазоне частот от 10 МГц до 3,5 ГГц. Предложено аналитическое выражение для согласованного зеркально-симметричного МФ с оптимизированными параметрами, позволяющее вычислить значения резонансных частот по значениям погонных задержек мод, без моделирования в частотной области. Получено 10 частотных характеристик при увеличении расстояния между проводниками от 450 до 2000 мкм. Выполнена оптимизация зеркально-симметричного МФ по критерию увеличения полосы пропускания полезного сигнала. После оптимизации полоса пропускания составила 0,248 ГГц при неизменной частоте первого резонанса и сохранении согласования.

2.2.3 Влияние влагозащитного покрытия

В данном подразделе рассмотрена оценка влияния влагозащитного покрытия на характеристики зеркально-симметричного МФ.

Обычно для влагозащиты ПП используют лаки на основе акриловых, уретановых и эпоксидных смол [131]. В таблице 2.28 приведено сравнение

влагозащитных покрытий с описанием основных преимуществ и механизма термической обработки каждого материала.

Таблица 2.28 – Сравнение влагозащитных покрытий

Покрытие	Достоинства	Процесс обработки
Акриловое	Простота в удалении/ремонте/переработке	Выпаривание растворителя
Полиуретановое	Прочность, износостойкость, хорошие диэлектрические свойства и химическое сопротивление	Выпаривание растворителя, химическая, влажная, УФ-обработка
Силиконовое	Гибкость, широкий температурный диапазон обработки, подавление вибрации, выдерживание термических циклов, гидрофобность	Термическая, УФ-обработка, выпаривание растворителя
Эпоксидное	Высокие прочность, диэлектрические и электроизоляционные, защитные свойства, сопротивление химическим веществам и влаге	Термическая, УФ-обработка

Из таблицы 2.28 видно, что каждый вид покрытия имеет свои преимущества. Выбор покрытия зависит от требуемых характеристик. Для анализа влияния влагозащитного покрытия на параметры зеркально-симметричного МФ выбран лак ЭП-730. Он представляет из себя раствор эпоксидной смолы в смеси органических растворителей с добавлением отвердителя, который наносится на плату в 3 слоя. Толщина высушенной однослойной пленки составляет 18–22 мкм, согласно ГОСТ 20824-81, при значениях $\text{tg}\delta=0,03$ и $\epsilon_{ro}=3,5$ на частоте 1 МГц.

Моделирование зеркально-симметричного МФ, покрытого 1, 2 и 3 слоями лака, с толщиной (h_o) 20, 40 и 60 мкм соответственно, выполнено в ПО TALGAT. Поперечное сечение исследуемого МФ, покрытого одним слоем лака ($h_o=20$ мкм) представлено на рисунке 2.33. Следует отметить, что 2 и 3 слоя равномерно и полностью покрывают МФ.

Моделирование МФ выполнялось при параметрах поперечного сечения, полученных после многокритериальной оптимизации структуры 1. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

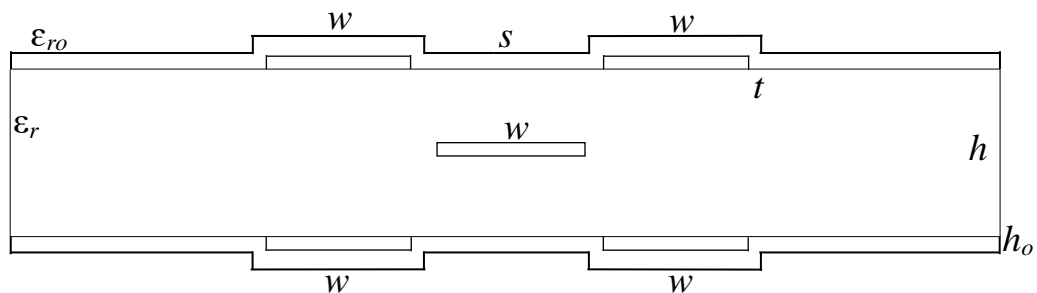


Рисунок 2.33 – Поперечное сечение зеркально-симметричного МФ, покрытого одним слоем лака

Эквивалентная схема представлена на рисунке 2.2, а форма воздействующей ЭДС – рисунке 2.3. Результаты вычисления матриц τ для МФ, покрытого 1, 2 и 3 слоями лака, сведены в таблицу 2.29.

Таблица 2.29 – Матрицы τ для МФ, покрытого одним слоем лака

Слой	τ , нс/м
1	$\begin{bmatrix} 7,00064 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,5214 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,04686 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,52945 \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 7,01714 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,58881 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,10368 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,55808 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 7,01519 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,53278 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,07169 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,54085 \end{bmatrix}$

Результаты моделирования (значения максимального напряжения на выходе МФ U_{\max} и временных интервалов между импульсами разложения Δt_i) зеркально-симметричного МФ, покрытого слоями лака и без покрытия, сведены в таблицу 2.30. Формы сигналов на выходе МФ показаны на рисунке 2.34.

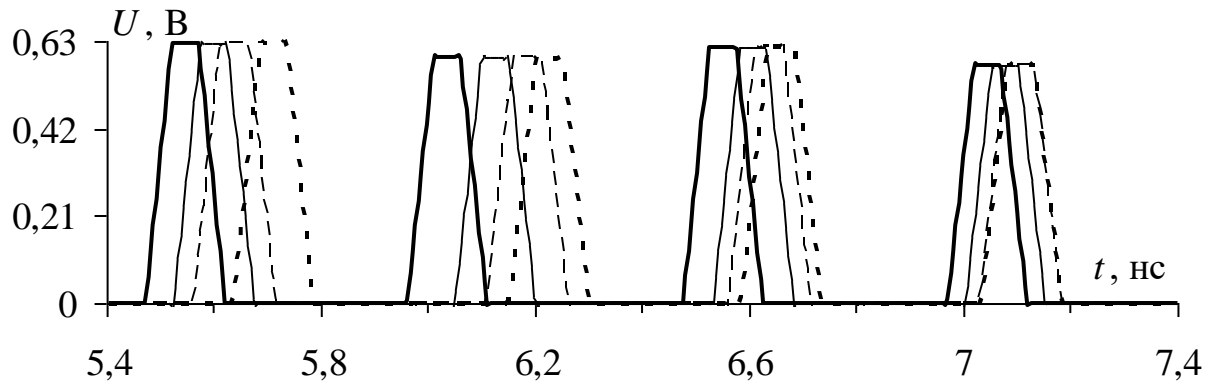


Рисунок 2.34 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ при $h_o=0$ (—), 20 (—), 40 (- -), 60 (- ·) мкм

Таблица 2.30 – Характеристики зеркально-симметричного МФ с влагозащитным покрытием

h_o , мкм	U_{\max} , В	Δt_1 , нс	Δt_2 , нс	Δt_3 , нс
0	0,625	0,489	0,515	0,494
20	0,629	0,525	0,481	0,471
40	0,629	0,515	0,433	0,448
60	0,629	0,547	0,452	0,468

Из таблицы 2.30 и рисунка 2.34 видно, что с ростом параметра h_o значение U_{\max} остаётся неизменным и не превышает 0,629 В, что в 3,97 раз меньше половины ЭДС, тогда как МФ с оптимальными параметрами без покрывающего слоя раскладывает СКИ на импульсы в 4 раза меньше половины ЭДС. При увеличении h_o значения Δt_i изменяются нелинейно, однако из таблицы 2.30 видно, что значения Δt_i довольно близки. Этот факт подтверждается формами сигнала на выходе МФ с примерно выравненными временными интервалами между импульсами разложения, полученными при увеличении h_o .

Таким образом, выполнен анализ зеркально-симметричного МФ, покрытого 1, 2 и 3 слоями лака. Показано, что увеличение толщины лака незначительно сказывается на выходных характеристиках сигнала.

2.2.4 Влияние корпуса

Моделирование зеркально-симметричного МФ с оптимальными параметрами, размещенного в корпусе с проводящими стенками (рисунок 2.35),

выполнено в ПО TALGAT. Рассматривались 5 значений расстояния от края диэлектрика до боковых стенок (b) и от края проводников до верхней и нижней стенок экрана (k): $20h$ (10 мм), $10h$ (5 мм), $5h$ (2,5 мм), $2h$ (1 мм) и h (0,5 мм). Вычислялись значения погонных задержек τ_i (таблица 2.31).

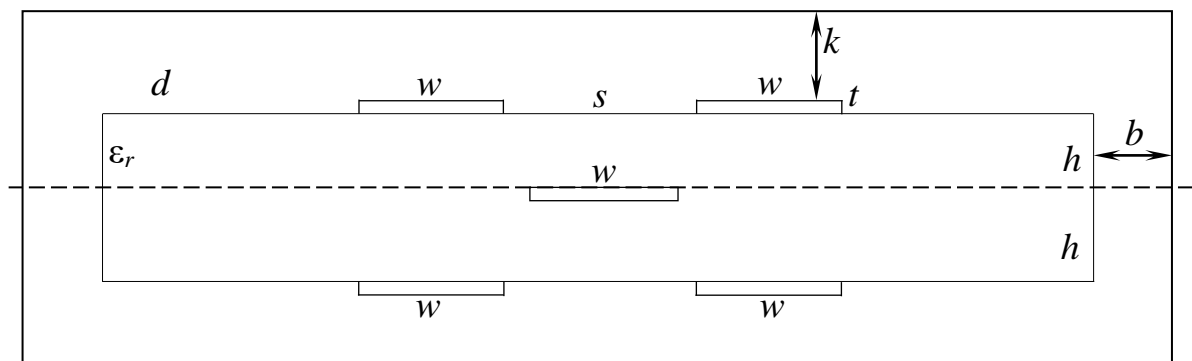


Рисунок 2.35 – Поперечное сечение зеркально-симметричного МФ в корпусе

Таблица 2.31 – Результаты моделирования МФ в корпусе при изменении b и k

$b=k$, мм	τ_1 , нс/м	τ_2 , нс/м	τ_3 , нс/м	τ_4 , нс/м	τ_5 , нс/м
Без экрана	–	5,47586	5,96472	6,47972	6,97026
10	3,53686	5,47065	5,96455	6,46421	6,97041
5	3,59925	5,4601	5,96271	6,42557	6,97044
2,5	3,66046	5,42701	5,94657	6,31443	6,97051
1	3,68287	5,25723	5,80111	5,95423	6,97057
0,5	3,64424	4,95185	5,48324	5,49698	6,96995

Из таблицы 2.31 видно, что при удалении экрана на значительное расстояние ($b=k=10$ мм) экран почти не влияет на значения τ_i (относительная погрешность составляет 0,095% для τ_2 , 0,002% для τ_3 , 0,239% для τ_4 и 0,0021% для τ_5). Между тем из-за того, что экран представляет из себя проводник, появляется еще одна мода, распространяющаяся почти полностью в воздухе. При приближении экрана к МФ погонная задержка этой моды (τ_1) увеличивается, а значения τ_2 , τ_3 и τ_4 уменьшаются, так что при $b=k=0,5$ мм происходит почти выравнивание значений задержками τ_3 и τ_4 . Значение τ_5 остается практически неизменным (относительная погрешность между значениями τ_5 при расстоянии экрана от МФ 0,5 мм и без экрана равна 0,0044%).

Моделирование временных откликов выполнялось при расстоянии экрана от МФ $b=k=2,5$ мм следующим образом: выполнялось построение поперечного

сечения с экранирующим корпусом, центральный проводник задавался как земля (с помощью команды CONDUCTOR_GROUNDED). Экран задавался как сигнальный проводник с разными граничными условиями:

- 1) XX на обоих концах (экран не подключен к земле);
- 2) XX в начале и КЗ в конце (экран подключен к земле на дальнем конце);
- 3) КЗ в начале, XX в конце (экран подключен к земле на ближнем конце);
- 4) КЗ на обоих концах (экран подключен к земле на обоих концах).

На рисунке 2.36 представлено сравнение форм напряжения на выходе МФ.

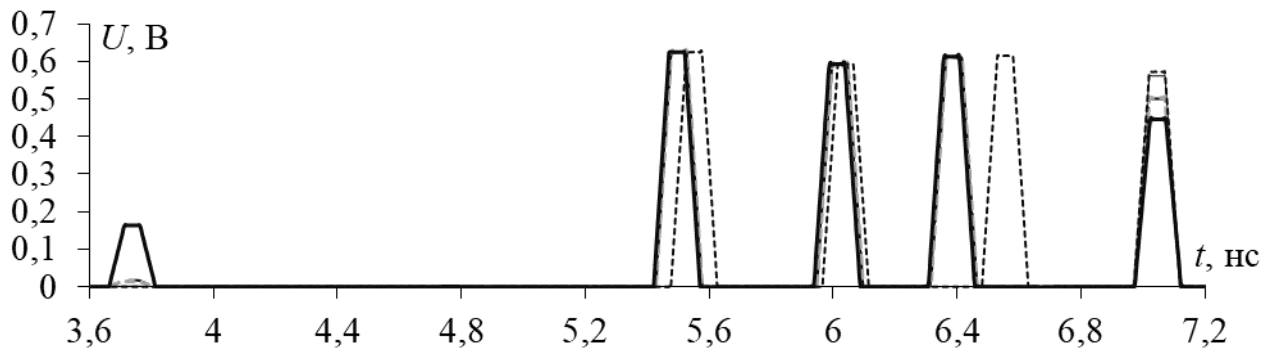


Рисунок 2.36 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ при XX-XX (—), XX-КЗ (---), КЗ-XX (- -), КЗ-КЗ (—) и без экрана (- -)

Таблица 2.32 – Результаты моделирования МФ в корпусе при разных подключениях экрана

Подключение	U_1 , В	U_2 , В	U_3 , В	U_4 , В м	U_5 , В
XX-XX	0,000835	0,63	0,596	0,614	0,563
XX-КЗ	0,016	0,63	0,597	0,614	0,502
КЗ-XX	0,014	0,63	0,597	0,614	0,505
КЗ-КЗ	0,162	0,63	0,597	0,614	0,451
Без экрана	—	0,628	0,594	0,616	0,573

Из рисунка 2.36 видно, что изменение подключений не влияют на значение U_{max} . Между тем отчетливо видно влияние на амплитуду 5-ой моды с τ_1 : когда экран не подключен, её амплитуда U_1 очень мала 835 мкВ, в то время как при подключении экрана к земле её амплитуда возрастает до 0,162 В. При подключении экрана только на одном конце формы напряжения на выходе МФ совпадают.

Таким образом, расстояние от стенок корпуса до МФ оказывает значительное влияние на погонные задержки мод. Кроме того, при подключении

экрана появляется дополнительная (самая быстрая) мода и происходит незначительное изменение амплитуды последнего импульса U_5 . Между тем зеркально-симметричный МФ в корпусе (когда нет наложения импульсов) способен разложить СКИ на импульсы примерно с такой же амплитудой, что и без корпуса (0,63 В по сравнению с 0,628 В при $b=k=2,5$ мм).

2.2.5 Аналитические выражения для погонных задержек мод

В данном пункте получены аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод (τ_i) зеркально-симметричного МФ.

В [95] представлены аналитические выражения для расчета τ_i применительно к 4-проводной линии передачи:

$$\tau_{1,2}^2 = \frac{1}{2} \left(A_{11} + A_{14} + A_{22} + A_{23} \pm \sqrt{(A_{11} + A_{14} - A_{22} - A_{23})^2 + 4(A_{12} + A_{13})(A_{21} + A_{31})} \right), \quad (2.4)$$

$$\tau_{3,4}^2 = \frac{1}{2} \left(A_{11} - A_{14} + A_{22} - A_{23} \pm \sqrt{(A_{11} - A_{14} - A_{22} + A_{23})^2 + 4(A_{12} - A_{13})(A_{21} - A_{31})} \right), \quad (2.5)$$

где A_{ij} , $i, j=1, 2, 3, 4$ – элементы матрицы \mathbf{A} , которая является произведением матриц \mathbf{C} и \mathbf{L} .

Для 4-проводной структуры в общем виде (несимметричный случай):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix}.$$

С помощью (2.4)–(2.5) вычислены значения τ_i структуры 1 зеркально-симметричного МФ (рисунок 2.1а) при параметрах, полученных после многокритериальной оптимизации. Результаты вычисления τ_i с использованием TALGAT и при помощи аналитических выражений приведены в таблице 2.33.

Таблица 2.33 – Сравнение результатов вычисления погонных задержек

Номер моды	TALGAT, нс/м	Аналитика, нс/м	$ \Delta\tau_i $, нс/м
1	5,46988	5,46988	
2	5,95914	5,95914	0,489
3	6,47467	6,47467	0,515
4	6,96879	6,96879	0,494

Из таблицы 2.33 видно полное совпадение значений τ_i , полученных с помощью TALGAT и аналитических выражений. Это обусловлено тем, что в ПО TALGAT вычисление τ_i выполняется из собственных значений произведения матриц **L** и **C** с помощью математической библиотеки (Eigen). Но при малых порядках матрицы (4*4 в данном случае), из-за замены численных методов аналитическими выражениями, фактически получают одни и те же операции при одних и тех же числах. Поэтому значения τ_i , полученные с помощью модуля ПО TALGAT, могут совпадать с результатами аналитических выражений.

Между тем из-за симметрии исследуемой структуры (рисунок 2.1а) относительно вертикальной и горизонтальной осей, диагональные элементы матрицы **A** одинаковы $A_{11}=A_{22}=A_{33}=A_{44}$ и наблюдается попарное равенство элементов вне главной диагонали ($A_{12}=A_{21}=A_{34}=A_{43}$, $A_{13}=A_{31}=A_{24}=A_{42}$ и $A_{14}=A_{41}=A_{23}=A_{32}$). Наконец, матрица **A** оказывается симметричной, поскольку она является произведением симметричных и коммутативных матриц **L** и **C**:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 38,979 & 6,26357 & 0,262733 & 3,05864 \\ 6,26357 & 38,979 & 3,05864 & 0,262733 \\ 0,262733 & 3,05864 & 38,979 & 6,26357 \\ 3,05864 & 0,262733 & 6,26357 & 38,979 \end{bmatrix} 10^{-18}.$$

Тогда, упрощая (2.4)–(2.5), можно получить аналитические выражения в кратком виде для зеркально-симметричного МФ:

$$\tau_1 = \sqrt{A_{11} - A_{14} - A_{12} + A_{13}}, \quad (2.6)$$

$$\tau_2 = \sqrt{A_{11} + A_{14} - A_{12} - A_{13}}, \quad (2.7)$$

$$\tau_3 = \sqrt{A_{11} - A_{14} + A_{12} - A_{13}}, \quad (2.8)$$

$$\tau_4 = \sqrt{A_{11} + A_{14} + A_{12} + A_{13}}. \quad (2.9)$$

Таким образом, посредством аналитических выражений получены значения τ_i . Данные аналитические выражения позволяют вычислить матрицу погонных задержек. Кроме того, они могут входить в состав более сложных выражений, например, для получения характеристик МФ во временной области, что может привести к ускорению процесса оптимизации.

2.2.6 Аналитические условия выравнивания разностей погонных задержек мод

В данном пункте представлены аналитические условия для выравнивания разностей задержек мод структур с зеркальной симметрией. Обеспечение данных условий позволяет усовершенствовать защиту от СКИ: предупредить наложение импульсов на выходе структур, и, как следствие, рост общей амплитуды импульсов разложения, а также максимизировать длительность СКИ, который будет разлагаться полностью.

Условия равенства разностей погонных задержек мод $\Delta\tau_i$ (либо временных интервалов между импульсами разложения при длине структуры 1 м) получены на основе аналитических выражений (2.6)–(2.9) для зеркально-симметричного МФ. На выход 4-проводной структуры приходит 4 импульса мод, соответственно временных интервалов будет три. Тогда приравняв их, имеем

$$\Delta\tau_1 = \Delta\tau_2 = \Delta\tau_3, \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} \Delta\tau_1 = \Delta\tau_2 \\ \Delta\tau_2 = \Delta\tau_3 \end{cases}, \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} \tau_2 - \tau_1 = \tau_3 - \tau_2 \\ \tau_3 - \tau_2 = \tau_4 - \tau_3 \end{cases}. \quad (2.12)$$

Получим новую систему уравнений путем вычитания и сложения уравнений из начальной системы:

$$\begin{cases} \tau_2 - \tau_1 - \tau_3 + \tau_2 = \tau_3 - \tau_2 - \tau_4 + \tau_3 \\ \tau_2 - \tau_1 + \tau_3 - \tau_2 = \tau_3 - \tau_2 + \tau_4 - \tau_3 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} -\tau_1 - \tau_3 = 2\tau_3 - \tau_2 - \tau_4 \\ -\tau_1 + \tau_3 = -\tau_2 + \tau_4 \end{cases} \rightarrow \quad (2.13)$$

$$\rightarrow \begin{cases} \tau_4 - \tau_1 = 3(\tau_3 - \tau_2) \\ \tau_4 + \tau_1 = \tau_3 + \tau_2 \end{cases}.$$

Используя метод умножения при решении систем уравнений, можно заменить первое уравнение произведением обоих уравнений системы, оставив второе уравнение без изменений:

$$\begin{cases} \tau_4^2 - \tau_1^2 = 3(\tau_3^2 - \tau_2^2) & (1) \\ \tau_4 + \tau_1 = \tau_3 + \tau_2 & (2) \end{cases}. \quad (2.14)$$

Подставляем выражения из (2.6)–(2.9) в уравнение (1) из системы (2.14):

$$\begin{aligned} & \sqrt{(A_{11} + A_{14} + A_{12} + A_{13})^2} - \sqrt{(A_{11} - A_{14} - A_{12} + A_{13})^2} = \\ & = 3 \left(\sqrt{(A_{11} - A_{14} + A_{12} - A_{13})^2} - \sqrt{(A_{11} + A_{14} - A_{12} - A_{13})^2} \right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} & A_{11} + A_{14} + A_{12} + A_{13} - A_{11} + A_{14} + A_{12} - A_{13} = \\ & = 3(A_{11} - A_{14} + A_{12} - A_{13} - A_{11} - A_{14} + A_{12} + A_{13}). \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$2A_{12} + 2A_{14} = 3(2A_{12} - 2A_{14}). \quad (2.17)$$

$$2A_{12} - 6A_{12} = -6A_{14} - 2A_{14}. \quad (2.18)$$

$$A_{12} = 2A_{14}. \quad (2.19)$$

Далее преобразуем уравнение (2) из системы (2.14), возведя правую и левую части в квадрат:

$$(\tau_4 + \tau_1) = (\tau_3 + \tau_2) \rightarrow \tau_4^2 + 2\tau_4\tau_1 + \tau_1^2 = \tau_3^2 + 2\tau_3\tau_2 + \tau_2^2. \quad (2.20)$$

$$\frac{\tau_1^2 - \tau_2^2 - \tau_3^2 + \tau_4^2}{2} = \tau_3\tau_2 - \tau_4\tau_1. \quad (2.21)$$

Рассмотрим левую (*a*) и правую (*b*) части по отдельности, подставив в каждую выражения из (2.6)–(2.9):

$$(a) \quad \frac{\left(\sqrt{(A_{11} - A_{14} - A_{12} + A_{13})^2} - \sqrt{(A_{11} + A_{14} - A_{12} - A_{13})^2} \right)^2}{2} = \frac{\left(\sqrt{(A_{11} - A_{14} + A_{12} - A_{13})^2} + \sqrt{(A_{11} + A_{14} + A_{12} + A_{13})^2} \right)^2}{2} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{(A_{11} - A_{14} - A_{12} + A_{13} - A_{11} - A_{14} + A_{12} + A_{13} - A_{11})}{2} + \\
&+ \frac{(A_{14} - A_{12} + A_{13} + A_{11} + A_{14} + A_{12} + A_{13})}{2} = 2A_{13} \\
(б) \quad &\sqrt{(A_{11} - A_{14} + A_{12} + A_{13})} \cdot \sqrt{(A_{11} + A_{14} - A_{12} - A_{13})} - \\
&- \sqrt{(A_{11} + A_{14} + A_{12} + A_{13})} \cdot \sqrt{(A_{11} - A_{14} - A_{12} + A_{13})} = \\
&= \sqrt{(A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2} - \sqrt{(A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2}.
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Получившиеся выражения (2.22) и (2.23) подставляем в (2.21):

$$\sqrt{(A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2} - \sqrt{(A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2} = 2A_{13}. \tag{2.24}$$

Возводим левую и правую части в квадрат:

$$(A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2 - 2\sqrt{(A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2} \cdot \tag{2.25}$$

$$\cdot \sqrt{(A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2} + (A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2 = 4A_{13}^2,$$

$$\begin{aligned}
&2\sqrt{\left((A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2\right) \cdot \left((A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2\right)} = \\
&= 2A_{11}^2 - 2A_{12}^2 - 2A_{13}^2 - 2A_{14}^2 \rightarrow
\end{aligned} \tag{2.26}$$

$$\begin{aligned}
&\rightarrow \sqrt{\left(\left((A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2\right) \cdot \left((A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2\right)\right)} = \\
&= A_{11}^2 - A_{12}^2 - A_{13}^2 - A_{14}^2.
\end{aligned}$$

Возводим левую и правую части в квадрат:

$$\begin{aligned}
&\left(\left((A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2\right) \cdot \left((A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2\right)\right) = \\
&= \left(A_{11}^2 - A_{12}^2 - A_{13}^2 - A_{14}^2\right)^2.
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Преобразуем каждую часть по отдельности. Левая:

$$\begin{aligned}
&\left(\left((A_{11} - A_{13})^2 - (A_{14} - A_{12})^2\right) \cdot \left((A_{11} + A_{13})^2 - (A_{14} + A_{12})^2\right)\right) = \\
&= (A_{11} - A_{13})^2 (A_{11} + A_{13})^2 - (A_{11} - A_{13})^2 (A_{14} + A_{12})^2 - \\
&- (A_{11} + A_{13})^2 (A_{14} - A_{12})^2 + (A_{14} - A_{12})^2 (A_{14} + A_{12})^2 = \\
&= (A_{11}^4 - 2A_{11}^2 A_{13}^2 + A_{13}^4) - \left(\left(A_{11}^2 - 2A_{11} A_{13} + A_{13}^2\right) (A_{14}^2 - 2A_{14} A_{12} + A_{12}^2)\right) - \\
&- \left(\left(A_{11}^2 + 2A_{11} A_{13} + A_{13}^2\right) (A_{14}^2 - 2A_{14} A_{12} + A_{12}^2)\right) + (A_{14}^4 - 2A_{14}^2 A_{12}^2 + A_{12}^4) =
\end{aligned} \tag{2.28}$$

$$\begin{aligned}
&= (A_{11}^4 - 2A_{11}^2 A_{13}^2 + A_{13}^4) - \\
&\quad - \left(\begin{aligned} &A_{11}^2 A_{14}^2 + 2A_{11}^2 A_{14} A_{12} + A_{11}^2 A_{12}^2 - 2A_{11} A_{14}^2 A_{13} - \\ &-4A_{11} A_{14} A_{12} A_{13} - 2A_{11} A_{12}^2 A_{13} + A_{13}^2 A_{14}^2 + \\ &+ 2A_{14} A_{12} A_{13}^2 + A_{12}^2 A_{13}^2 \end{aligned} \right) - \\
&\quad - \left(\begin{aligned} &A_{11}^2 A_{14}^2 - 2A_{11}^2 A_{14} A_{12} + A_{11}^2 A_{12}^2 + 2A_{11} A_{14}^2 A_{13} - 4A_{11} A_{14} A_{12} A_{13} - \\ &-2A_{11} A_{12}^2 A_{13} + A_{13}^2 A_{14}^2 - 2A_{14} A_{12} A_{13}^2 + A_{12}^2 A_{13}^2 \end{aligned} \right) + \\
&+ A_{14}^2 - 2A_{14}^2 A_{12}^2 + A_{12}^2 = A_{11}^4 - 2A_{11}^2 A_{13}^2 + A_{13}^4 - 2A_{11}^2 A_{14}^2 - 2A_{11}^2 A_{12}^2 + \\
&+ 8A_{11} A_{12} A_{13} A_{14} - 2A_{13}^2 A_{14}^2 - 2A_{12}^2 A_{13}^2 + A_{14}^4 - 2A_{14}^2 A_{12}^2 + A_{12}^4.
\end{aligned}$$

Правая:

$$\begin{aligned}
&(A_{11}^2 - A_{12}^2 - A_{13}^2 - A_{14}^2)^2 = A_{11}^4 - A_{11}^2 A_{12}^2 - A_{11}^2 A_{13}^2 - \\
&- A_{11}^2 A_{14}^2 - A_{11}^2 A_{12}^2 + A_{12}^4 + A_{12}^2 A_{13}^2 + A_{12}^2 A_{14}^2 - A_{11}^2 A_{13}^2 + \\
&+ A_{12}^2 A_{13}^2 + A_{13}^4 + A_{13}^2 A_{14}^2 - A_{11}^2 A_{14}^2 + A_{12}^2 A_{14}^2 + A_{13}^2 A_{14}^2 + \\
&+ A_{14}^4 = A_{11}^4 - 2A_{11}^2 A_{12}^2 - 2A_{11}^2 A_{13}^2 - 2A_{11}^2 A_{14}^2 + A_{12}^4 + 2A_{12}^2 A_{13}^2 + \\
&+ 2A_{12}^2 A_{14}^2 + A_{13}^4 + 2A_{13}^2 A_{14}^2 + A_{14}^4.
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Получившиеся выражения (2.28) и (2.29) подставляем в (2.27):

$$\begin{aligned}
&A_{11}^4 - 2A_{11}^2 A_{13}^2 + A_{13}^4 - 2A_{11}^2 A_{14}^2 - 2A_{11}^2 A_{12}^2 + 8A_{11} A_{12} A_{13} A_{14} - 2A_{13}^2 A_{14}^2 - \\
&- 2A_{12}^2 A_{13}^2 + A_{14}^4 - 2A_{14}^2 A_{12}^2 + A_{12}^4 = A_{11}^4 - 2A_{11}^2 A_{12}^2 - 2A_{11}^2 A_{13}^2 - \\
&- 2A_{11}^2 A_{14}^2 + A_{12}^4 + 2A_{12}^2 A_{13}^2 + 2A_{12}^2 A_{14}^2 + A_{13}^4 + 2A_{13}^2 A_{14}^2 + A_{14}^4.
\end{aligned} \tag{2.30}$$

$$\begin{aligned}
&8A_{11} A_{12} A_{13} A_{14} - 2A_{13}^2 A_{14}^2 - 2A_{12}^2 A_{13}^2 - 2A_{14}^2 A_{12}^2 = \\
&= 2A_{12}^2 A_{13}^2 + 2A_{12}^2 A_{14}^2 + 2A_{13}^2 A_{14}^2.
\end{aligned} \tag{2.31}$$

$$8A_{11} A_{12} A_{13} A_{14} = 4A_{12}^2 A_{13}^2 + 4A_{14}^2 A_{12}^2 + 4A_{14}^2 A_{13}^2. \tag{2.32}$$

$$2A_{11} A_{12} A_{13} A_{14} = A_{12}^2 A_{13}^2 + A_{14}^2 A_{12}^2 + A_{14}^2 A_{13}^2. \tag{2.33}$$

В результате преобразований (2.19) и (2.33) система (2.14) примет вид:

$$\begin{cases} A_{12} = 2A_{14} & (1) \\ 2A_{11} A_{12} A_{13} A_{14} = A_{12}^2 A_{13}^2 + A_{14}^2 A_{12}^2 + A_{14}^2 A_{13}^2 & (2) \end{cases} \tag{2.34}$$

Решим систему (2.34), подставив (1) в (2). Получится квадратное уравнение, где A_{13} – неизвестное:

$$2A_{11}2A_{14}A_{13}A_{14} = 4A_{14}^2A_{13}^2 + A_{14}^22A_{14}^2 + A_{14}^2A_{13}^2, \quad (2.35)$$

$$4A_{11}A_{14}^2A_{13} = 4A_{14}^2A_{13}^2 + 4A_{14}^4 + A_{14}^2A_{13}^2, \quad (2.36)$$

$$4A_{11}A_{13} = 5A_{13}^2 + 4A_{14}^2, \quad (2.37)$$

$$5A_{13}^2 - 4A_{11}A_{13} + 4A_{14}^2 = 0. \quad (2.38)$$

Корни квадратного уравнения:

$$A_{13/2} = \frac{4A_{11} \pm \sqrt{16A_{11}^2 - 80A_{14}^2}}{10}. \quad (2.39)$$

$$A_{13/2} = \frac{A_{11} \pm \sqrt{A_{11}^2 - 5A_{14}^2}}{2,5}. \quad (2.40)$$

Рассмотрим случай, когда дискриминант равен нулю. Тогда

$$A_{11}^2 = 5A_{14}^2 \rightarrow A_{11} = \sqrt{5}A_{14}, \quad (2.41)$$

а корень (2.39) один:

$$A_{13} = \frac{2}{5}A_{11}. \quad (2.42)$$

Подставив (2.41) в (2.42) получим

$$A_{13} = \frac{2}{\sqrt{5}}A_{14}. \quad (2.43)$$

Таким образом, выражение (2.40) является условием выравнивания разности погонных задержек мод в 4-проводной зеркально-симметричной структуре.

Для проверки (2.40) возьмем ранее вычисленную матрицу \mathbf{A} для зеркально-симметричного МФ с оптимальными параметрами, которые позволили получить практически выравненные значения $\Delta\tau_i$.

Подставляем коэффициенты матрицы \mathbf{A} в (2.40):

$$A_{13/2} = \frac{38,979 \pm \sqrt{38,979^2 - 5 \cdot 3,05864^2}}{2,5}.$$

$$A_{13/2} = \frac{38,979 \pm \sqrt{38,979^2 - 5 \cdot 3,05864^2}}{2,5} = \frac{38,979 \pm 38,3742}{2,5} = 30,9412/0,24192.$$

Сравним значение второго корня (A_{13_2}) с коэффициентом A_{13} из матрицы A (0,26273). Отклонение относительно коэффициента A_{13} равно 7,92%. Такое значение можно объяснить тем, что изначально взята матрица, в которой $\Delta\tau_i$ выравнены не идеально. Отклонения $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_3$ относительно $\Delta\tau_2$ (значения взяты из таблицы 2.33) равны 5,04% и 4,077% соответственно. Между тем предполагается, что при удовлетворении условия (2.40), будет выполняться равенство $\Delta\tau_i$.

Таким образом, получены аналитические условия (одно из которых является частным случаем) для структур с зеркальной симметрией, позволяющих выравнить значения $\Delta\tau_i$. Благодаря этому возможно предупредить наложение импульсов на выходе структур, и, как следствие, рост общей амплитуды импульсов разложения, а также максимизировать длительность входного воздействия. Кроме того, эти условия можно использовать как целевую функцию при оптимизации структур, например, генетическими алгоритмами.

2.2.7 Сравнительный анализ микрополоскового и зеркально-симметричного 4-проводных модальных фильтров

Как было отмечено в подразделе 1.5, существуют различные структурные исполнения МФ. Между тем полезно выполнить качественное сравнение исследуемого МФ с другим МФ, близким по структуре. Для сравнительного анализа выбраны структуры 4-проводных микрополоскового (рисунок 2.37) и зеркально-симметричного (рисунок 2.1а) МФ.

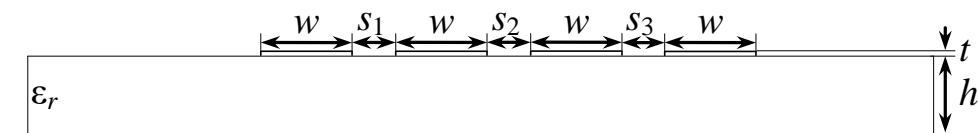


Рисунок 2.37 – Поперечное сечение 4-проводного микрополоскового МФ

Такое сравнение позволит определить достоинства и недостатки каждого устройства, в частности выявить целесообразность зеркальной симметрии. Вычисление погонных параметров, временных и частотных характеристик

выполнялось в ПО TALGAT. Моделирование МФ выполнялось при следующих параметрах: $w=1000$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\varepsilon_r=5$, $s=200, 500, 800$ мкм. Изменение именно s связано с его большим влиянием на характеристики сигнала, вследствие изменения связи между проводниками.

Частотные характеристики исследуемых МФ представлены на рисунке 2.38, а значения полосы пропускания по уровню 0,707 сведены в таблицу 2.34.

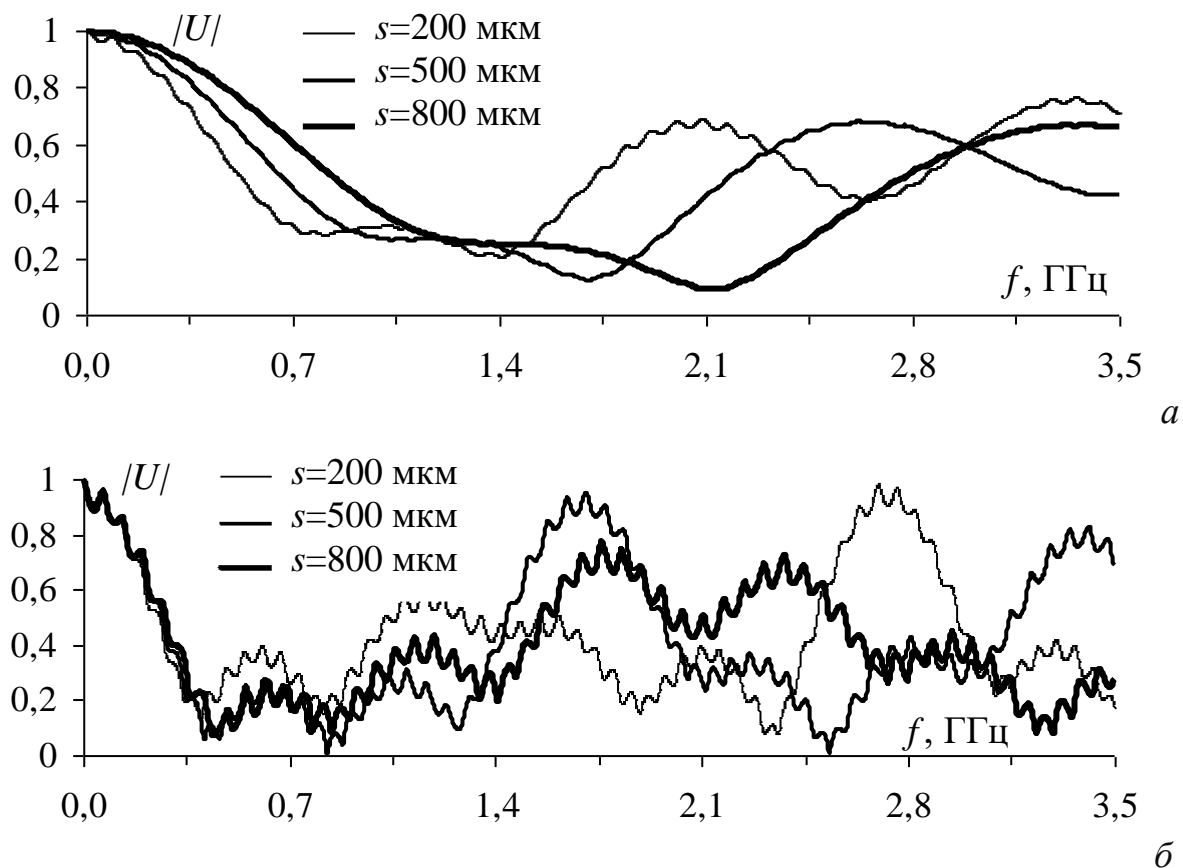


Рисунок 2.38 – Частотные характеристики микрополоскового (а) и зеркально-симметричного (б) МФ при разных s

Таблица 2.34 – Полосы пропускания (ГГц) микрополоскового (МП) и зеркально-симметричного (З-С) МФ

s , мкм	МП	З-С
200	0,3610	0,1847
500	0,4567	0,1991
800	0,5857	0,2080

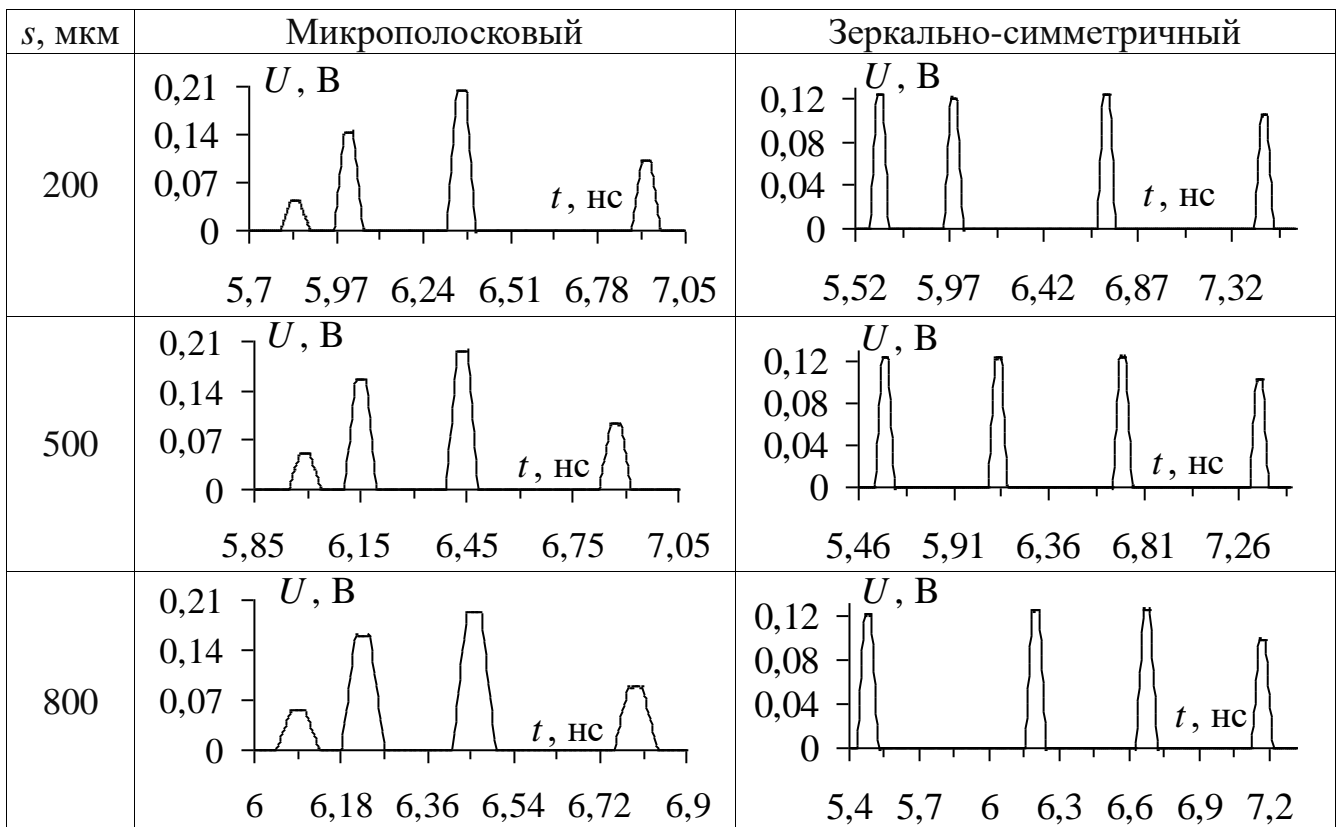
Из таблицы 2.34 следует, что при $s=200$ мкм полоса пропускания микрополоскового МФ в 1,95 раза больше, чем зеркально-симметричного МФ, при $s=500$ мкм – в 2,9 раз и при $s=800$ мкм – в 2,8 раза.

Полученные формы напряжений на выходе МФ сведены в таблицу 2.36, а их параметры – в таблицу 2.35.

Таблица 2.35 – Параметры форм выходного напряжения микрополоскового (МП) и зеркально-симметричного (З-С) МФ

s , мкм	МФ	U_1 , В	U_2 , В	U_3 , В	U_4 , В	Δt_1 , нс	Δt_2 , нс	Δt_3 , нс
200	МП	0,043	0,144	0,205	0,102	0,166	0,349	0,571
	З-С	0,124	0,121	0,125	0,105	0,353	0,730	0,752
500	МП	0,051	0,156	0,197	0,093	0,158	0,286	0,432
	З-С	0,1242	0,1232	0,1263	0,102	0,535	0,588	0,647
800	МП	0,055	0,162	0,194	0,088	0,135	0,231	0,335
	З-С	0,1205	0,124	0,125	0,098	0,719	0,476	0,495

Таблица 2.36 – Формы напряжения на выходе МФ



Из таблицы 2.35 следует, что для микрополоскового МФ при $s=200$ мкм максимальное напряжение в конце активного проводника в 2,43 раза меньше по сравнению с половиной ЭДС (0,5 В), при $s=500$ мкм – в 2,53 раза и при $s=800$ мкм – в 2,57 раза. Для зеркально-симметричного МФ при $s=200$ мкм максимальное напряжение в конце активного проводника в 4 раза меньше, при $s=500$ мкм – в 3,96 раза и при $s=800$ мкм – в 4 раза.

Из таблицы 2.36 следует, что с ростом значения параметра s значение U_{\max} меняется незначительно для обеих структур МФ. Однако зеркально-симметричный МФ способен разложить входной сигнал практически в 2 раза лучше, чем микрополосковый МФ. Это можно объяснить тем, что у зеркально-симметричного МФ на выходе наблюдаются попарно выравненные импульсы разложения, что способствует минимизации максимальной амплитуды. Тогда как в микрополосковом МФ каждый импульс имеет различную амплитуду. Стоит отметить, что оба МФ близки к псевдосогласованию при заданных параметрах [130]. Между тем зеркально-симметричному МФ характерны относительно выравненные временные интервалы между импульсами разложения, что способствует предупреждению возможного наложения импульсов при увеличении длительности входного воздействия.

Результаты качественного сравнения микрополоскового и зеркально-симметричного МФ по ряду признаков представлены в таблице 2.37. Ниже приведены уточнения по каждому из пунктов.

Таблица 2.37 – Сравнение 4-проводных микрополоскового (МП) и зеркально-симметричного (З-С) МФ. Обозначения: (+) пригоден; (0) средне пригоден; (–) не пригоден

№	Признак	МП	З-С
1	Ослабление входного сигнала путем разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды	+	+
2	Наличие одновременно лицевой и торцевой связей	0	+
3	Возможность выравнивания временных интервалов между импульсами разложения	0	+
4	Возможность увеличения структуры и диапазонов значений оптимизируемых параметров	+	0
5	Отсутствие необходимости использовать дополнительную оптимизацию	0	+
6	Широкая полоса пропускания	+	0
7	Возможность увеличения длительности входного импульса	0	+
8	Простота реализации	+	0

1. Микрополосковый и зеркально-симметричный МФ способны уменьшать амплитуду входного сигнала за счет его модального разложения на 4 импульса меньшей амплитуды на выходе.

2. Из-за конструктивного расположения проводников относительно опорного проводника в зеркально-симметричном МФ обеспечиваются одновременно торцевая и лицевая связи, что позволяет получить близкие значения временных интервалов между импульсами разложения на выходе линии, не прибегая к дополнительной оптимизации.

3. Выравненные временные интервалы между импульсами разложения возможно получить для обеих структур посредством оптимизации параметров. Однако, ввиду специфики структуры, для зеркально-симметричного МФ процесс оптимизации по этому критерию легче.

4. Микрополосковый МФ имеет как большой набор параметров для оптимизации, так и диапазон для их оптимизации, поскольку он не ограничен сохранением симметрии, в отличие от зеркально-симметричного МФ.

5. Для оптимизации зеркально-симметричного МФ достаточно использовать эвристический поиск, тогда как при оптимизации микрополоскового МФ может быть необходимо использование других подходов (например, генетических алгоритмов) [130].

6. Микрополосковый МФ имеет более широкую полосу пропускания, чем зеркально-симметричный [132].

7. При $s=200$, 500 и 800 мкм зеркально-симметричный МФ способен разложить входной сигнал с длительностью до 345, 540, 465 пс соответственно, тогда как микрополосковый – лишь до 165, 150, 135 пс.

8. Отличительная особенность микрополоскового МФ – это простота изготовления (однослойная ПП) и дешевизна, тогда как изготовление зеркально-симметричного МФ более трудоемко и затратно.

Таким образом, выполнен сравнительный анализ двух новых устройств защиты от СКИ: микрополоскового и зеркально-симметричного 4-проводных МФ. Сравнение позволило выявить ряд достоинств и недостатков каждого из устройств по ряду признаков. Кроме того, результаты сравнительного анализа показали, что применение зеркальной симметрии приводит к улучшению защитных свойств МФ, ввиду упрощенного достижения необходимых

характеристик МФ, однако это также приводит к увеличению конечной стоимости МФ при его возможном изготовлении. Результаты сравнения показали важность такой работы, так как она может использоваться для дальнейшего исследования и сравнения различных конфигураций устройств защиты с целью выявления их сильных и слабых сторон. Отметим, что некоторые из признаков, рассмотренных в таблице 2.37, связаны друг с другом. Например, чем больше ослабление фильтра, тем меньше полоса пропускания. Однако здесь эта связь не рассматривалась.

2.2.8 Особенности модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур

Зеркальная симметрия – это отображение пространства на себя, при котором любая точка переходит в симметричную ей точку, относительно плоскости [133]. Из данного определения ясно, что зеркально-симметричной является структура, в которой проводники и диэлектрики зеркально повторяют друг друга. Для исследования выбраны поперечные сечения из рисунков 2.1а и 2.39 при $l=1$ м.

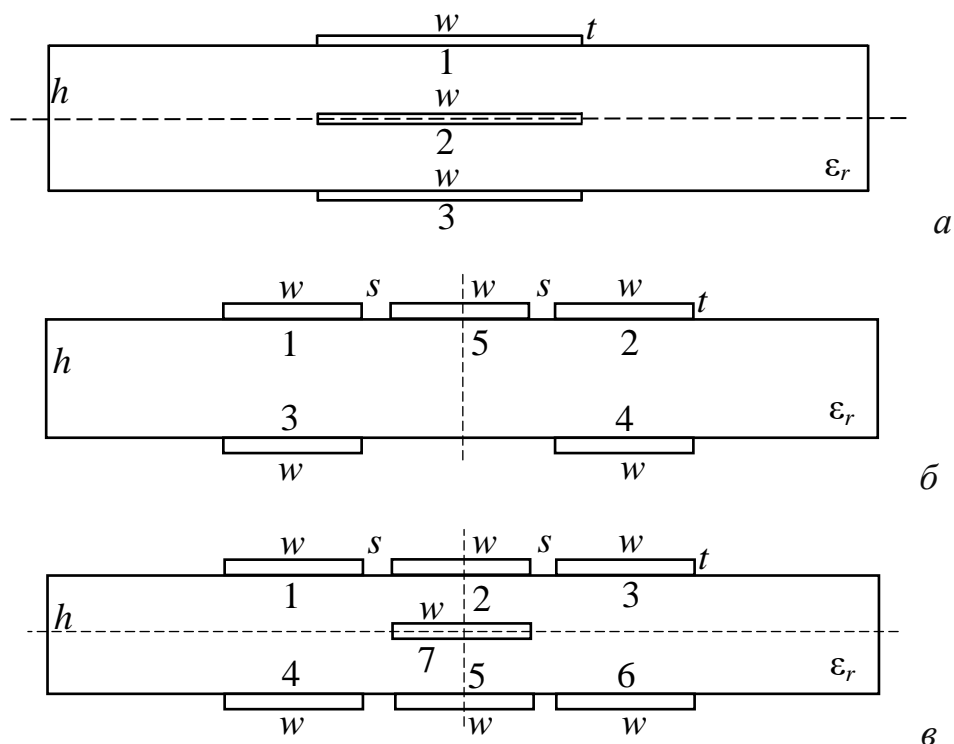


Рисунок 2.39 – Поперечное сечение 2- (а), 4- (б) и 6-проводных (в) зеркально-симметричных МФ

Для определения особенностей этих структур целесообразно провести их моделирование. Эквивалентные схемы представлены на рисунках 2.2 и 2.40, а форма воздействующей ЭДС – рисунке 2.3.

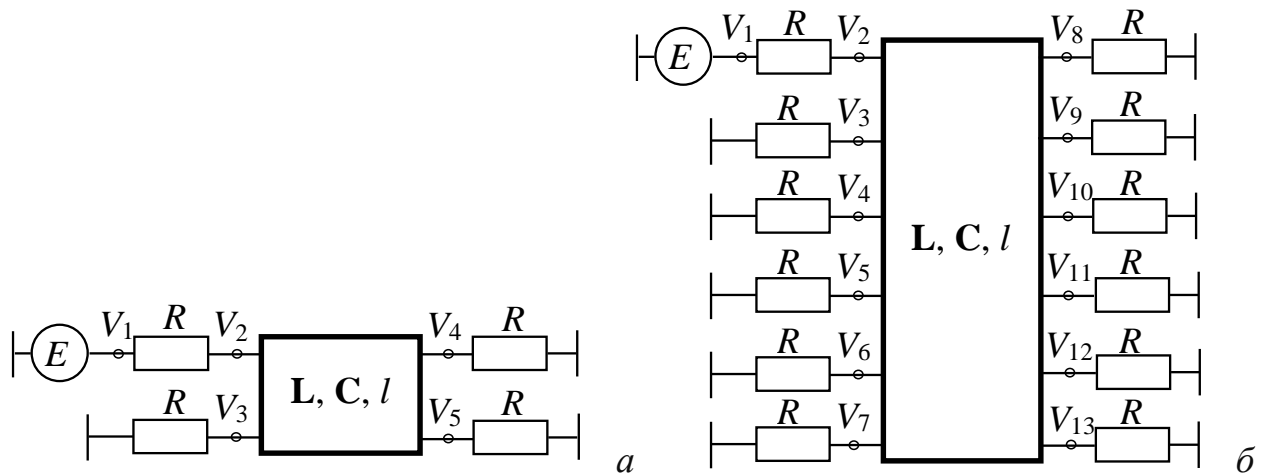


Рисунок 2.40 – Эквивалентные схемы для моделирования 2- (а), и 6-проводных (б) зеркально-симметричных МФ

Структура 1 представляет собой 2-проводную зеркально-симметричную связанную ЛП [134], опорный проводник которой находится внутри диэлектрика и является третьим по счету (рисунок 2.39а). Параметры структуры: $w=1200$ мкм, $h=500$ мкм, $t=18$ мкм, $\epsilon_r=4,5$.

Вычислены матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} , где $C_{11}=C_{22}$, $C_{12}=C_{21}$, $L_{11}=L_{22}$, $L_{12}=L_{21}$ [135]. На их основе получены матрицы погонных задержек $\boldsymbol{\tau}$ и модальных напряжений \mathbf{S}_v , в которой значения напряжений мод в проводниках равны по модулю.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 131,032 & -13,1557 \\ -13,1557 & 131,032 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м; } \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 333,101 & 69,31 \\ 69,31 & 333,101 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м;}$$

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 6,167 \\ 6,887 \end{bmatrix}, \text{ нс/м; } \mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} 0,707 & -0,707 \\ 0,707 & 0,707 \end{bmatrix}.$$

Форма сигнала на выходе структуры представлена на рисунке 2.41. Значения амплитуд импульсов разложения в конце активного проводника одинаковы и равны 1,25 В, что в 2 раза меньше амплитуды напряжения на входе. Временной интервал между импульсами равен $\Delta t=0,72$ нс. Данная структура рассматривалась для защиты входных цепей пикосекундного локатора [136].

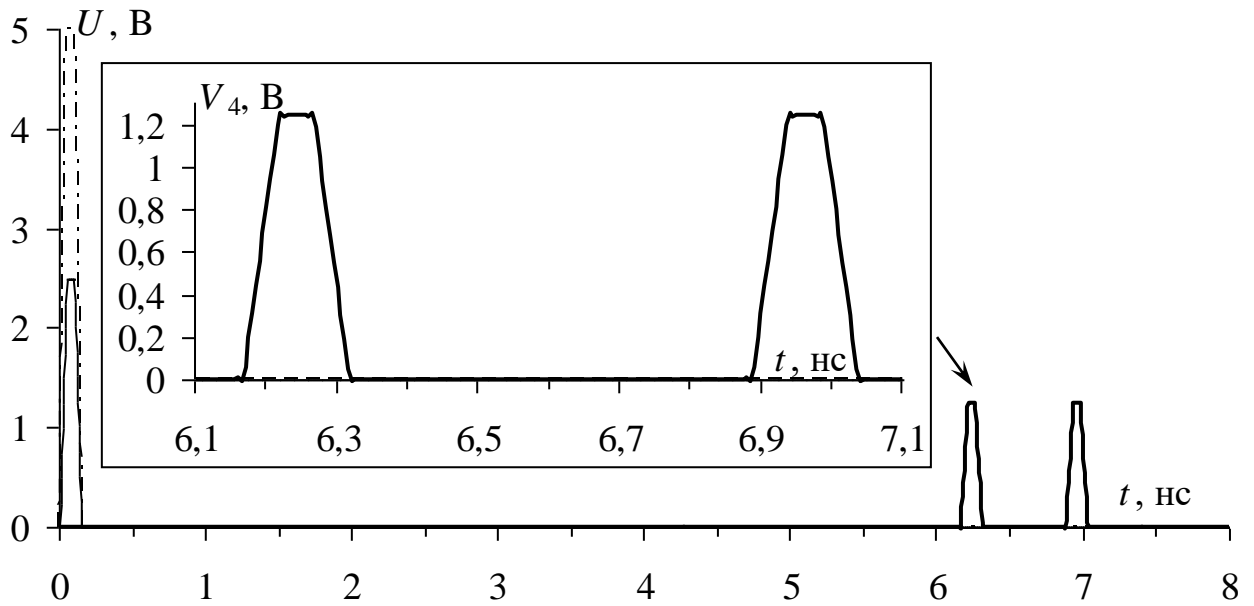


Рисунок 2.41 – Формы ЭДС (— · —), напряжения на входе (—) и выходе (—) структуры 1

Моделирование структуры 2 (рисунок 2.1а) представлено в разделе 2.1.4. Получено, что следующие элементы матрицы \mathbf{C} равны между собой: $C_{11}=C_{22}=C_{33}=C_{44}$, $C_{12}=C_{21}=C_{34}=C_{43}$, $C_{13}=C_{24}=C_{31}=C_{42}$, $C_{14}=C_{23}=C_{32}=C_{41}$. Те же элементы равны и в матрице \mathbf{L} . Значения напряжений мод в проводниках равны по модулю:

$$\mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & -0,5 & -0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & -0,5 & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & 0,5 & -0,5 \end{bmatrix}.$$

Структура 3 представляет собой 4-проводный зеркально-симметричный МФ, где первый проводник является активным, а пятый – опорным и находится на диэлектрике. Данное поперечное сечение симметрично относительно вертикальной оси, проходящей через центр опорного проводника (рисунок 2.39б). Параметры структуры: $s=400$ мм, $w=300$ мм, $t=65$ мкм и $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4$.

Ниже представлены матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} . Элементы матрицы \mathbf{C} : $C_{11}=C_{22}$, $C_{33}=C_{44}$, $C_{12}=C_{21}$, $C_{34}=C_{43}$, $C_{13}=C_{24}$, $C_{31}=C_{42}$, $C_{14}=C_{23}$, $C_{32}=C_{41}$. Равные элементы равны и в матрице \mathbf{L} . На их основе получена матрица \mathbf{S}_v , где значения напряжений мод в проводниках попарно равны по модулю.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 245,36 & -1,556 & -235,41 & -1,379 \\ -1,556 & 245,36 & -1,379 & -235,41 \\ -235,41 & -1,379 & 245,32 & -1,583 \\ -1,379 & -235,41 & -1,583 & 245,32 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м;}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 841,91 & 287,28 & 760,87 & 287,79 \\ 287,28 & 841,91 & 287,79 & 760,87 \\ 760,87 & 287,79 & 843,37 & 288,59 \\ 287,79 & 760,87 & 288,59 & 843,37 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м;}$$

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 3,637 \\ 3,899 \\ 6,265 \\ 6,274 \end{bmatrix}, \text{ нс/м;} \quad \mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} -0,5 & -0,502 & -0,433 & 0,497 \\ 0,5 & -0,502 & -0,433 & -0,497 \\ -0,499 & -0,497 & 0,558 & -0,502 \\ 0,499 & -0,497 & 0,558 & 0,502 \end{bmatrix}.$$

На рисунке 2.42 представлены результаты моделирования структуры.

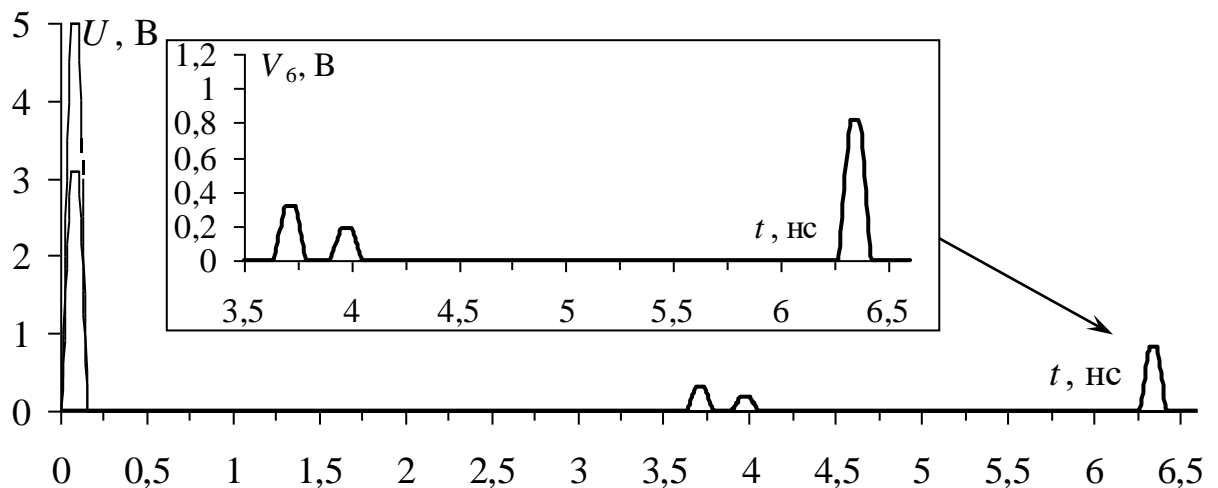


Рисунок 2.42 – Формы ЭДС (— · —), напряжения на входе (---) и выходе (—) структуры 3

Напряжения импульсов на выходе активной линии: $U_1=0,366$ В, $U_2=0,246$ В, $U_3=1,162$ В. Разница между задержками импульсов составляет $\Delta t_1=0,563$ нс, $\Delta t_2=1,485$ нс, $\Delta t_3=0,034$ нс. Максимальный уровень напряжения в конце активного проводника 1,162 В, что в 2,15 раза меньше входного сигнала. Параметры структуры не оптимизированы, поэтому на рисунке 2.42 третий импульс является суперпозицией импульсов мод с близкими погонными задержками. Оптимизация

данной структуры может привести не только к разнесению импульсов, но и к выравниванию временных интервалов между ними.

Структура 4 представляет собой 6-проводную линию передачи, где активный проводник 1, а опорный – 7 (рисунок 2.39в). Параметры структуры: $s=510$ мкм, $w=2000$ мкм, $h=500$ мкм, $t=18$ мкм, $\epsilon_r=4,5$.

Вычислены матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} , где равные элементы матрицы \mathbf{C} : $C_{11}=C_{33}=C_{44}=C_{66}$, $C_{12}=C_{32}=C_{45}=C_{65}$, $C_{13}=C_{31}=C_{46}=C_{64}$, $C_{14}=C_{36}=C_{41}=C_{63}$, $C_{15}=C_{35}=C_{42}=C_{62}$, $C_{16}=C_{35}=C_{43}=C_{61}$, $C_{21}=C_{23}=C_{54}=C_{56}$, $C_{22}=C_{55}$, $C_{24}=C_{26}=C_{51}=C_{53}$, $C_{25}=C_{52}$. Те же элементы равны и в матрице \mathbf{L} . Вычислены матрицы погонных задержек и модальных напряжений 6-проводного зеркально-симметричного МФ.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 123,24 & -15,97 & -2,255 & -86,71 & -4,285 & -1,484 \\ -15,97 & 210,73 & -15,97 & -4,285 & -3,303 & -4,285 \\ -2,255 & -15,97 & 123,24 & -1,484 & -4,285 & -86,71 \\ -86,71 & -4,285 & -1,484 & 123,24 & -15,97 & -2,255 \\ -4,285 & -3,303 & -4,285 & -15,97 & 210,73 & -15,97 \\ -1,484 & -4,285 & -86,71 & -2,255 & -15,971 & 123,24 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м};$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 515,366 & 117,908 & 150,649 & 324,836 & 92,929 & 144,613 \\ 117,908 & 225,896 & 117,908 & 92,929 & 39,219 & 92,929 \\ 150,649 & 117,908 & 515,366 & 144,613 & 92,929 & 324,836 \\ 324,836 & 92,929 & 144,613 & 515,366 & 117,908 & 150,649 \\ 92,929 & 39,219 & 92,929 & 117,908 & 225,896 & 117,908 \\ 144,613 & 92,929 & 324,836 & 150,649 & 117,908 & 515,366 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м};$$

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 4,684 \\ 5,061 \\ 5,967 \\ 6,235 \\ 6,655 \\ 7,037 \end{bmatrix}, \text{ нс/м}; \quad \mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} -0,5 & 0,497 & 0,407 & 0,499 & 0,376 & -0,329 \\ 0 & -0,07 & 0,409 & 0 & 0,465 & 0,532 \\ 0,5 & 0,497 & 0,407 & -0,499 & 0,376 & -0,329 \\ -0,5 & 0,497 & 0,407 & -0,5 & -0,376 & 0,329 \\ 0 & -0,07 & 0,407 & 0 & -0,465 & -0,532 \\ 0,5 & 0,497 & 0,409 & 0,5 & -0,376 & 0,329 \end{bmatrix}.$$

На рисунке 2.43 представлена форма сигнала на выходе структуры. Напряжения импульсов в конце активного проводника: $U_1=0,527$ В, $U_2=0,326$ В,

$U_3=0,246$ В, $U_4=0,584$ В, $U_5=0,344$ В, $U_6=0,083$ В. Разница между задержками импульсов составляет $\Delta t_1=0,377$ нс, $\Delta t_2=0,906$ нс, $\Delta t_3=0,268$ нс, $\Delta t_4=0,42$ нс, $\Delta t_5=0,382$ нс. Максимальное напряжение в конце активного проводника $0,584$ В, что в $4,28$ раза меньше половины ЭДС.

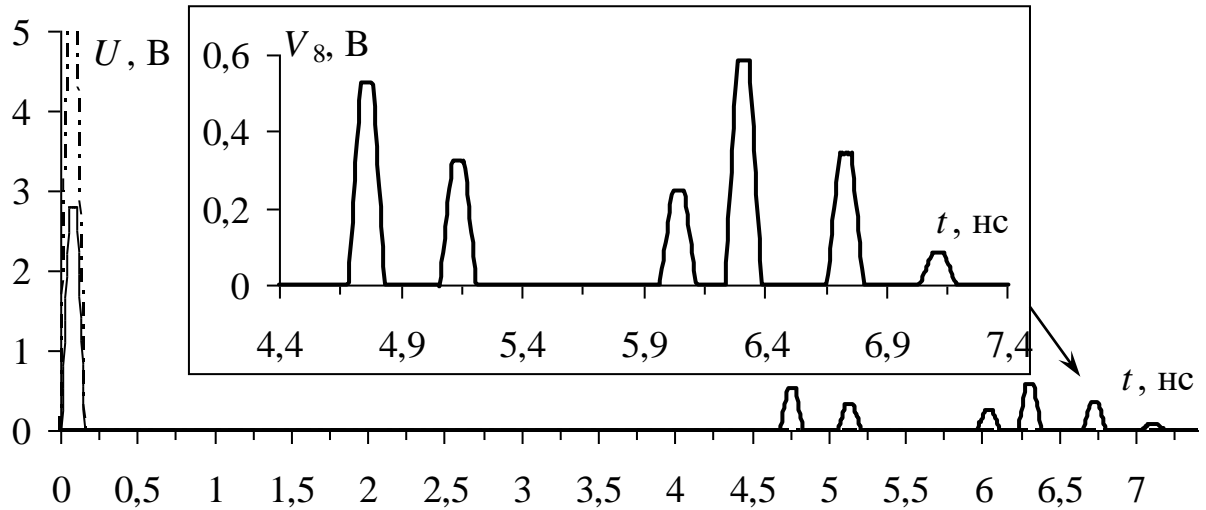


Рисунок 2.43 – Формы ЭДС (– · –), напряжения на входе (—) и выходе (—) структуры 4

Таким образом, на основании полученных результатов моделирования, их анализа и оценки можно выделить следующие особенности зеркально-симметричных структур:

1. В зеркально-симметричном МФ диагональные элементы матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} одинаковы. Одинаковы и некоторые взаимные элементы, в зависимости от расположения относительно земли. Эту особенность можно использовать для расчета погонных задержек с помощью аналитических выражений в сокращенном виде.

2. Значения матрицы модальных напряжений в проводниках зеркально-симметричного МФ равны по модулю. Выявлено, что изменения параметров структуры изменяют погонные задержки, но не влияют на элементы матрицы модальных напряжений.

3. Обеспечение одновременно лицевой и торцевой связей при определенных параметрах зеркально-симметричного МФ позволяет получить

близкие значения временных интервалов между импульсами разложения и попарное равенство импульсов разложения.

2.2.9 Многовариантный анализ 4-проводных структур с зеркальной симметрией

В данном пункте представлены результаты многовариантного анализа, включающего вычисление временного и частотного характеристик в диапазоне параметров поперечного сечения и эквивалентной схемы 4-проводных структур с зеркальной симметрией различных конфигураций поперечного сечения. Анализ выполнялся в ПО TALGAT 2019 посредством квазистатического подхода. Рассмотрены структуры с опорным проводником: вокруг, сверху и снизу, а также в виде боковых полигонов. Поперечные сечения исследуемых структур приведены на рисунке 2.44, где d для рисунка 2.44б – расстояние от края проводника до края диэлектрика, а для рисунка 2.44в – расстояние между полигоном и сигнальным проводником, r_{Π} – радиусы проводников, $r_{\text{д}}$ – радиусы диэлектриков, r_o – радиус опорного проводника.

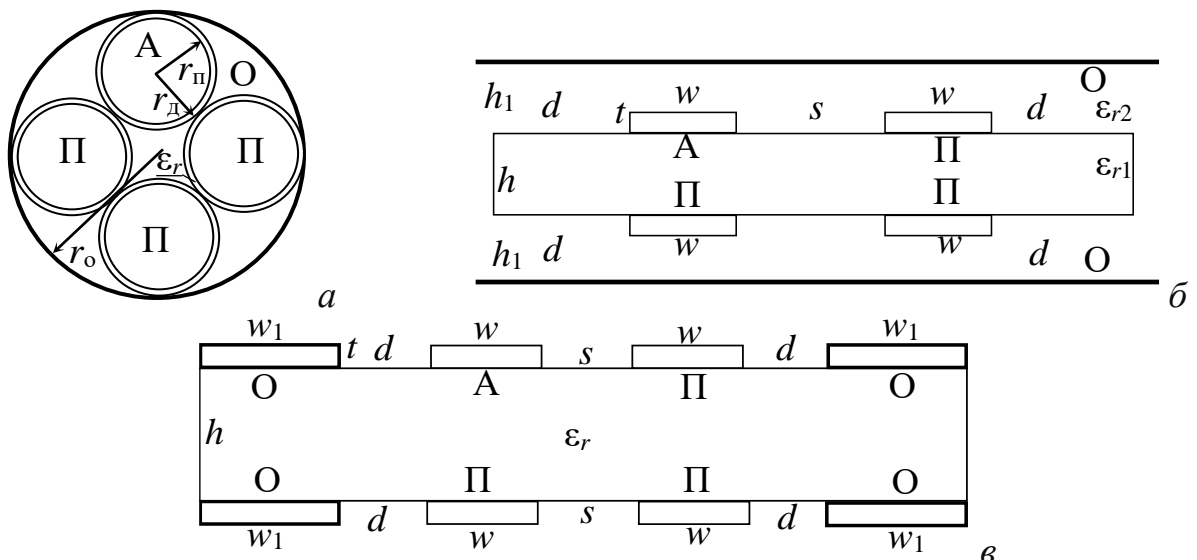


Рисунок 2.44 – Поперечные сечения структур с опорным проводником: вокруг (а), сверху и снизу (б) и в виде боковых полигонов (в)

Структура с опорным проводником вокруг (рисунок 2.44а) представляет из себя экранированный кабель из 4-х проводов в изоляции, широко применяемый на

практике. Структура с опорным проводником сверху и снизу (рисунок 2.44б) представляет из себя экранированную полосковую структуру в виде многослойной ПП, в которой лицевая связь обеспечивает высокие значения ослабления воздействующего СКИ и разностей погонных задержек мод ($\Delta\tau$). Кроме того, из-за наличия внешнего экрана, в данной структуре обеспечивается защита от излучаемых помех. Структура с опорным проводником в виде боковых полигонов (рисунок 2.44в) представляет из себя полосковую структуру в виде двухсторонней ПП. Такое исполнение упрощает её изготовление, монтаж и интеграцию при сохранении лицевой связи как в структуре на рисунке 2.44б.

Эквивалентная схема исследуемых структур в общем виде представлена на рисунке 2.3. Длина полосковых структур принята равной $l=1$ м. В качестве воздействия использовался источник ЭДС с импульсным сигналом в форме трапеции, у которого амплитуда равна 2 В, а длительности фронта, плоской вершины и спада – 50 пс (по уровням 0–1), общая длительность – 150 пс (рисунок 2.45).

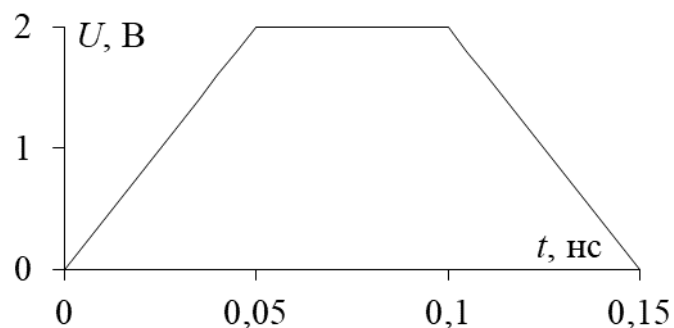


Рисунок 2.45 – ЭДС трапециевидного импульсного сигнала

Моделирование временных и частотных характеристик выполнялось в диапазоне параметров поперечного сечения с небольшим разбросом их значений относительно набора параметров 1 (таблицы 2.38 и 2.39). Основные параметры поперечного сечения представлены в 3-х наборах для исследования оценки влияния отклонения значений параметров от набора 1 на выходные характеристики.

Таблица 2.38 – Наборы параметров поперечного сечения полосковых структур

Структура с опорным проводником	Набор параметров	Значения параметров			
		s , мкм	w , мкм	t , мкм	h , мкм
Сверху и снизу	1	200	200	35	180
	2	250	250	70	200
	3	150	150	18	150
В виде боковых полигонов	1	510	1600	35	500
	2	550	1650	70	550
	3	450	1550	18	450

Таблица 2.39 – Набор параметров поперечного сечения экранированного кабеля

Структура с опорным проводником	Набор параметров	Значения параметров		
		$r_{п}$, мкм	$r_{д}$, мкм	$r_{о}$, мкм
Вокруг	1	1500	1750	4350
	2	2000	2250	5500
	3	1000	1250	3100

Формы напряжений на выходе исследуемых структур представлены на рисунке 2.46, а частотные характеристики – на рисунке 2.47. Результаты моделирования сведены в таблицу 2.40.

Из рисунка 2.46 видно, что использование наборов параметров 2 и 3 оказывает незначительное влияние на значение τ_2 в структуре с опорным проводником в виде боковых полигонов. В то же время, моделирование в диапазоне параметров структур с опорным проводником вокруг (где, помимо прочего, наблюдается наложение импульсов 1 и 2), а также сверху и снизу, показало разные значения τ_i .

Максимальные отклонения значений τ_1 , τ_2 , τ_3 , τ_4 для каждой из 3-х (в порядке упоминания) структур составляют: 0,31 (для импульсов 1 и 2, которые пришли в одно время), 0,24, 2,435 нс/м; 0,276, 0,214, 0,166, 0,216 нс/м; 0,064, 0,024, 0,126, 0,066 нс/м. Максимальная разница между значениями τ_i (при сравнении значений τ_i , полученных при моделировании с тремя наборами параметров) для структуры с опорным проводником вокруг – у импульса 3 (крайнего справа) (2,435 нс/м), сверху и снизу – у импульса 1 (0,276 нс/м), а в виде боковых полигонов – у импульса 3 (0,126 нс/м).

Тем не менее, при наборах параметров 1–3, значение U_{max} остается практически неизменным для каждой структуры. Так, структура с опорным проводником вокруг может обеспечить ослабление относительно половины ЭДС в 2,01 раза (это объяснимо наложением импульсов 1 и 2 из-за специфики электромагнитной связи проводников), сверху и снизу – в 3,98 раза и в виде боковых полигонов – 4,18 раза.

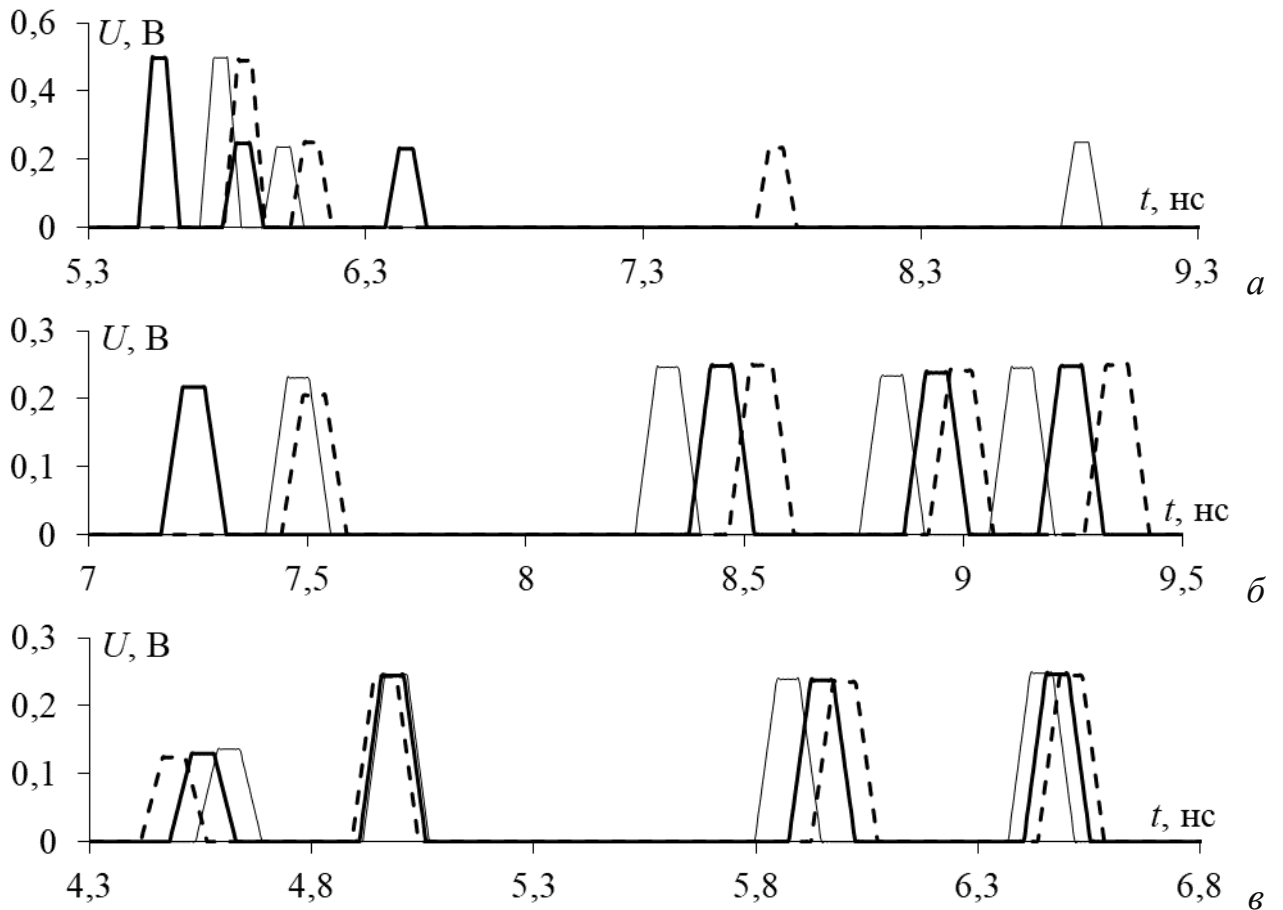
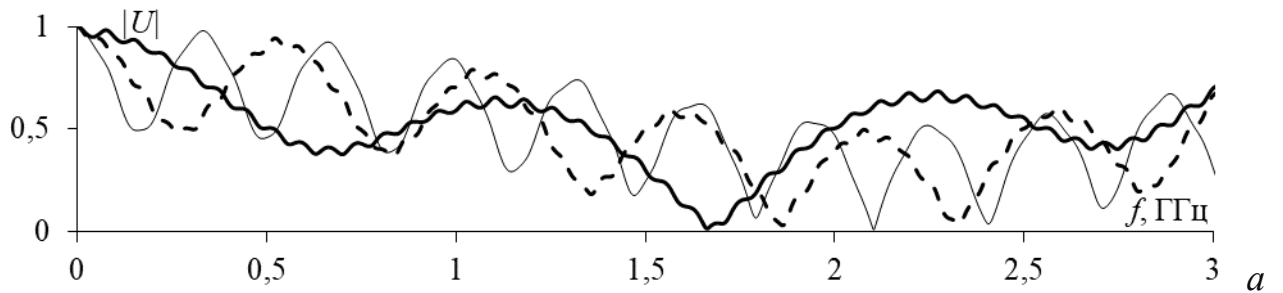


Рисунок 2.46 – Формы напряжения на выходе структур с опорным проводником: вокруг (а), сверху и снизу (б) и в виде боковых полигонов (в) при наборах параметров 1 (—), 2 (---) и 3 (-.-)



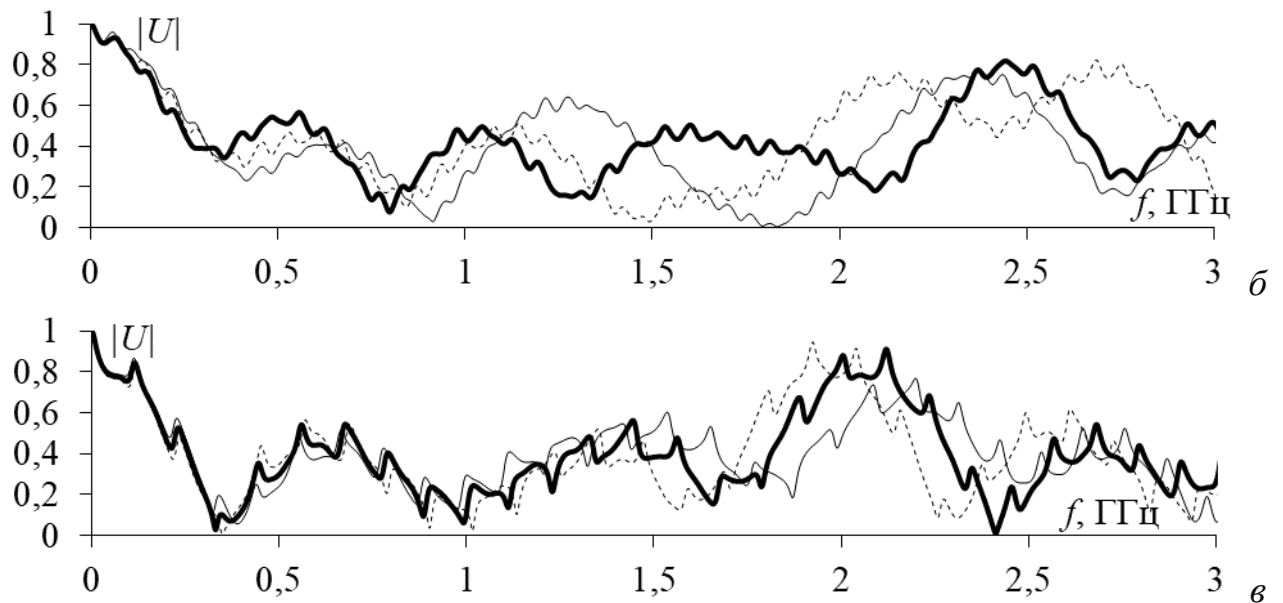


Рисунок 2.47 – Частотные характеристики на выходе структур с опорным проводником: вокруг (а), сверху и снизу (б) и в виде боковых полигонов (в) при наборах параметров 1 (—), 2 (---) и 3 (···)

Таблица 2.40 – Численные характеристики моделируемых структур

Опорный проводник	Набор	Параметры						
		U_{max} , В	τ_1 , нс/м	τ_2 , нс/м	τ_3 , нс/м	τ_4 , нс/м	Δf , ГГц	f_1 , ГГц
Вокруг	1	0,497	5,475	5,475	5,780	6,370	0,337	1,666
	2	0,498	5,695	5,695	5,925	8,805	0,098	2,103
	3	0,496	5,785	5,785	6,020	7,700	0,158	1,861
Сверху и снизу	1	0,249	7,164	8,370	8,860	9,170	0,170	0,798
	2	0,247	7,402	8,245	8,755	9,055	0,183	0,916
	3	0,251	7,440	8,460	8,920	9,270	0,172	0,846
В виде боковых полигонов	1	0,2437	4,479	4,907	5,873	6,402	0,143	0,331
	2	0,2435	4,538	4,914	5,797	6,367	0,145	0,391
	3	0,2435	4,414	4,89	5,923	6,434	0,141	0,348

Из рисунка 2.47 следует, что значение Δf структур с опорным проводником в виде боковых полигонов незначительно варьируется для всех наборов параметров (разница не превышает 0,004 ГГц для каждой структуры). Значение f_1 при разных наборах параметров также отличается незначительно (0,06 ГГц для наборов параметров 1–3 для обеих структур, соответственно). Значение Δf для структуры с исполнением опорного проводника сверху и снизу имеет отличия для набора параметров 2 относительно остальных (отклонение составляет примерно 0,013 ГГц). Значение f_1 при разных наборах параметров этой структуры также

несколько отличается (максимальная разница – 0,118 ГГц между наборами параметров 1 и 2). Между тем для структуры с опорным проводником вокруг, значение Δf отличается во всех наборах параметров (разница между наборами параметров 1 и 2 составляет 0,2394 ГГц, между 1 и 3 – 0,179 ГГц, а между 2 и 3 – 0,06 ГГц). Значение f_1 при наборах параметров 1–3 также отличается (максимальная разница – 0,437 ГГц между наборами параметров 1 и 2).

Таким образом, выявлено, что при моделировании структур с опорным проводником сверху и снизу и в виде боковых полигонов в диапазоне параметров, отклонения значений U_{max} незначительны, а значения Δf и f_1 очень близки. Для структуры с исполнением опорного проводника вокруг имеются отклонения форм выходного сигнала (на временных и частотных характеристиках) и значений Δf и f_1 для разных наборов параметров. Достигнуто ослабление (по отношению ко входу) для исполнений опорного проводника вокруг, сверху и снизу и в виде боковых полигонов в 2,01, 3,98 и 4,18 раза, соответственно. На основе полученных данных можно заключить, что исследованные структуры могут быть успешно использованы для реализации устройств защиты на основе модальной фильтрации. Кроме того, из-за простой конструктивной и технологической реализации возможно применить данные структуры для создания новых устройств с 3-кратным модальным резервированием (МР) (после дополнительной параметрической оптимизации, которая ввиду симметрии рассматриваемых структур может выполняться с использованием эвристического поиска).

2.2.10 Модальное разложение сверхкороткого импульса в 8-проводных зеркально-симметричных структурах

Рассматриваются 3 структуры 8-проводных зеркально-симметричных МФ: круговой, квадратной и прямоугольной конфигурации. Их поперечные сечения изображены на рисунке 2.48 (пунктиром обозначены оси симметрии). Эквивалентная схема структур представлена на рисунке 2.49а. Структуры состоят из 8 проводников (не считая опорного) длиной l , равной 1 м. Значения всех

сопротивлений R принимались равными среднеарифметическому значению элементов матрицы \mathbf{Z} по главной диагонали. Один проводник соединен на одном конце с источником СКИ, представленным на схеме идеальным источником ЭДС E , его амплитуда равна 5 В, длительностями фронта, плоской вершины и спада – по 10 пс (рисунок 2.49б).

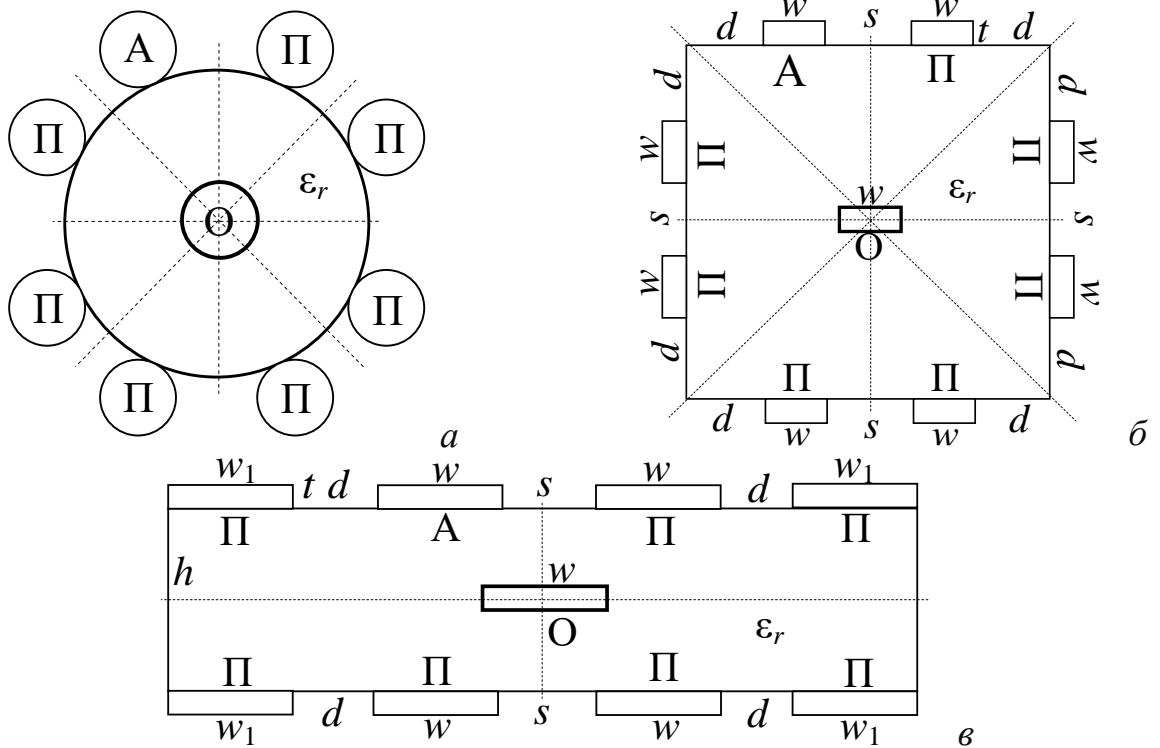


Рисунок 2.48 – Поперечные сечения исследуемых структур: круговой (а), квадратной (б), прямоугольной (в)

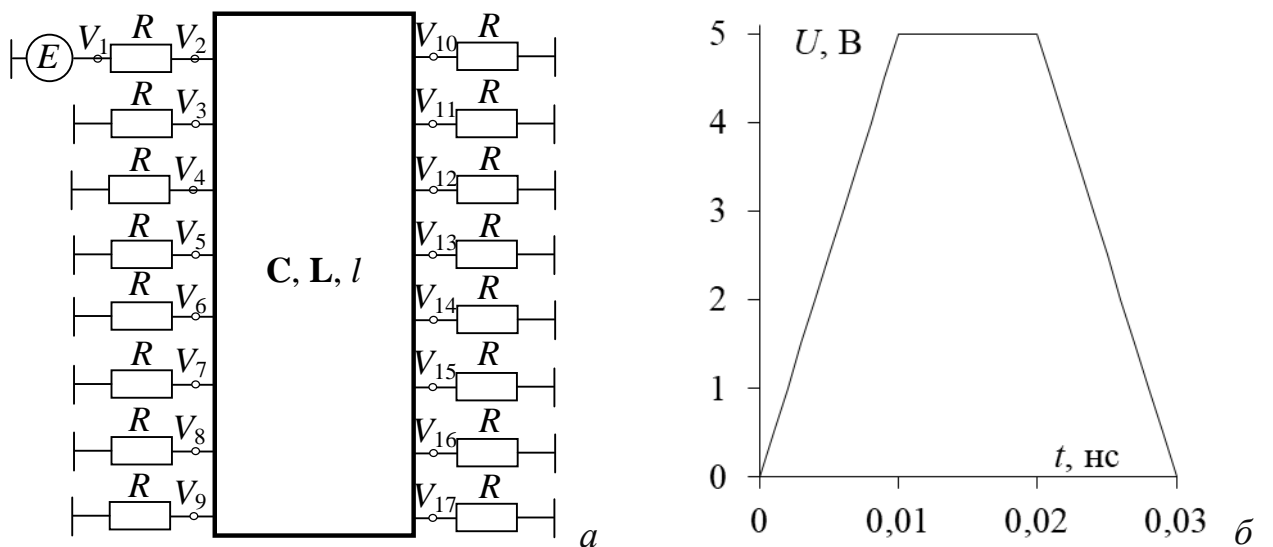
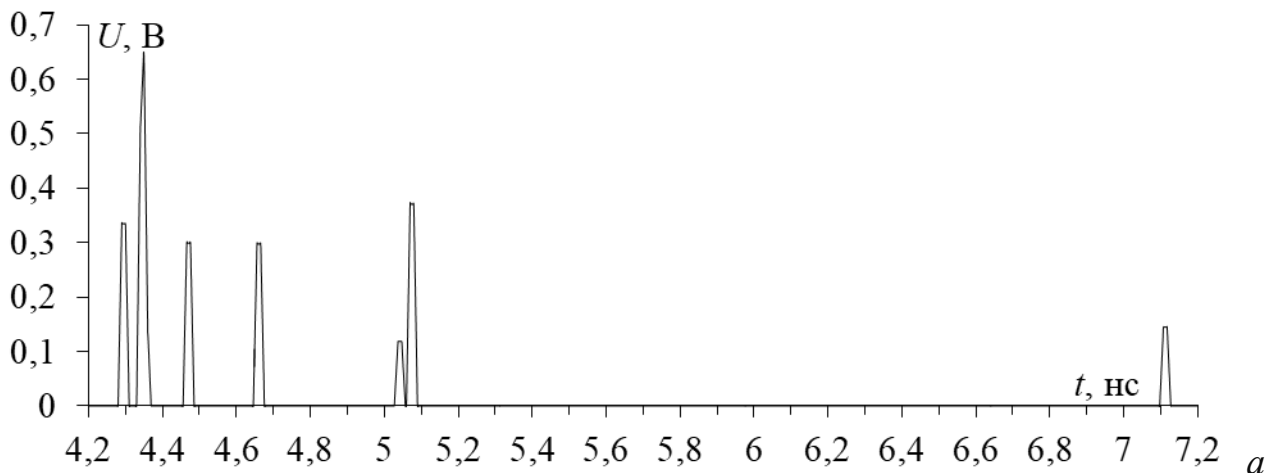


Рисунок 2.49 – Эквивалентная схема исследуемых структур (а) и форма воздействующей ЭДС (б)

Моделировался МФ с круглыми проводниками (рисунок 2.48а) радиусом 0,4 мм и диэлектриком радиусом 1,6 мм. Относительная диэлектрическая проницаемость (ϵ_r) равна 5. Такое расположение проводников (попарное сближение) и их параметры выбраны в качестве первого приближения.

На рисунке 2.50а показан временной отклик на выходе МФ. На полученных формах напряжения наблюдаются 7 импульсов разложения. Между тем из вектора τ видно, что τ_2 и τ_3 почти совпадают, отличаясь лишь на 0,01 нс/м. Поэтому импульсы 2 и 3 пришли практически в одно время, в связи с чем произошло их наложение с суммированием амплитуд. Для подтверждения данного предположения выполнено моделирование МФ с увеличенным значением l от 1 до 4 м (рисунок 2.50б). В результате получено 8 импульсов с максимальной амплитудой 0,495 В, что в 5 раз меньше амплитуды половины ЭДС. Тем самым подтверждается первая часть гипотезы о возможности разложения СКИ на удвоенное число импульсов, однако в отличие от 4-проводного зеркально-симметричного МФ, у которого коэффициент ослабления равен 4, исследуемый МФ не уменьшает СКИ в 8 раз. Между тем максимальная амплитуда импульсов разложения при коэффициенте ослабления 8 должна равняться 0,3125 В. Во временном отклике (рисунок 2.50б) наблюдается 4 импульса с такой амплитудой, еще у 3-х импульсов амплитуда меньше этого значения, а максимальная лишь в 1,5 раза больше, что естественно из-за рассогласования мод и устранимо оптимизацией.



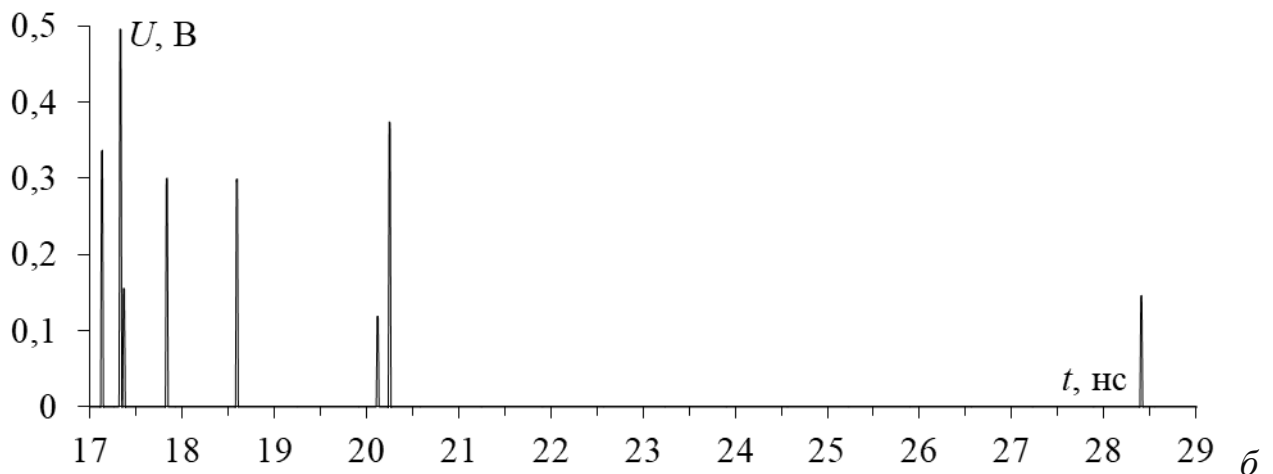


Рисунок 2.50 – Формы напряжения на выходе кругового МФ
при $l=1$ м (а) и $l=4$ м (б)

Квадратный МФ (рисунок 2.48б) получен на основе 4-проводного зеркально-симметричного МФ (рисунок 2.1а). К нему на торцы подложки увеличенной толщины добавлены по 2 проводника с каждой стороны. Параметры поперечного сечения: $s=100$ мкм, $w=700$ мкм, $d=70$ мкм, $t=18$ мкм, $\epsilon_r=4,5$. Согласование МФ в данном случае достигается соблюдением условия равенства амплитуды сигнала на входе линии половине ЭДС источника сигнала [104].

На рисунке 2.51 показана форма напряжения на выходе квадратного МФ. Из рисунка 2.51 видно, что данный МФ способен разложить СКИ на 8 импульсов с коэффициентом ослабления 4,78 ($U_{max}=0,523$ В). Между тем большую амплитуду имеют лишь импульсы 3 и 5.

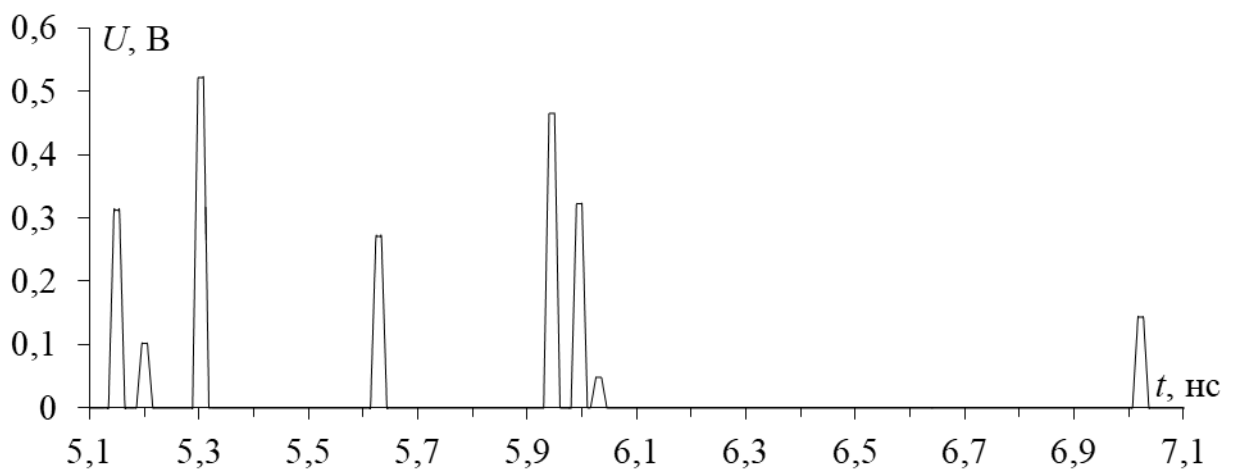


Рисунок 2.51 – Форма напряжения на выходе квадратного МФ при $l=1$ м

Прямоугольный МФ (рисунок 2.48*е*) получен на основе зеркально-симметричного МФ (рисунок 2.1*а*) с оптимальными параметрами ($s=510$ мкм, $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\varepsilon_r=4,5$), к которому на края ПП на расстоянии d от проводников добавлены по 2 новых проводника с каждой стороны. Моделирование выполнялось при далеком ($d=3000$ мкм) и близком ($d=200$ мкм) расположении новых проводников. Их ширина также менялась: в первом случае $w_1=1000$ мкм, а во втором – $w_1=2000$ мкм. На рисунке 2.52 показан временной отклик, полученный при моделировании первого случая.

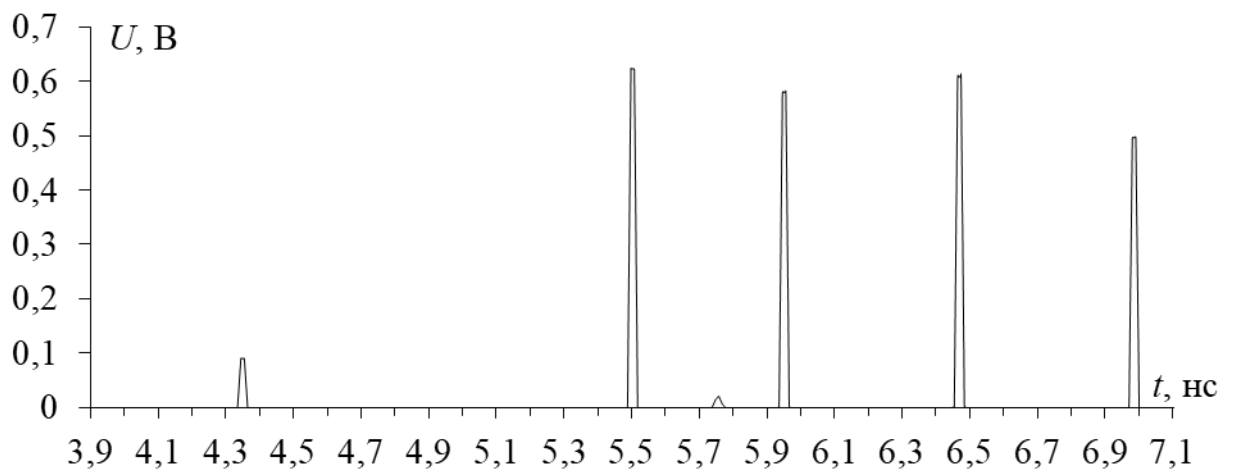


Рисунок 2.52 – Форма напряжения на выходе прямоугольного МФ при $d=3000$ и $w_1=1000$ мкм

Из рисунка 2.52 следует, на выходе прямоугольного МФ получены 4 импульса с почти такими же значениями максимальной амплитуды (0,653 В) и временных интервалов ($\approx 0,45$ нс/м) как у зеркально-симметричного МФ (0,625 В и 0,5 нс/м соответственно). Однако из вектора погонных задержек (таблица 2.50) видно, что точное число импульсов должны быть 8. Между тем отчетливо выражены только 4 импульса, соответствующие τ_3 , τ_6 , τ_7 , τ_8 . Значения τ_4 и τ_5 совпали, что привело к наложению импульсов с уменьшением результирующей амплитуды. Импульсы с τ_1 и τ_2 имеют малую амплитуду и не влияют на результирующий уровень ослабления.

Таблица 2.41 – Погонные задержки при $d=3000$ и $w_1=1000$ мкм

τ_i , нс/м	1	2	3	4	5	6	7	8
Значение	4,00	4,33	5,48	5,73	5,74	5,93	6,45	6,97

На рисунке 2.53 показана форма напряжения на выходе МФ. Значения всех сопротивлений R приняты равными 50 Ом.

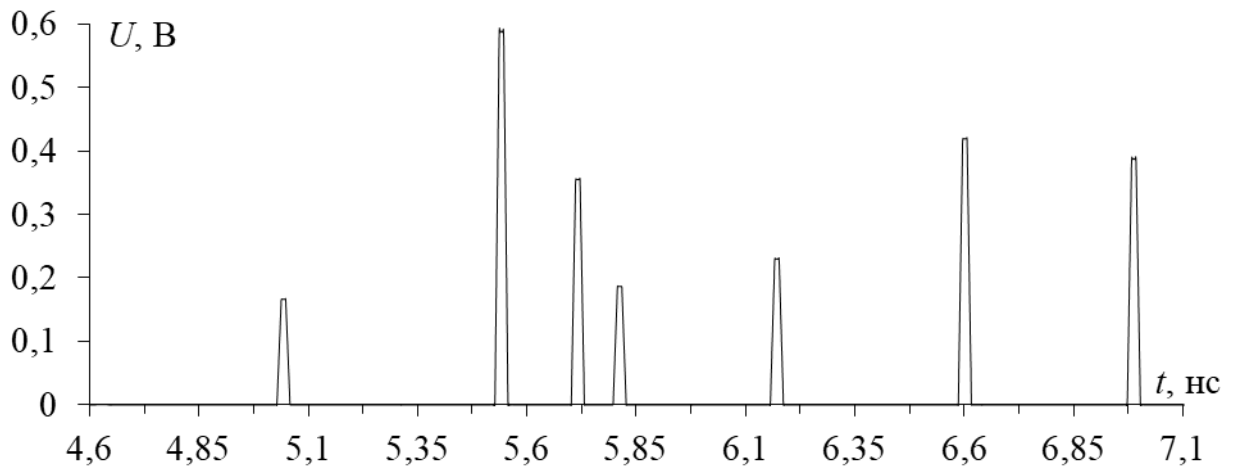


Рисунок 2.53 – Форма напряжения на выходе прямоугольного МФ при $d=200$ и $w_1=2000$ мкм

Как видно, прямоугольный МФ длиной 1 м способен разложить СКИ на 8 импульсов (импульс с τ_1 очень мал по амплитуде) с коэффициентом ослабления 4,22 раза ($U_{max}=0,592$ В). При этом можно получить более равномерные интервалы между импульсами. Рост амплитуд некоторых импульсов можно уменьшить оптимизацией.

Таким образом, рассмотрена возможность разложения СКИ в 3-х разных структурах 8-проводного зеркально-симметричного МФ: круглой, квадратной и прямоугольной. Показано, что на выходе исследуемых МФ наблюдается последовательность 8 импульсов с коэффициентами ослабления в 5, 4,78 и 4,22 раз соответственно. Между тем требуемого уровня ослабления (в 8 раз) не удалось добиться только лишь переходом от 4-х к 8-и проводникам. Но очевидно, что это можно сделать оптимизацией.

В дальнейшем планируется оптимизировать данные структуры по критериям минимизации амплитуды напряжения на выходе, а также обеспечения согласования. Ввиду особенности разложения СКИ в зеркально-симметричных структурах полагается, что это возможно, в первую очередь, путем выравнивания значений амплитуд импульсов.

Несмотря на предварительный характер выполненного моделирования, оно имеет важное методологическое значение, поскольку позволило сделать выводы, выявляющие новые подходы к совершенствованию МФ за счет симметрии:

1. Переход от 4-х к 8-и проводникам МФ с использованием симметрии позволяет улучшить характеристики МФ, но не дает наилучшие результаты сразу, из-за резкого увеличения числа мод, каждая из которых имеет свою специфику, определяемую диэлектрическим заполнением и значениями параметров.

2. Характеристики МФ, содержащего 8 проводников и имеющего 4 оси симметрии, могут быть хуже, чем имеющего 2 оси, из-за совпадения значений погонных задержек мод и суммирования импульсов.

3. Анализ результатов преобразования каждого проводника в 2 проводника с последовательным изменением параметров может дать понимание направлений совершенствования характеристик.

4. При анализе результатов полезна оценка значений не только погонных задержек, определяющих различимость отдельных импульсов в отклике, но и волновых сопротивлений мод, поскольку они, при заданных окончаниях линии, определяют коэффициенты отражения и передачи на её концах, а значит, и амплитуды импульсов.

5. Характеристики не полностью симметричных МФ зависят от выбора проводника, на который подается воздействие, а значит, естественно выбрать оптимальный.

2.3 Экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в зеркально-симметричном модальном фильтре

В данном подразделе представлены результаты экспериментального подтверждения модальной фильтрации в зеркально-симметричном МФ.

2.3.1 Моделирование и разработка лабораторного макета

Для проведения натурального эксперимента, после выполнения моделирования и нахождения оптимальных значений параметров, надо создать макет. Выбор параметров макета осуществлялся с учетом технологических характеристик: минимальные значения s и w равны 200 мкм при $t=18$ мкм и 250 мкм при $t=35$ мкм; значения h равны 500, 1000, 1500 и 2000 мкм. Также учтен тот факт, что в программе для разработки ПП минимальный шаг координатной сетки составляет 25 мкм. Следовательно, все параметры при разработке брались кратными этому числу. Для проектирования ПП за основу взяты параметры, полученные ранее при многокритериальной оптимизации: $s=500$ мкм и $w=1600$ мкм. Между тем минимальное расстояние от края макета до проводников (d), необходимое для обеспечения монтажа надлежащего качества, устанавливается равным 0,3 мм. Принято $d=2w$. Итоговые значения параметров представлены в таблице 2.42. Они позволят получить минимально возможный уровень напряжения на выходе МФ, а также выравненные временные интервалы между импульсами разложения при согласованном тракте 50 Ом.

Таблица 2.42 – Параметры макета зеркально-симметричного МФ

h , мкм	t , мкм	w , мкм	s , мкм	d , мкм	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	$\text{tg}\delta$
500	18	1600	500	3200	1	4,5	0,017

В процессе проектирования ПП необходимо учитывать следующие особенности: опорный проводник расположен внутри диэлектрика между верхним и нижним слоями; длина МФ равна 1 м, а размеры ПП равны 200,2×64,15 мм, поэтому линия согнута в меандр из 5 полувитков; для уменьшения влияния витков друг на друга между ними выбрано расстояние $5w$.

Согласующие резисторы и SMA-соединители устанавливаются на контактную площадку (КП) размером 0,85×2,8 мм. Для обеспечения соединения с опорным проводником в КП расположены 3 металлизированных отверстия диаметром 0,2 мм (рисунок 2.54а). Отверстия выведены на верхний и нижний слои ПП на КП.

Для согласования использованы резисторы 0603 сопротивлением 50 Ом (рисунок 2.54б), с размерами, представленными в таблице 2.43. Для последующего монтажа резисторов на концы пассивных линий установлены КП размером $1,7 \times 0,925$ мм, расстояние между опорной КП и КП для резистора равно 1 мм.

Для соединения макета с измерительным трактом необходимо установить SMA-соединитель (рисунок 2.54в). Для его монтажа на конец активной линии установлена КП размером $0,85 \times 0,925$, расстояние между опорной КП и КП для SMA-соединителя равно 4 мм.

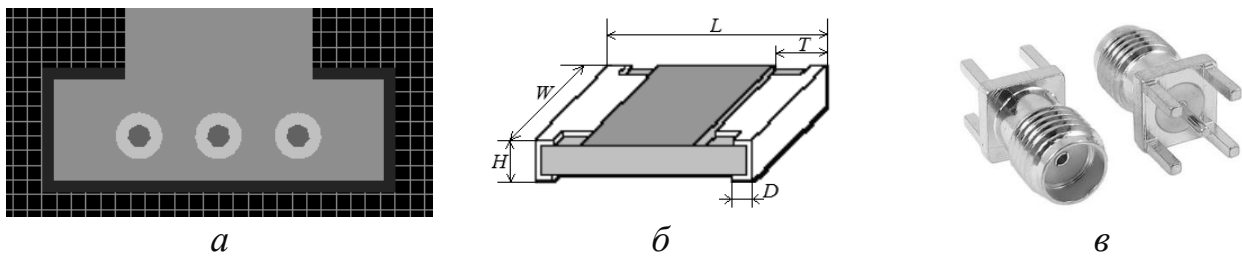


Рисунок 2.54 – КП, обеспечивающая соединение с опорным проводником (а), резистор 0603 (б) и SMA-соединитель (в)

Таблица 2.43 – Размеры резистора типа 0603

Типоразмер EIA	Типоразмер метрический	L (мм)	W (мм)	H (мм)	D (мм)	T (мм)
0603	1608	$1,6 \pm 0,1$	$0,85 \pm 0,1$	$0,45 \pm 0,05$	$0,3 \pm 0,2$	$0,3 \pm 0,2$

Макет зеркально-симметричного МФ длиной $l=1$ м представлен на рисунке 2.55.

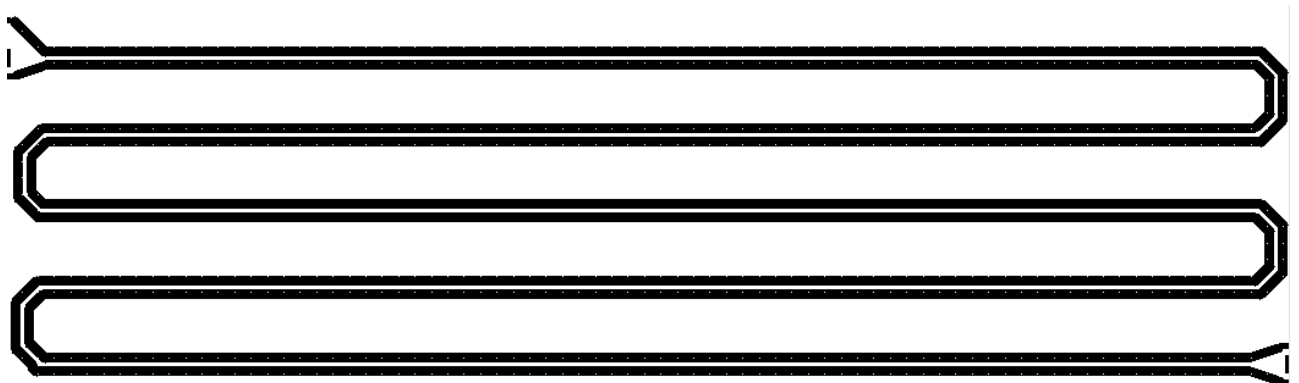


Рисунок 2.55 – Макет зеркально-симметричного МФ (верхний слой)

Таким образом, разработан макет, на основе которого можно проверить достоверность полученных результатов путем проведения натурального

эксперимента. Между тем реализация такой конструкции возможна, но затруднительна, поскольку она не удовлетворяет стандартному технологическому процессу изготовления многослойных ПП (трехслойная ПП). Однако разработка конфигурации зеркально-симметричного МФ с кратным количеством слоев актуальна и будет выполнена далее.

2.3.2 Вычислительный эксперимент для 4-слойного зеркально-симметричного модального фильтра

В пункте 2.3.1 отмечено, что исходная конфигурация зеркально-симметричного МФ представляет собой 3-слойную ПП, реализация которой затруднительна, поскольку её стек имеет 3 проводящих слоя и, тем самым, не удовлетворяет стандартному технологическому процессу изготовления многослойных ПП, требующему четного числа слоев. Поэтому целесообразно разработать конфигурацию зеркально-симметричного МФ, которую легче реализовать.

Новая конструкция зеркально-симметричного МФ представляет собой структуру 4-слойного исполнения, где первый и четвертый слои (внешние) – зеркально расположенные пары связанных линий, а второй и третий слои (внутренние) – проводники, соединенные вдоль скрытыми переходными отверстиями (СПО) и образующие единую схемную землю. Поперечное сечение нового зеркально-симметричного МФ представлено на рисунке 2.56, где размеры металлизированного отверстия: h_1 – высота, а g – диаметр, а его 3Д-изображение – на рисунке 2.57. Для упрощения построения моделей и ускорения расчетов, стек и препреги ПП представлены однородным материалом с $\epsilon_r=4,5$ и $\text{tg}\delta=0,025$.

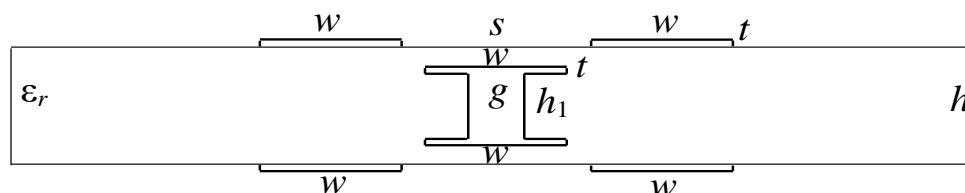


Рисунок 2.56 – Поперечное сечение 4-слойного зеркально-симметричного МФ

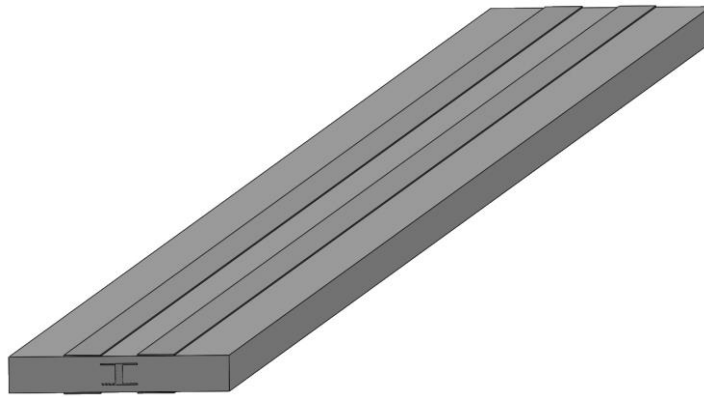


Рисунок 2.57 – 3Д-изображение 4-слойного зеркально-симметричного МФ

Для вычислительного эксперимента применяются 2 подхода к моделированию МФ: электродинамический и квазистатический. Моделирование с помощью квазистатического анализа выполнялось в ПО TALGAT. В качестве воздействия использовался импульсный источник ЭДС, амплитуда которого равна 5 В, а длительностями фронта, плоской вершины и спада – по 50 пс, общая длительность – 150 пс (рисунок 1.3). Эквивалентная схема МФ представлена на рисунке 1.2. Значения $R=50$ Ом, полагалось, что длина линии $l=1$ м.

МФ моделировался при следующих параметрах: $s=700$ мкм, $w=1000$ мкм, $g=200$ мкм, $t=35$ мкм, $h=920$ мкм, $h_1=510$ мкм. Параметры t , h , h_1 являются стандартными при производстве 4-слойных ПП. Технологически реализуемое значение параметра g может варьироваться от 50 мкм до 950 мкм. Поэтому выбрано значение 200 мкм, лежащее в этих пределах. Значения w и s получены после оптимизации эвристическим поиском по критериям: минимизация максимальной амплитуды сигнала на выходе МФ, выравнивание временных интервалов между импульсами разложения и согласование с трактом 50 Ом.

Формы напряжения на выходе 4-слойного зеркально-симметричного МФ при квазистатическом и электродинамическом подходах представлены на рисунке 2.58, а частотные характеристики $|S_{21}|$ – на рисунке 2.59. Значения амплитуд импульсов разложения, погонных задержек каждого импульса для квазистатического и электродинамического анализа без учета потерь сведены в таблицу 2.44, а с учетом потерь – в таблицу 2.45.

Таблица 2.44 – Сравнение амплитуд (C) и задержек (τ_i) 4-х импульсов, а также частот среза (f_c) и резонанса (f_p) при различных видах анализа без учета потерь

Параметры	Квазистатика	Электродинамика	Отклонение, %
$U_1, В$	0,543	0,587	3,89
$U_2, В$	0,692	0,801	7,31
$U_3, В$	0,639	0,654	1,16
$U_4, В$	0,593	0,534	5,23
$\tau_1, нс$	5,591	5,741	1,32
$\tau_2, нс$	5,949	6,001	0,44
$\tau_3, нс$	6,327	6,372	0,36
$\tau_4, нс$	6,667	6,721	0,41
$f_c, ГГц$	0,317	0,350	4,94
$f_p, ГГц$	0,731	0,746	1,02

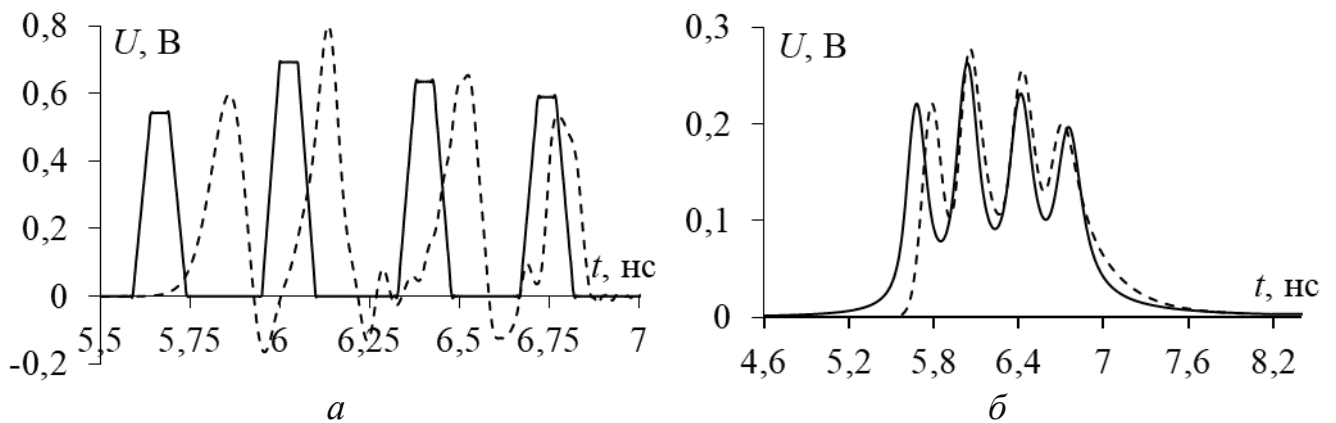


Рисунок 2.58 – Формы напряжения на выходе 4-слойного зеркально-симметричного МФ при моделировании квазистатическим (—) и электродинамическим (- -) подходами без учёта (*a*) и с учётом (*б*) потерь

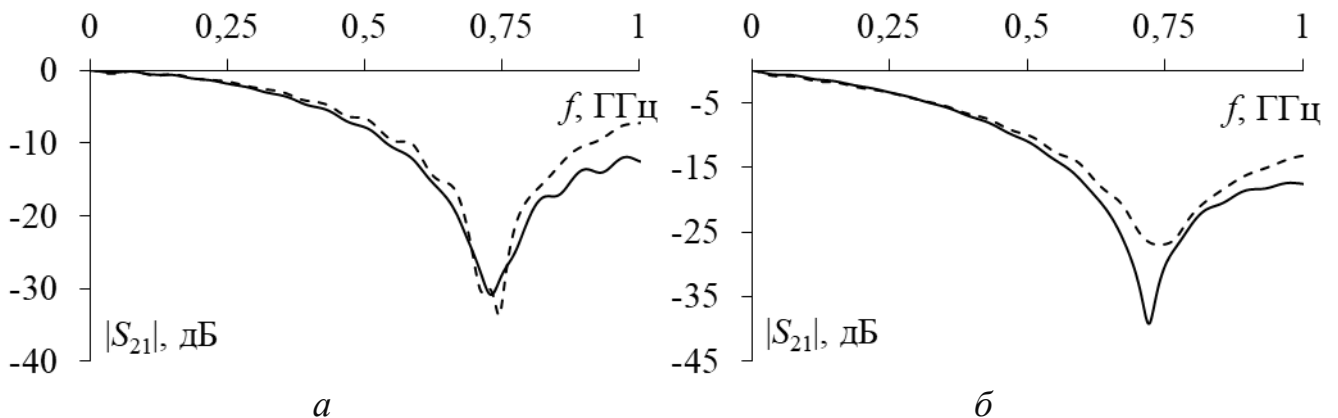


Рисунок 2.59 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ 4-слойного зеркально-симметричного МФ при моделировании квазистатическим (—) и электродинамическим (- -) подходами без учёта (*a*) и с учётом (*б*) потерь

Таблица 2.45 – Сравнение амплитуд (U_i), частот среза (f_c) и резонанса (f_p) при различных видах анализа с учетом потерь

Параметры	Квазистатический	Электродинамический	Отклонение, %
U_1 , В	0,220	0,221	0,23
U_2 , В	0,262	0,277	2,78
U_3 , В	0,231	0,255	4,94
U_4 , В	0,196	0,201	1,26
f_c , ГГц	0,227	0,218	2,02
f_p , ГГц	0,721	0,740	1,30

Таблица 2.44 показывает максимальные значения отклонений по амплитудам импульсов 7,3%, а по задержкам – 1,3%. Основной причиной различия форм импульсов разложения и значений погонных задержек, вычисленных посредством двух подходов, является разный учет частотных зависимостей ε_r и $\operatorname{tg}\delta$ [137]. Помимо этого, влияние оказывают потери на излучение, которые не учитываются при квазистатическом подходе. Отметим, что в таблице 2.45 не приведены значения погонных задержек импульсов разложения при моделировании с учетом потерь, поскольку частичное наложение импульсов (из-за дисперсии) затрудняет их точную оценку.

Результаты моделирования с учетом потерь в проводниках и диэлектриках, представленные в таблице 2.45 также согласуются. При квазистатическом анализе наблюдается некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала (рисунок 2.58б). Видно, что при моделировании без учета потерь, первый импульс приходит к концу линии в момент времени 5,6 нс, тогда как с учетом потерь время прихода уменьшается до 4,6 нс. Это объяснимо неточным учетом зависимостей ε_r и $\operatorname{tg}\delta$ от частоты при квазистатическом анализе. Из результатов моделирования частотных зависимостей $|S_{21}|$ видно, что резонансные частоты при моделировании двумя разными подходами также хорошо согласуются, отличаясь лишь на 1% при моделировании без учета потерь и на 1,3% – с учетом потерь. Наблюдается разный уровень сигнала на частотах резонансов. Так, при моделировании без учета потерь отклонение уровня составляет 4,5%, а с учетом – 23,1%. Полоса пропускания, по результатам моделирования двумя подходами,

составляет примерно 300 МГц при моделировании без учета потерь и 210 МГц – с учетом.

Таким образом, впервые представлены результаты исследования новой конструкции 4-слойного зеркально-симметричного МФ. Приведено сравнение результатов моделирования с помощью квазистатического и электродинамического подходов. Получена согласованность результатов моделирования во временной и частотной областях двумя разными подходами. Примечательно, что исследуемая конструкция зеркально-симметричного МФ достаточно легко реализуема, ввиду стандартной 4-слойной конфигурации. Таким образом, целесообразны дальнейшая экспериментальная реализация и проведение натурального эксперимента.

2.3.3 Разработка макета 4-слойного зеркально-симметричного модального фильтра

Для проведения натурального эксперимента, после выполнения моделирования и нахождения оптимальных значений параметров, надо создать макет. Для этого необходимо выполнить трассировку ПП, провести монтаж и экспериментальное исследование макета, затем сравнить результаты эксперимента и моделирования.

Выбор параметров для разработки ПП осуществлялся с учетом технологических характеристик компании-изготовителя ООО «Электроконнект» г. Новосибирск: количество слоев: 1, 2, 4, 6, 8; значение t – 18, 35, 50, 70 мкм; толщина: от 0,5 до 3 мм; максимальный размер: 344×395 мм; значение g может варьироваться от 50 мкм до 950 мкм; минимальные значения w и s – 200 мкм. В качестве диэлектрических материалов для изготовления макета МФ доступны FR-4, VT-47 (FR-4 T_g 180°C), МИ 1222, ФАФ-4Д, F4BM350, HA50, T111.

Изготовление одного макета зеркально-симметричного МФ. Между тем изготовление нескольких макетов на одной ПП может облегчить этот процесс для компании-изготовителя и уменьшить затраты. Решено разработать еще 5 вариантов макета с различными значениями параметров s и w . В качестве

диэлектрика для изготовления макета МФ выбран материал FR-4. Выбор параметров s и w обоснован возможным разбросом значений ϵ_r от 3,8 до 5,4 при изготовлении ПП. Выполнена оптимизация параметров s и w по критериям: минимизация максимальной амплитуды и выравнивание временных интервалов между импульсами разложения с учетом крайних значений ϵ_r . При оптимизации значения параметров s и w оставались попеременно фиксированными, т.е. сперва оптимизировалось значение w при неизменном s , а затем наоборот. Значения s и w для 5 макетов представлены в таблице 2.46, в т.ч. для исходного макета с СПО. Их поперечное сечение представлено на рисунке 2.60. Для упрощения и удешевления изготовления МФ разработана структура без СПО, ее параметры также сведены в таблицу 2.46, а поперечное сечение показано на рисунке 2.61, где h_1 и ϵ_{r2} – толщина и относительная диэлектрическая проницаемость подложки, ϵ_{r1} – препрега.

Таблица 2.46 – Оптимизированные значения параметров s и w

№	Переходные отверстия	ϵ_r	s , мкм	w , мкм
1	Есть	4,5	700	1000
2	Нет	4,5	700	1000
3	Есть	5,4	700	900
4	Есть	5,4	850	1000
5	Есть	3,8	700	1075
6	Есть	3,8	600	1000

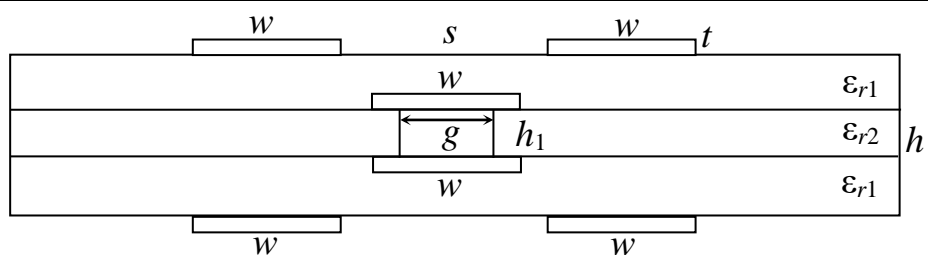


Рисунок 2.60 – Поперечное сечение 4-слойного зеркально-симметричного МФ с СПО

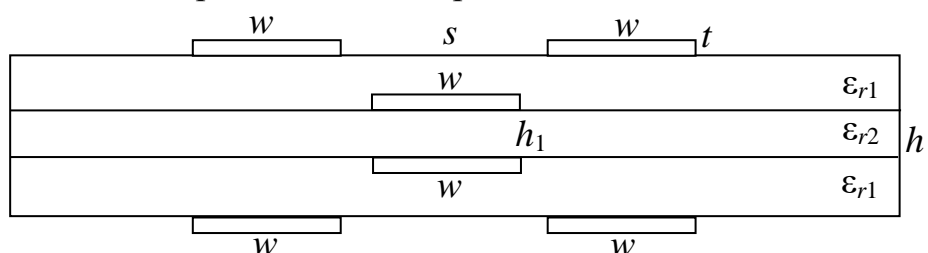


Рисунок 2.61 – Поперечное сечение 4-слойного зеркально-симметричного МФ без СПО

При трассировке макета принято во внимание то, что опорный проводник находится в диэлектрике между верхним и нижним слоями. Для соединения с опорным проводником, а также установки согласующих резисторов и SMA-соединителей, использована контактная площадка (КП) размером $8,05 \times 10,35$ мм. В данной КП расположены 5 металлизированных отверстий диаметром 1,5 мм, соединяющих все 4 слоя МФ, и 9 металлизированных отверстий диаметром 1 мм для уменьшения паразитной индуктивности (рисунок 2.62а). Для согласования проводников используются резисторы типа 1206. Для последующего монтажа резисторов на концы пассивных проводников установлены КП размером $1,7 \times 1,25$ мм (рисунок 2.62б).

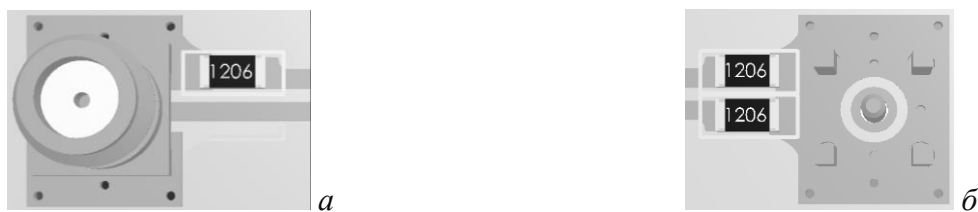


Рисунок 2.62 – КП для соединения с опорным проводником (а)
и КП для монтажа резисторов (нижний слой) (б)

Общий вид изготовленной ПП представлен на рисунке 2.63. На одной ПП размещено 6 макетов зеркально-симметричного МФ. Каждый макет согнут в меандр из 3 полувитков. Общая площадь ПП равна $350,2 \times 207,2$ мм. Размеры одного макета составляют 320×21 мм. Толщина ПП – 1 мм, толщина фольги – 35 мкм, финишное покрытие – голая медь, паяльная маска отсутствует.



Рисунок 2.63 – Макет 4-слойного зеркально-симметричного МФ

2.3.4 Экспериментальные исследования временных характеристик

Для дальнейшего проведения натурного эксперимента использован макет 4-слойного зеркально-симметричного МФ без СПО (рисунок 2.64).



Рисунок 2.64 – Макет 4-слойного зеркально-симметричного МФ без СПО

Для экспериментальных исследований во временной области, использовалась установка со схемой, показанной на рисунке 2.65. Для требуемой точности регистрации сигналов были откалиброваны горизонтальный и вертикальный тракт измерительной системы. Предел погрешности по амплитуде составляет $\pm 3\%$, а по времени на заданной развертке – $\pm 2\%$.



Рисунок 2.65 – Схема экспериментальной установки для измерений во временной области

Макет МФ соединялся с формирователем импульса и стробоскопическим преобразователем с помощью коаксиальных переходников (рисунок 2.66): 3 (ПК2-18-01P-03P), 4 (ПК2-18-11P-03P), 5 (HYR-1111) и 6 (HYR-1112).



Рисунок 2.66 – Коаксиальные переходники

При проведении частотного анализа использовались переходники 1 (ПК2-40-14P-05) и 2 (ПК2-50-05-05). Суммарное время задержки четырех коаксиальных переходов составило 230 пс, а общий уровень вносимых потерь не превышал 1 дБ в частотном диапазоне до 20 ГГц.

Воздействующим импульсом являлся измеренный на согласованной нагрузке оцифрованный сигнал осциллографа вычислительного комбинированного С9-11 (рисунок 2.67а). Работа установки основана на использовании для получения изображения формы сигнала упорядоченный отбор мгновенных значений исследуемого сигнала пико-, нано- и микросекундной длительностей и осуществляющий его временное преобразование. Обостритель на диоде с накоплением заряда является формирователем импульса. Входное воздействие имеет колоколообразную форму, амплитуда которого равна 0,249 В, длительности фронта – 312 пс, плоской вершины – 8 пс и спада – 259 пс (по уровням 0,1–0,9). Общая длительность импульса (по уровню 0,5) составила – 257 пс. Эквивалентная схема представлена на рисунке 2.67б, где $R=50$ Ом, а $l=1$ м.

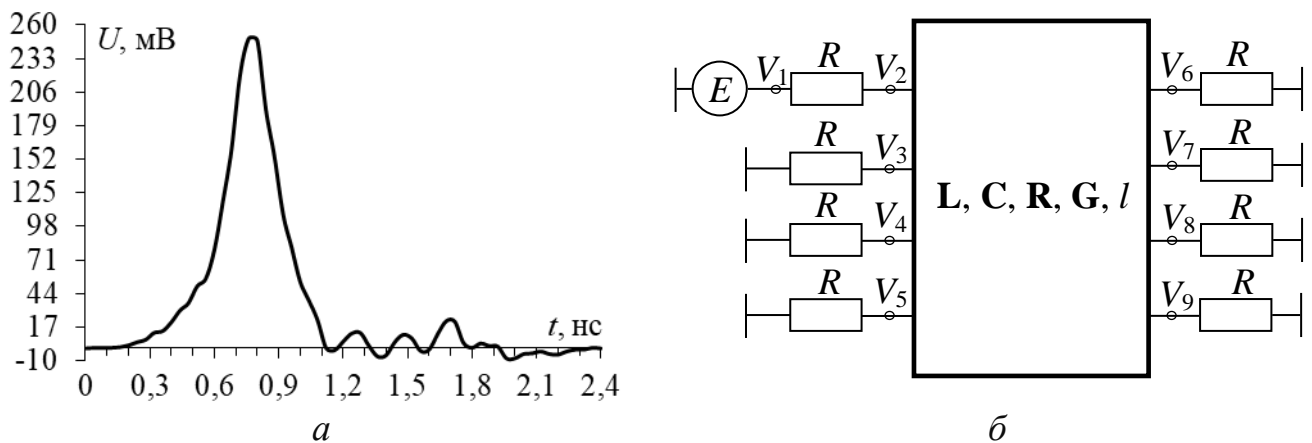


Рисунок 2.67 – Форма напряжения на входе (а) и эквивалентная схема (б) исследуемого МФ

Выполнено сравнение результатов измерений и моделирования с учетом потерь, с использованием двух различных подходов: квазистатического и электродинамического. Моделирование посредством квазистатического анализа проводилось в ПО TALGAT. При электродинамическом моделировании, при учете потерь, в качестве материала проводников используется медь (относительная магнитная проницаемость $\mu_r=1$, электрическая проводимость $\sigma=5,8 \cdot 10^7$ См/м). В

соответствии с технической документацией, на частоте 1 МГц значение ε_r препрега может варьироваться в диапазоне от 3,8 до 4,4, а значение ε_r подложки не более 5,4. Таким образом, при моделировании с помощью двух подходов для препрега принято среднее значение $\varepsilon_r=4,1$, а $\text{tg}\delta=0,018$, тогда как для подложки – $\varepsilon_r=4,59$ и $\text{tg}\delta=0,025$.

Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ, полученные в результате квазистатического и электродинамического моделирования, а также эксперимента, приведены на рисунке 2.68.

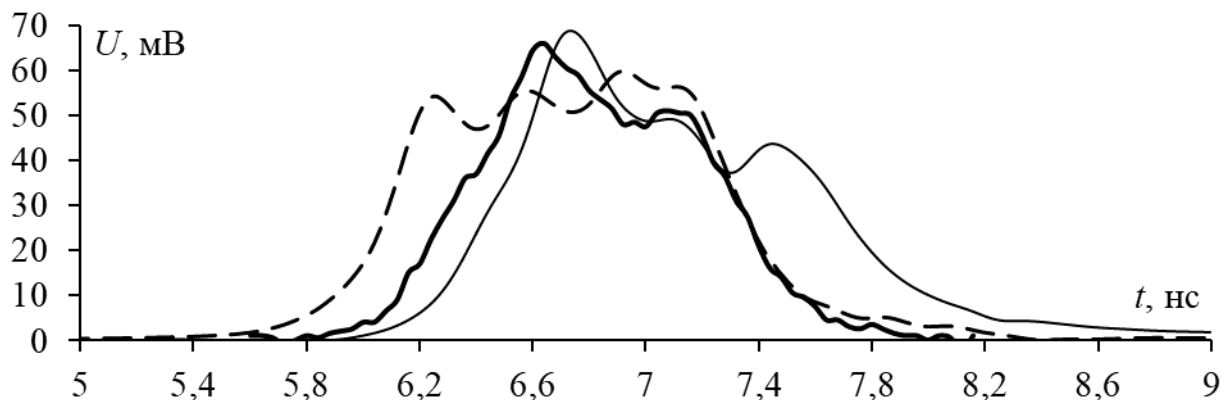


Рисунок 2.68 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ, полученные при эксперименте (—), электродинамическом (—) и квазистатическом (—) моделировании

Из рисунка 2.68 следует, что амплитуда напряжения на выходе МФ (U_{max}), полученная в результате квазистатического моделирования, равна 59,92 мВ, электродинамического – 68,75 мВ, а эксперимента – 66 мВ. Результаты, полученные при эксперименте и квазистатике имеют максимальное отклонение U_{max} равное 4,8%, эксперименте и электродинамике – 2,04%, а между квазистатикой и электродинамикой – 6,8%.

Точная оценка значений погонных задержек импульсов разложения затруднительны из-за частичного наложения импульсов (поскольку длительность входного воздействия больше, чем разность задержек мод МФ). Однако можно оценить общую длительность импульсов разложения по уровню 0,5 ($t_{д\sigma}$). Она составляет 1,22 нс при квазистатическом моделировании, 1,14 нс при электродинамическом и 0,96 нс при эксперименте. Результаты, полученные при

эксперименте и квазистатике имеют максимальное отклонение равное 11,92%, эксперименте и электродинамике – 8,57%, а между квазистатикой и электродинамикой – 3,38%. Отметим, что формы напряжения на выходе, полученные при эксперименте и электродинамическом моделировании, согласуются (наблюдается значительное наложение импульсов 1 и 2, что приводит к увеличению амплитуды выходного напряжения, тогда как наложение импульсов 3 и 4 выражено не так сильно). Между тем форма напряжения на выходе, полученная при квазистатическом моделировании, отличается от двух других методов значительно (наблюдается значительное наложение импульсов 3 и 4, что приводит к увеличению амплитуды выходного напряжения, тогда как наложение импульсов 1 и 2 выражено не так сильно). Кроме того, при квазистатическом моделировании наблюдается некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала. Это объяснимо неточным учетом частотной зависимости ϵ_r при моделировании с учетом потерь в диэлектрике. Между тем небольшое различие амплитуд и форм сигналов также вызвано неучтенным влиянием вносимого затухания коаксиальных переходов.

В результате квазистатического и электродинамического моделирования, а также эксперимента, получены значения амплитуды на выходе МФ 59,92, 68,75 и 66 мВ, что в 4,15, 3,62 и 3,77 раза соответственно меньше амплитуды на входе. Между тем неполное разложение импульсного сигнала в МФ вызвано, в первую очередь, большой длительностью входного воздействия. Тем не менее, входное импульсное воздействие с длительностью 257 пс (по уровню 0,5) разложено в зеркально-симметричном МФ на последовательность импульсов с коэффициентом ослабления 3,77 раза (по результатам эксперимента). Для достижения полного разложения подобного импульсного воздействия целесообразно прибегнуть к увеличению длины МФ или параметрической оптимизации по соответствующим временным критериям [130]. Также возможен выбор диэлектрического материала с большим значением ϵ_r либо применение композитных изоляционных материалов с относительной магнитной проницаемостью $\mu_r > 1$ [138–140].

В итоге, получены экспериментальные результаты, сопоставимые с результатами моделирования двумя подходами. Таким образом, результаты подтвердили возможность модального разложения СКИ на выходе зеркально-симметричного МФ на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

2.3.5 Экспериментальные исследования частотных характеристик

Для экспериментальных исследований в частотной области, использовалась установка со схемой из рисунка 2.69. Экспериментальные исследования частотных характеристик зеркально-симметричного МФ проводились с помощью измерителя модуля коэффициента передачи и отражения P2M-40. Принцип действия скалярного анализатора цепей P2M-40 основан на выделении высокочастотных электромагнитных волн и преобразовании их в низкочастотное напряжение, а также измерении коэффициентов передачи и отражения. Выделение и преобразование электромагнитных волн осуществляется с помощью головки детекторной Д42-50-05 и датчика КСВ ДК4-50-05Р-05Р.

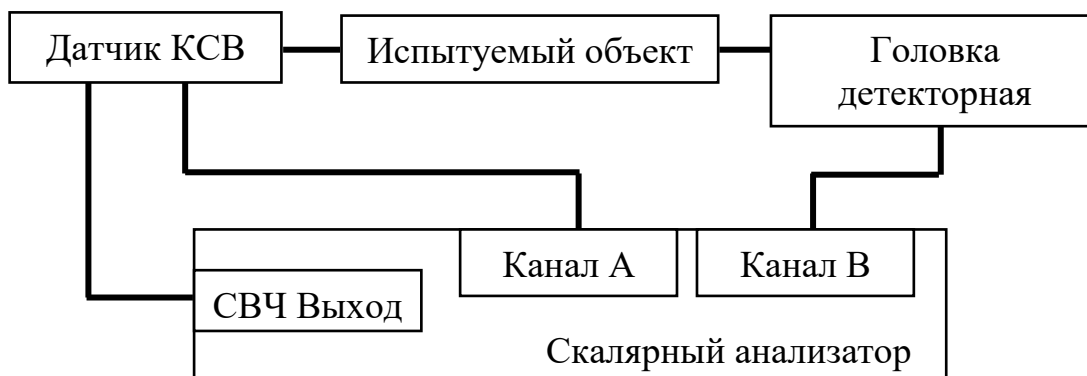


Рисунок 2.69 – Схема экспериментальной установки для измерений в частотной области

Перед проведением измерений, с помощью эталонных мер выполнена калибровка канала А (коэффициент отражения) и канала В (коэффициент передачи). Предельное значение погрешности измерения составило не более 1,5 дБ. Ввиду используемых в ПП соединителей SMA, диапазон частот ограничен

10 ГГц. Для соединения макета МФ с датчиком КСВ и детекторной головкой использовались коаксиальные переходники 1 и 2 (рисунок 2.66).

Также, аналогично исследованиям во временной области, выполнено моделирование МФ, для вычисления частотных характеристик, с помощью квазистатического и электродинамического подходов с учетом потерь. Частотные характеристики модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ в диапазоне частот до 10 ГГц представлены на рисунке 2.70.

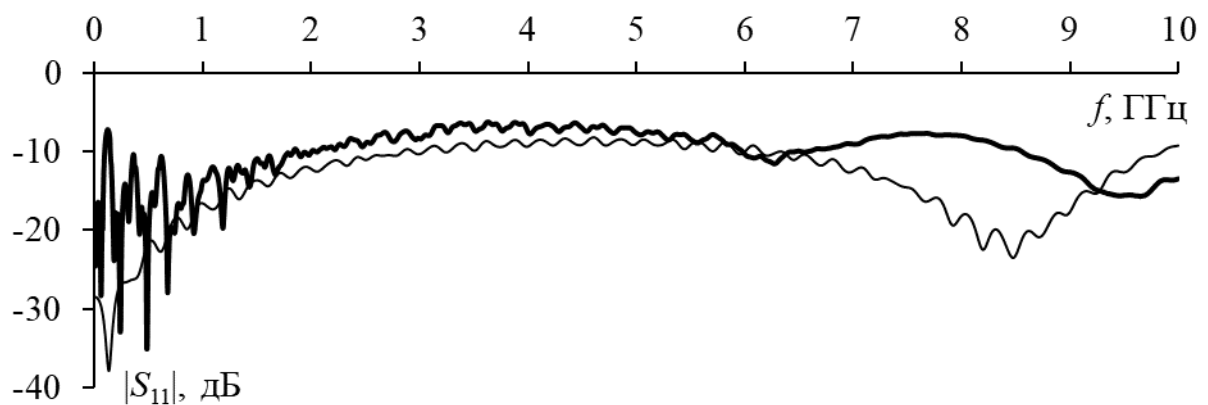


Рисунок 2.70 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ зеркально-симметричного МФ, полученные при эксперименте (—), электродинамическом моделировании (—)

В диапазоне частот от 0 до 1 ГГц коэффициент отражения, полученный посредством электродинамического подхода и экспериментально, не превышает минус 7 дБ. В диапазоне от 1 до 6 ГГц результаты хорошо согласуются между собой, среднее отклонение результатов электродинамического подхода и эксперимента – 2,9 дБ. Рассогласованность результатов в диапазоне частот от 6 до 10 ГГц обусловлена неучтённой частотной зависимостью $|S_{11}|$ соединителей SMA и коаксиальных переходов.

Частотные характеристики модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ в диапазоне частот до 10 ГГц представлены на рисунке 2.71. Из него следует, что полоса пропускания зеркально-симметричного МФ по уровню минус 3 дБ (Δf) по результатам эксперимента составляет 0,25 ГГц, квазистатического подхода – 0,265 ГГц, а электродинамического – 0,295 ГГц. Из сравнения полученных результатов видно, что измеренные и полученные с помощью моделирования двумя подходами зависимости согласуются. Максимальные отклонения

составляют: 5,3% между значениями, полученными двумя подходами, 2,91% – между квазистатическим подходом и экспериментом и 8,25% – между электродинамическим подходом и экспериментом.

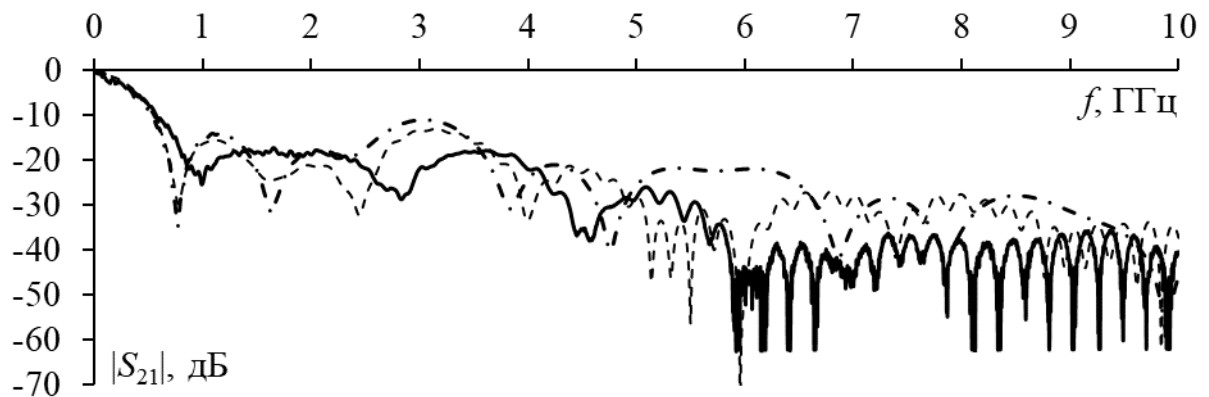


Рисунок 2.71 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ зеркально-симметричного МФ, полученные при эксперименте (—), квазистатическом (---) и электродинамическом (—) моделировании

По результатам эксперимента частота первого резонанса f_1 составляет 0,992 ГГц (минус 25,5 дБ), при квазистатическом подходе – 0,766 ГГц (минус 34,74 дБ), а при электродинамическом – 0,763 ГГц (минус 29,18 дБ). Также видно, что резонансные частоты при моделировании двумя подходами хорошо согласуются, отличаясь лишь на 0,19%. Сравнение частоты первого резонанса f_1 , полученной при эксперименте, со значением, полученным при квазистатическом подходе, показало отклонение 12,8%, а со значением, полученным при электродинамическом – 13,04%. Среднее отклонение результатов квазистатического моделирования и эксперимента составляет 4,13 дБ, электродинамического моделирования и эксперимента – 3,53 дБ, электродинамического и квазистатического подходов – 7,66 дБ.

Таким образом, представлены результаты экспериментального исследования зеркально-симметричного МФ в частотной области. Приведено сравнение результатов вычислительного и натурального экспериментов в диапазоне частот до 10 ГГц. Получена хорошая согласованность результатов вычисления полосы пропускания и приемлемая сопоставимость для частоты первого резонанса и уровней ослабления. Различия вызваны неточным учетом частотной зависимости

ϵ_r при моделировании с учетом потерь в диэлектрике, а также неучетом влияния вносимого затухания соединителей SMA.

2.4 Основные результаты и выводы

Таким образом, представлены результаты исследования характеристик различных структур зеркально-симметричного МФ. Из-за расположения проводников и диэлектрика, относительно опорного проводника, в зеркально-симметричном МФ обеспечиваются одновременно торцевая и лицевая связи, что позволяет получить попарно выравненные напряжения импульсов разложения и близкие значения временных интервалов между ними. В силу симметрии, это достижимо посредством обычной параметрической оптимизации эвристическим поиском (ручной перебор параметров), не прибегая к затратным глобальным методам оптимизации (например, эволюционным алгоритмам).

Представлены результаты оптимизации 4-х структур зеркально-симметричного МФ как по двум критериям, так и одновременно по трем критериям с учетом критерия согласования.

Выполнен вычислительный эксперимент МФ с оптимальными параметрами с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектрике во временной и частотной областях, который показал согласованность результатов, полученных с помощью квазистатического и электродинамического подходов.

Выполнена оценка влияния влагозащитного покрытия (лака) и корпуса на характеристики МФ. Показано, что увеличение толщины лака незначительно сказывается на выходных характеристиках сигнала, а изменение расстояния от стенок корпуса до МФ оказывает влияние на погонные задержки мод.

Получены аналитические выражения для вычисления τ_i зеркально-симметричного МФ, которые могут входить в состав более сложных выражений, например, для получения характеристик МФ во временной области, что может привести к ускорению процесса оптимизации.

Сформулированы аналитические условия для зеркально-симметричного МФ, позволяющие выравнять значения разностей погонных задержек без вычисления соответствующей матрицы и временных откликов.

Выполнен сравнительный анализ: микрополоскового и зеркально-симметричного 4-проводных МФ, что позволило выявить сильные и слабые стороны при применении структур с зеркальной симметрией для защиты от СКИ.

Выявлены особенности зеркально-симметричных структур МФ, что позволяет определить свойства, которыми обладают данные структуры и использовать их для оптимизации и получения требуемых характеристик МФ.

Выполнено моделирование временных и частотных характеристик в диапазоне параметров поперечного сечения 4-проводных структур с зеркальной симметрией различных конфигураций поперечного сечения с опорным проводником: вокруг, сверху и снизу, а также в виде боковых полигонов, которые могут быть успешно использованы для реализации устройств защиты на основе модальной фильтрации и для создания новых устройств с 3-кратным МР.

Выполнено квазистатическое моделирование круглой, квадратной и прямоугольной структур 8-проводного зеркально-симметричного МФ. Показано, что на выходе исследуемых МФ наблюдается последовательность 8 импульсов с коэффициентами ослабления в 5, 4,78 и 4,22 раз соответственно.

Представлены результаты моделирования и разработки макета исходной конфигурации зеркально-симметричного МФ, которая представляет собой 3-слойную ПП. Однако ее реализация оказалась затруднительной, поскольку она не удовлетворяет стандартному технологическому процессу изготовления многослойных ПП, требующему четного числа слоев. Разработана новая конструкция 4-слойного зеркально-симметричного МФ, достаточно легко реализуемая, ввиду стандартной 4-слойной ПП. Приведено сравнение результатов моделирования с помощью квазистатического и электродинамического подходов и получена их согласованность.

Разработана ПП, содержащая 6 макетов зеркально-симметричного МФ, в т.ч. макет, не имеющий СПО. Впервые продемонстрированы экспериментальные

исследования 4-слойного зеркально-симметричного МФ без СПО во временной и частотной областях. Выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭС от СКИ из-за разложения входного импульса на его последовательность с коэффициентом ослабления равным 3,77 и полосе пропускания полезного сигнала 250 МГц, полученные в результате эксперимента. Выполнено сравнение результатов натурального эксперимента и моделирования посредством квазистатического и электродинамического подходов, показавшее согласованность.

Таким образом, исследуемые структуры зеркально-симметричных МФ обеспечивают защиту РЭС от СКИ из-за разложения входного импульса на его последовательность в 4 раза меньшей амплитуды при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала. Зеркально-симметричные МФ могут быть использованы для защиты РЭС от кондуктивных помех, проходящих по цепям питания [141] и сигнальным цепям. Результаты важны для дальнейших исследований и возможности создания различных конфигураций устройств защиты как на основе структур с зеркальной симметрией, так и абсолютно новых.

3. РАЗЛОЖЕНИЕ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

В данном разделе представлены результаты исследования структур, полученных из зеркально-симметричного МФ (рисунок 2.2) посредством различных вариантов электрического соединения проводников на концах линии с помощью перемычек, вместо резистивных окончаний на землю, так что в результате получается зеркально-симметричная МЛ [142]. При таком соединении полувитков нарушается симметрия граничных условий МФ. Рассматривается разложение СКИ в зеркально-симметричной МЛ из 4-х [143–145], 3-х [146] и 2-х [147–149] последовательно соединенных полувитков, из 2-х отдельных витков с перемычкой на одном конце линии [150 – 153] и на разных концах линии [154], МЛ, в которой 3 [155] и все 4 проводника [156] соединены на одном конце. Представлена методика выявления дополнительных импульсов в зеркально-симметричных МЛ [157].

3.1 Линия из 4-х последовательно соединенных полувитков

Рассматривается конфигурация зеркально-симметричной МЛ, в которой сигнал проходит путь от генератора до нагрузки расстояние $4l$, т.е. по 4-м последовательно соединенным полувиткам. В таком случае возможно 2 варианта соединения полувитков (рисунок 3.1). 3Д-изображение показано на рисунке 3.2 (жирной линией обозначены перемычки).

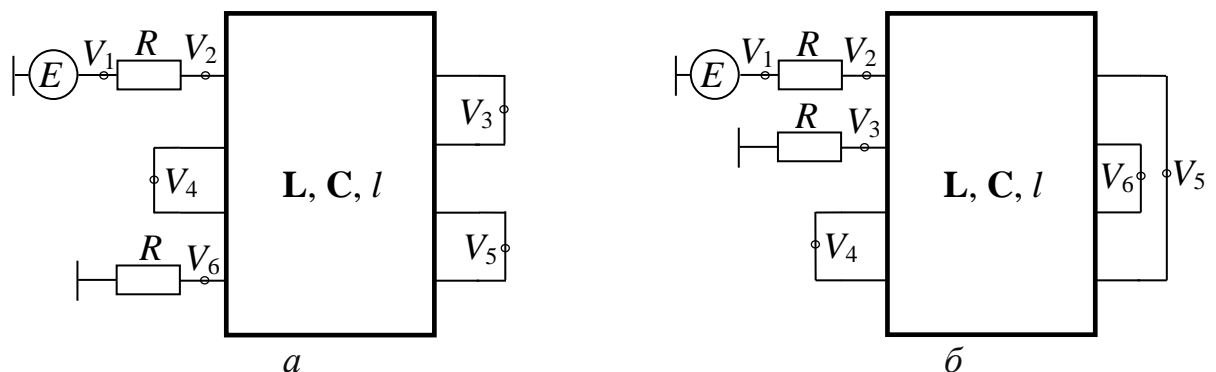


Рисунок 3.1 – Схемы соединения из 4-х полувитков: 1 (а) и 2 (б)

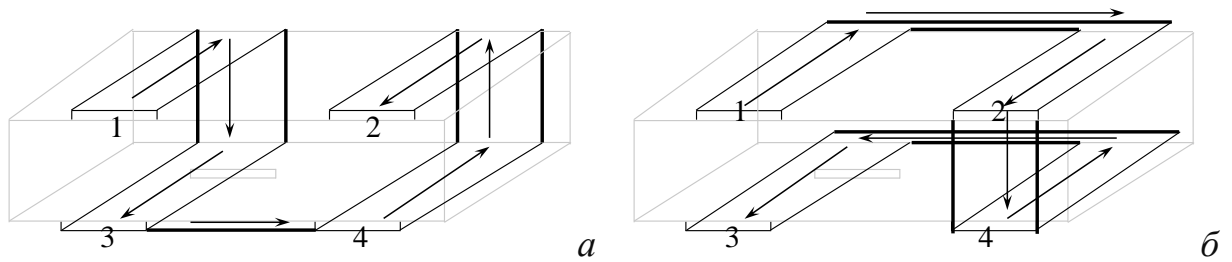


Рисунок 3.2 – 3Д-изображение МЛ из 4-х полувитков: 1 (а) и 2 (б)

При анализе зеркально-симметричной МЛ целесообразно выполнить квазистатическое моделирование при $l=1$ м и $R=50$ Ом в ПО TALGAT, который дает приемлемую точность и не требует высоких вычислительных затрат. Потери в проводниках и диэлектриках на данном этапе исследования не учитывались. Воздействием является источник ЭДС в форме трапеции, амплитуда которого равна 5 В, а длительности фронта, плоской вершины и спада – по 50 пс, общая длительность – 150 пс (рисунок 2.3). Моделирование выполнялось при оптимальных параметрах поперечного сечения на рисунке 2.1а, полученных ранее для зеркально-симметричного МФ ($s=510$ мкм, $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$). Получены формы напряжений на входе (узлы V_2 на рисунке 3.1) и выходе (узлы V_6 на рисунке 3.1а и V_3 на рисунке 3.1б), представленные на рисунке 3.3 и 3.4 соответственно.

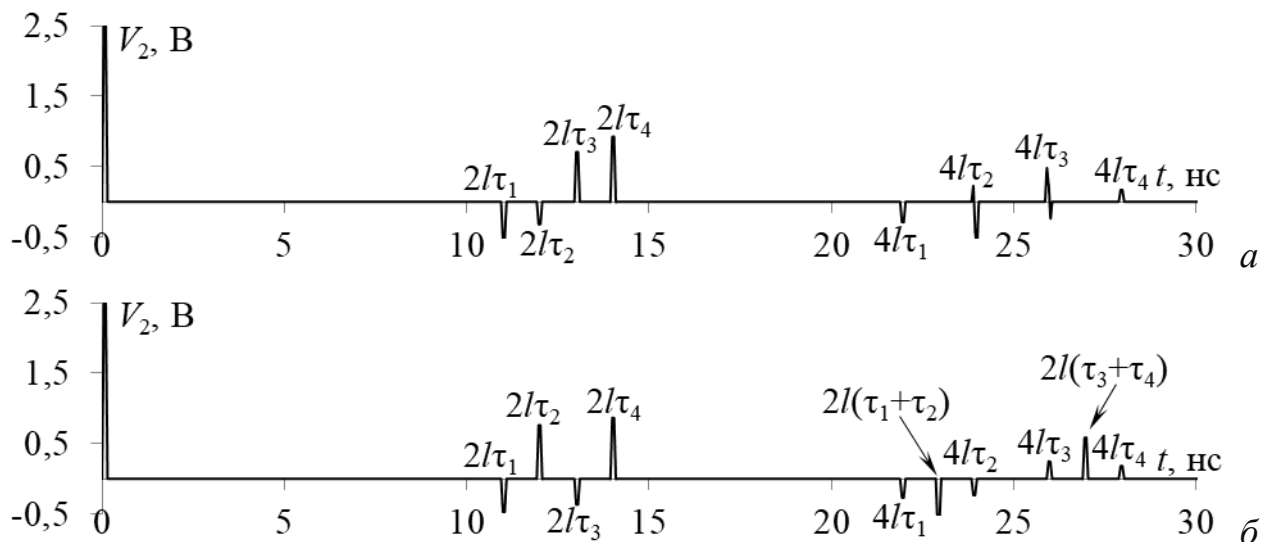


Рисунок 3.3 – Формы напряжения на входе схем 1 (а) и 2 (б) при $l=1$ м

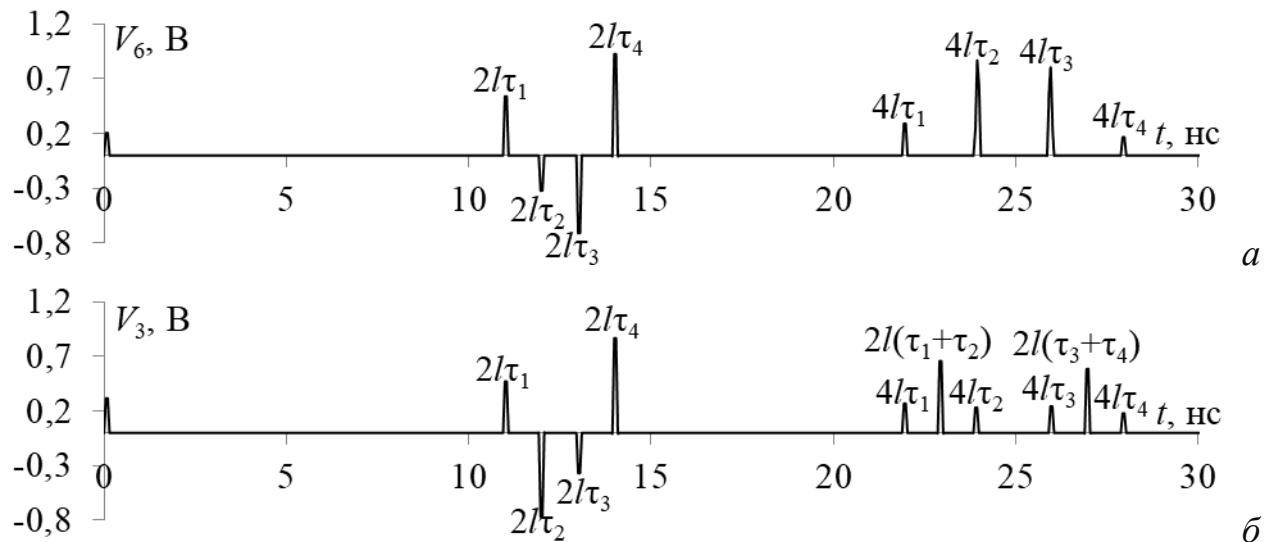


Рисунок 3.4 – Формы напряжения на выходе схем 1 (а) и 2 (б) при $l=1$ м

На полученных формах напряжений наблюдается две группы импульсов, задержки которых кратны 2 и 4 погонным задержкам соответственно. Рассмотрим их отдельно.

В первой группе, как на входе, так и на выходе МЛ, наблюдается пара импульсов отрицательной полярности. Ранее, при моделировании МЛ и зеркально-симметричного МФ, таких импульсов не было. Для схемы 1 это импульсы мод 1 и 2 для сигнала на входе и мод 2 и 3 для сигнала на выходе. Для схемы 2 это импульсы мод 1 и 3 для сигнала на входе и мод 2 и 3 для сигнала на выходе. Наличие таких импульсов можно объяснить отражениями от перемычек на правом конце схемы. В зеркально-симметричном МФ на всех концах проводников расположены резисторы, улучшающие согласование всех мод, тогда как перемычки в зеркально-симметричной МЛ обеспечивают КЗ для одних мод и ХХ для других. Таким образом, рассматриваемые схемы являются гибридом МФ и МЛ.

Из анализа форм напряжения на входе МЛ (рисунок 3.3) следует, что в защитную линию идет только сигнал (узкий импульс в начале шкалы времени) с амплитудой 2,5 В, и именно относительно этого значения оценивают ослабление сигнала. Далее по шкале времени наблюдаются импульсы положительной и отрицательной полярностей, которые являются отражениями распространяющегося сигнала от перемычек на конце отрезка линии. При

дальнейшем исследовании зеркально-симметричных МЛ вычисление входного сигнала для каждой схемы нецелесообразно и не будет приведено в виду аналогичности результатов и несущественного влияния на анализ коэффициента ослабления (основной характеристики устройств защиты на основе модальной фильтрации).

Во второй группе импульсов среди импульсов с задержками, кратными 4 погонным задержкам для схемы 2, наблюдаются дополнительные импульсы с разными задержками. Можно предположить, что такие импульсы существуют и для схемы 1. Об этом можно судить по возрастанию суммарной амплитуды импульсов мод 2 и 3, задержки которых кратны 4 погонным задержкам. Для проверки данного предположения увеличим для схемы 1 значение l от 1 до 8 м. Фрагменты временных откликов с импульсами, задержки которых кратны 32 погонным задержкам, представлены на рисунке 3.5.

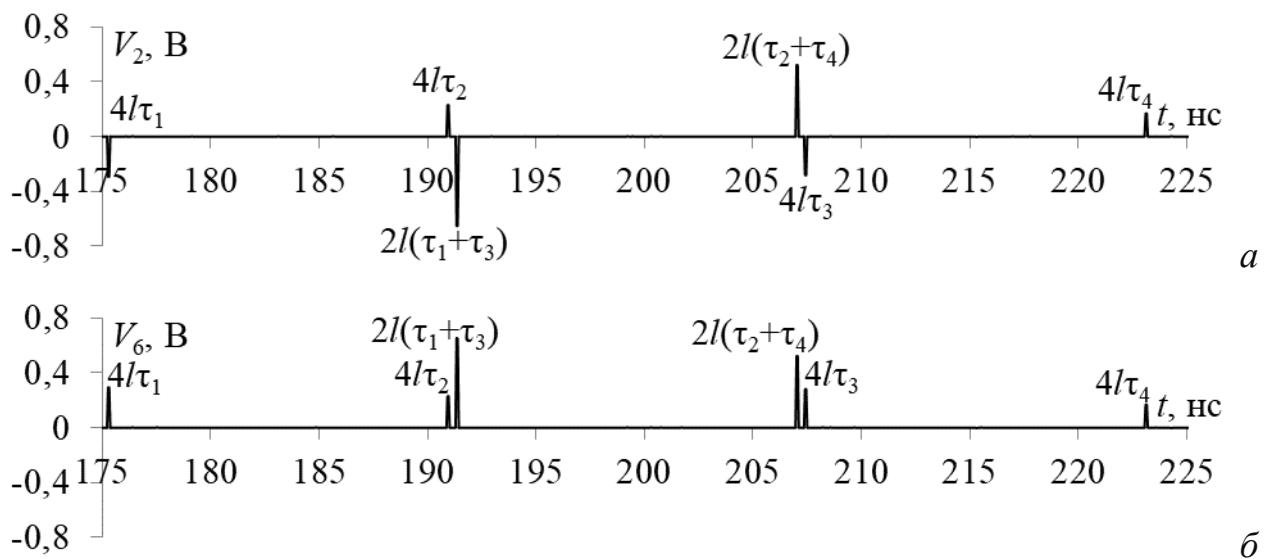


Рисунок 3.5 – Формы напряжения на входе (а) и выходе (б) схемы 1 при $l=8$ м

Результаты моделирования подтверждают предположение о наличии дополнительных импульсов в схеме 1. В таблице 3.1 приведены значения погонных задержек мод 1–4, умноженные на 1, 2, 4 и 32, так как задержки импульсов на входе и выходе зеркально-симметричной МЛ кратны 2 и 4 погонным задержкам для $l=1$ м и 32 – для $l=8$ м.

Таблица 3.1 – Значения погонных задержек мод (нс/м) для мод 1–4, умноженные на 1, 2, 4, 32

Множитель	1	2	3	4
1	5,4698	5,9591	6,4746	6,9687
2	10,9398	11,9183	12,9493	13,9376
4	21,8795	23,8366	25,8987	27,8752
32	175,036	190,693	207,189	223,001

Из анализа таблицы 3.1 и рисунка 3.5 видно, что задержки дополнительных импульсов равны среднему арифметическому значению определенной пары 4-кратных погонных задержек, умноженному на l . Так, для схемы 1 эти задержки равны $l(4\tau_1+4\tau_3)/2=2l(\tau_1+\tau_3)=23,8891$ нс и $l(4\tau_2+4\tau_4)/2=2l(\tau_2+\tau_4)=25,8559$ нс, а для схемы 2 – $l(4\tau_1+4\tau_2)/2=2l(\tau_1+\tau_2)= 22,85805$ нс и $l(4\tau_3+4\tau_4)/2=2l(\tau_3+\tau_4)=26,88695$ нс. Данные значения полностью совпадают со значениями, полученными при моделировании временных откликов.

Также на рисунке 3.4 видно, видно, что первый импульс (с нулевой задержкой) есть перекрестная наводка, с амплитудой меньшей, чем амплитуды импульсов разложения. Из этого следует, что, увеличивая амплитуду импульса перекрестной наводки, можно уменьшить амплитуды последующих импульсов разложения, что можно реализовать с помощью оптимизации по критерию выравнивания амплитуд импульсов. Очевидно, что зеркально-симметричную МЛ необходимо оптимизировать отдельно, несмотря на то, что за ее основу взято поперечное сечение зеркально-симметричного МФ с оптимальными параметрами. Более того, из-за выравненных временных интервалов между импульсами разложения, в зеркально-симметричном МФ невозможно было пронаблюдать наличие дополнительных импульсов в схеме 1. Таким образом, аналогично схемам, описанным выше, полезно оптимизировать зеркально-симметричную МЛ по критериям выравнивания временных интервалов между всеми импульсами разложения (в том числе между дополнительными) и минимизации амплитуды напряжения на выходе МЛ, чтобы увеличить коэффициент ослабления СКИ. Что касается ослабления в рассматриваемых случаях, пиковые значения выходного напряжения составляют около 0,9 В, что определяется амплитудой импульса с

задержкой $2\tau_4$. Наконец, важно отметить, что соединение схем из 4-х полувитков не требует резисторов как таковых.

3.2 Линия из 3-х последовательно соединенных полувитков

Анализ схемы соединения зеркально-симметричного МФ позволяет выделить иные варианты соединения полувитков. Логичным продолжением исследования зеркально-симметричной МЛ является схема, в которой сигнал проходит от генератора до нагрузки расстояние $3l$, т.е. по трем последовательно соединенным полувиткам. При этом на концах четвертого проводника подключены резисторы. Получены 3 схемы, дающие различные формы напряжения на выходе (рисунок 3.6).

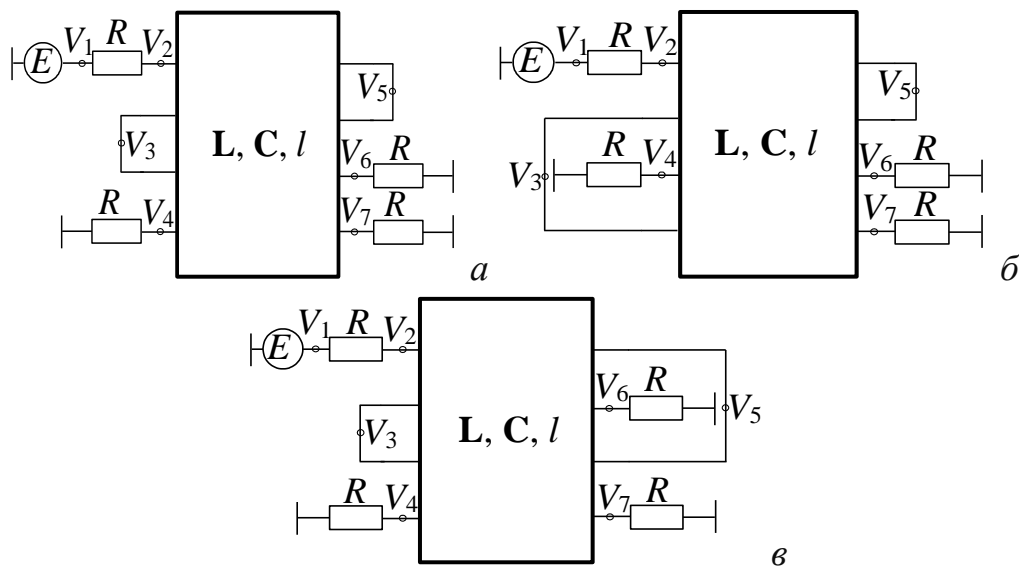


Рисунок 3.6 – Схемы соединения из 3-х полувитков: 1 (а), 2 (б) и 3 (в)

Построение геометрической модели поперечного сечения с оптимальными значениями параметров ($s=510$ мкм, $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$), а также вычисление временного отклика, выполнены аналогично подразделу 3.1. Формы напряжения на выходе исследуемых структур при $l=1$ м (узлы V_6 на рисунке 3.6а, с и V_7 на рисунке 3.6б) приведены на рисунке 3.7.

На рисунке 3.7 наблюдаются две группы импульсов. Их задержки пропорциональны 1 и 3 погонным задержкам соответственно. Рассмотрим их отдельно.

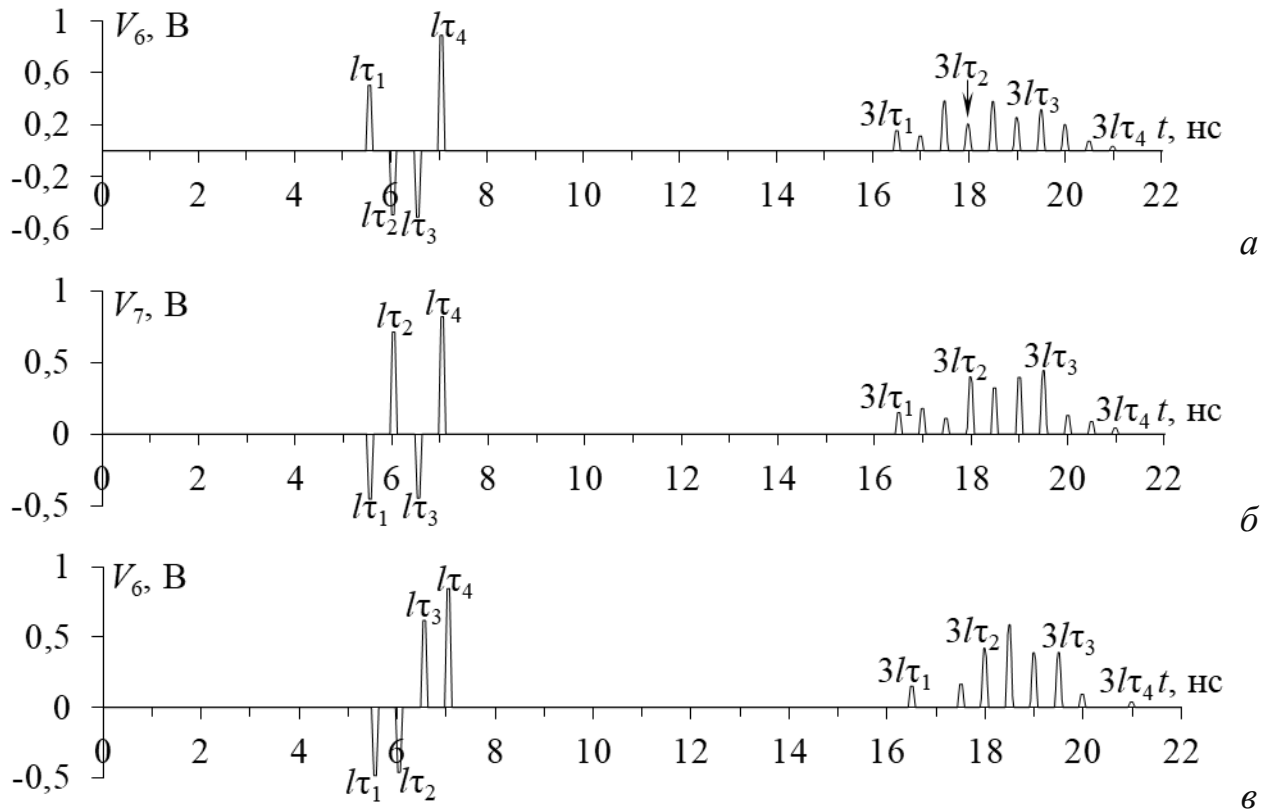


Рисунок 3.7 – Формы напряжения на выходе схем 1 (а), 2 (б) и 3 (в) при $l=1$ м

В первой группе всех откликов наблюдается пара импульсов отрицательной полярности. Максимальное напряжение в конце активного проводника определяется амплитудой импульса из первой группы с задержкой $l\tau_4$ и равно 0,88 В для схемы 1, 0,81 В для схемы 2 и 0,84 В для схемы 3.

Во второй группе импульсов наблюдаются, помимо основных импульсов с задержками пропорциональными погонным задержкам мод, 6 (для схем 1 и 2) и 4 (для схемы 3) дополнительных импульсов с отличающимися значениями задержек. При детальной оценке их форм видно, что она отлична от трапецевидной, что свидетельствует о возможном наложении нескольких импульсов. Поэтому реальное количество дополнительных импульсов может быть больше полученных при моделировании. Это подтверждается и ростом суммарной амплитуды некоторых соседних импульсов. Для проверки данного предположения, для всех схем значение l увеличено от 1 до 8 м. Фрагменты форм выходного напряжения для этого случая приведены на рисунке 3.8.

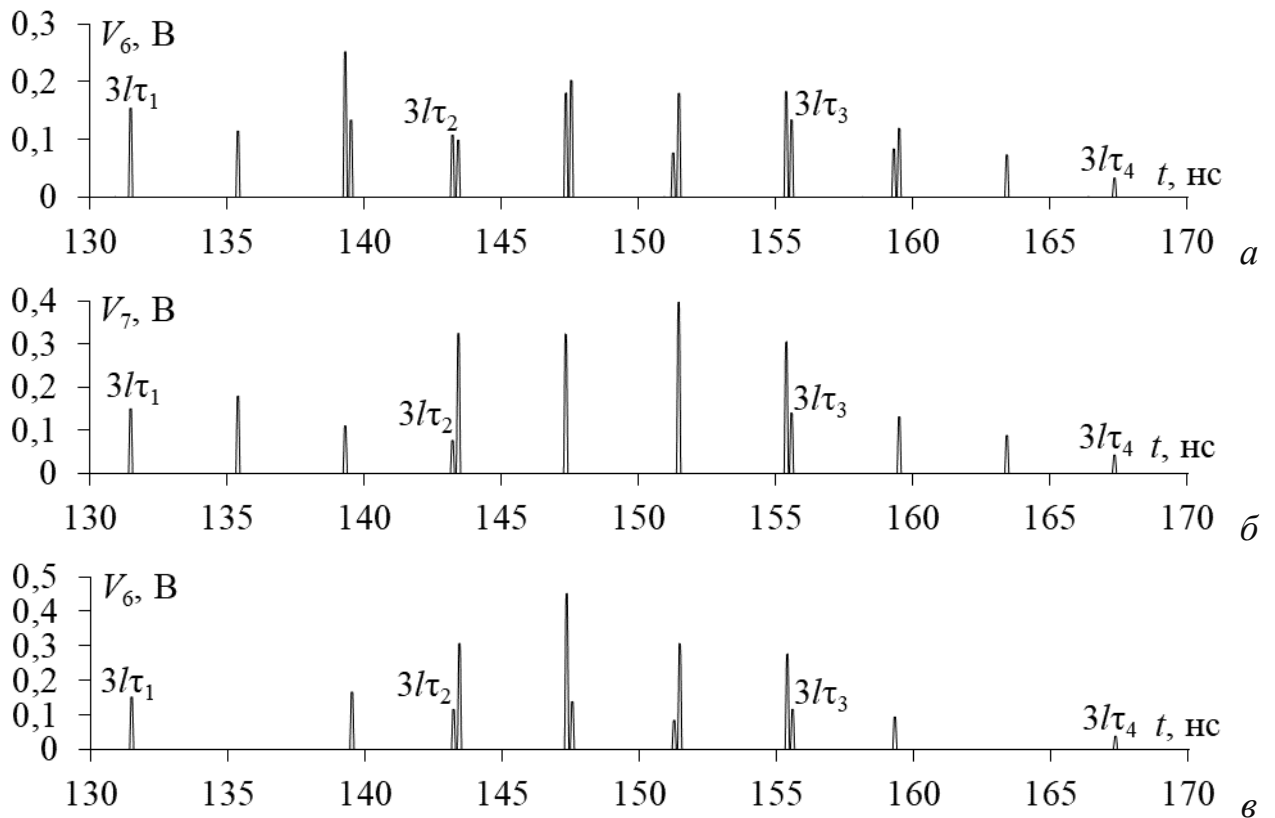


Рисунок 3.8 – Формы напряжения на выходе схем 1 (а), 2 (б) и 3 (в) при $l=8$ м

Результаты моделирования подтверждают наличие большего количества дополнительных импульсов в исследуемых схемах. Их значение увеличилось с 6 (для схем 1 и 2) и 4 (для схемы 3) до 12 (для схемы 1), 8 (для схемы 2) и 6 (для схемы 3). Между тем для схем 2 и 3 не удалось сильно увеличить временные интервалы между импульсами с помощью увеличения длины линии. Амплитуда напряжения на выходе этих схем выше, чем у схемы 1, что говорит о наложении некоторых импульсов и, как следствие, росте суммарной амплитуды. Исходя из этого, для схем 2 и 3, для увеличения временных интервалов между импульсами разложения значение h увеличено с 500 мкм до 1000 мкм. Формы напряжения на выходе схем 2 и 3 приведены на рисунке 3.9. Из него видно разложение всех импульсов в схемах 2 и 3. Количество дополнительных импульсов, как и в схеме 1, равно 12 для каждой схемы. В таблице 3.2 приведены значения задержек всех импульсов (в количестве 16) при $h=500$ мкм для схемы 1 и $h=1000$ мкм для схем 2 и 3 при $l=8$ м.

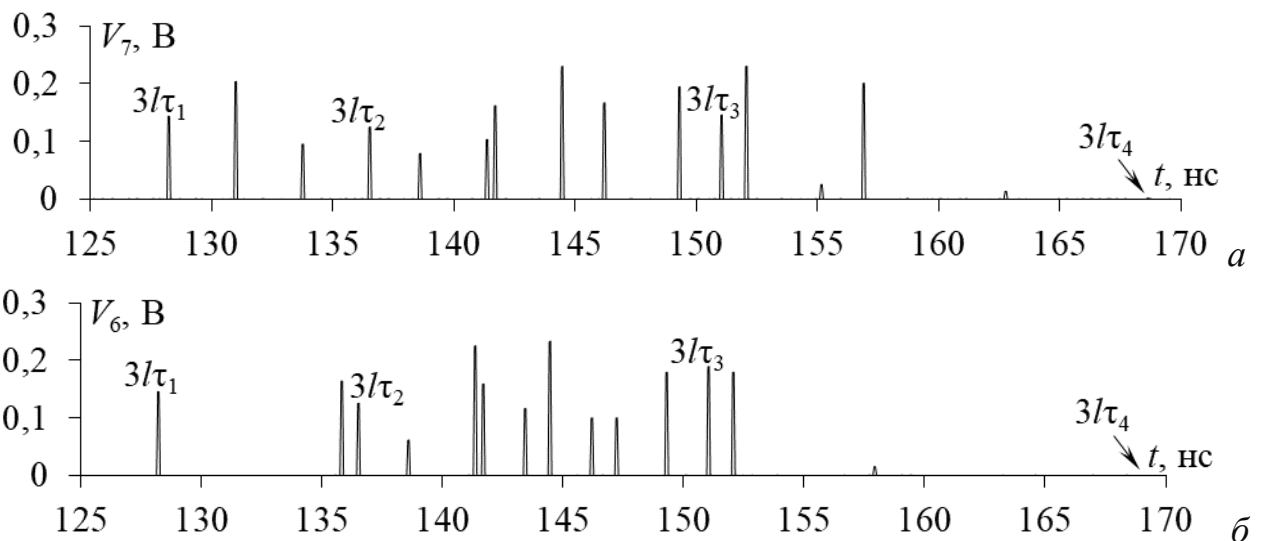


Рисунок 3.9 – Формы напряжения на выходе схем 2 (а) и 3 (б)

при $h=1000$ мкм и $l=8$ м

Таблица 3.2 – Задержки импульсов 1–16 (нс) для схем 1, 2 и 3

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	131,4	135,3	139,2	139,4	143,1	143,3	147,2	147,4	151,1	155,3	155,3	155,5	159,2	159,4	163,3	167,2
2	128,1	130,9	133,6	136,4	138,5	141,2	141,6	144,3	146,1	149,2	150,9	151,9	155,0	156,8	162,7	168,5
3	128,1	135,7	136,4	138,5	141,2	141,6	143,3	144,3	146,1	147,1	149,2	150,9	151,9	155,0	157,8	168,5

Для 4-х полувитков (подраздел 3.1) было выявлено, что задержки дополнительных импульсов равны умноженному на l среднему арифметическому значению 4-кратных погонных задержек или просто сумме двух удвоенных погонных задержек импульсов мод в разных вариантах. Однако данное утверждение не совсем корректно для зеркально-симметричной МЛ из 3-х полувитков. Анализируя рисунки 3.7–3.9 и таблицу 3.2, можно предположить, что задержки каждого из дополнительных импульсов равны среднему арифметическому значению задержек двух импульсов, как основных, так и дополнительных. Детально рассмотрим данное утверждение для схемы 1. Предполагаемые задержки дополнительных импульсов при $l=8$ м и $h=500$ мкм представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Значения задержек дополнительных импульсов, равные среднему арифметическому (СА) значению двух задержек мод 1–4 для схемы 1

СА	$3l(\tau_1+\tau_2)/2$	$3l(\tau_1+\tau_3)/2$	$3l(\tau_2+\tau_3)/2$	$3l(\tau_1+\tau_4)/2$	$3l(\tau_2+\tau_4)/2$	$3l(\tau_3+\tau_4)/2$
t , нс	137,287	143,467	149,333	149,353	161,4	155,219

На рисунке 3.8а отсутствуют импульсы со значениями задержек из таблицы 3.3. Однако детальный анализ рисунка 3.8а показал, что задержки каждого дополнительного импульса равны среднему арифметическому значению задержек двух других импульсов. Так, задержка импульса 2 равна среднему арифметическому задержек импульсов 1 и 3; импульса 3 – 2 и 5; импульса 4 – 1 и 8; импульса 6 – 3 и 8; импульса 7 – 5 и 10; импульса 8 – 4 и 12; импульса 9 – 5 и 13; импульса 10 – 8 и 11; импульса 11 – 9 и 14; импульса 13 – 9 и 16; импульса 14 – 12 и 15; импульса 15 – 14 и 16. Импульсы 1, 5, 12 и 16 являются основными.

Амплитуда напряжения на выходе зеркально-симметричной МЛ для всех схем определяется амплитудой импульса из первой группы с задержкой t_4 . Примечательно, что для реализации такой схемы потребуется не 6, а всего 2 резистора на концах пассивных проводников. Также в отличие от структуры из 4-х полувитков, вход и выход находятся на разных концах отрезка, что может быть полезно на практике.

3.3 Линия из 2-х последовательно соединенных полувитков

Дальнейший анализ эквивалентной схемы зеркально-симметричного МФ позволяет выделить отдельную группу зеркально-симметричных МЛ, в которых сигнал проходит от генератора до нагрузки длину равную $2l$, т.е. по 2 последовательно соединенным полувиткам, при этом на концах 2-х оставшихся проводников подключены резисторы.

В таком случае возможно 3 варианта соединения полувитков. Их схемы, когда полувитками являются пары проводников, расположенных сверху (соединены проводники 1 и 2), сбоку (соединены проводники 1 и 3) и диагонально (соединены проводники 1 и 4) (см. поперечное сечение на рисунке 2.1а), представлены на рисунке 3.10).

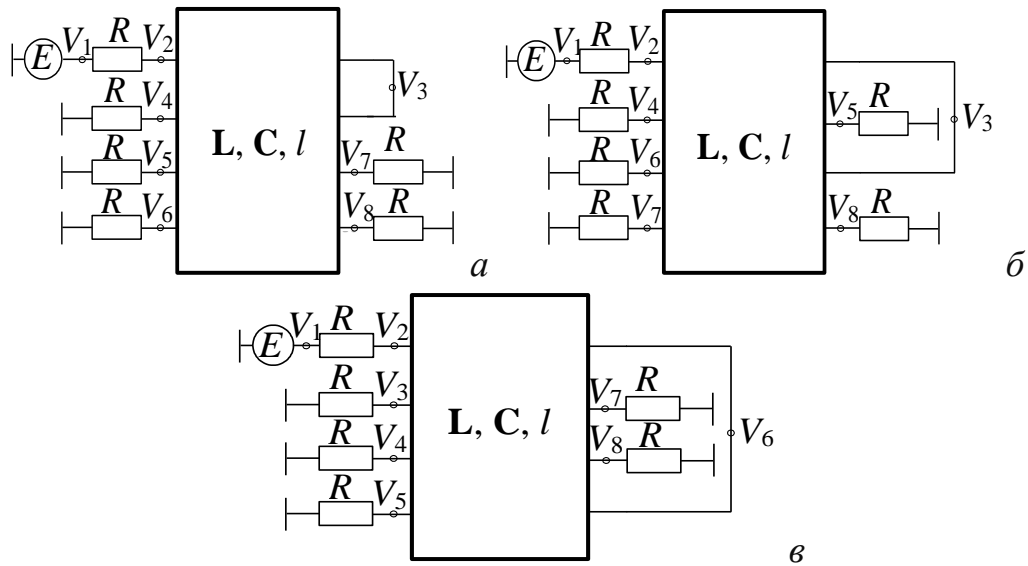


Рисунок 3.10 – Схемы соединения из 2-х полувитков: 1 (а), 2 (б) и 3 (в)

Построение геометрической модели поперечного сечения с оптимальными значениями параметров ($s=510$ мкм, $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$), а также вычисление временного отклика, выполнены аналогично подразделу 3.1. В результате моделирования получены формы напряжений на выходе (узлы V_4 , V_6 и V_5 на рисунках 3.10а, б и в соответственно), приведенные на рисунке 3.11.

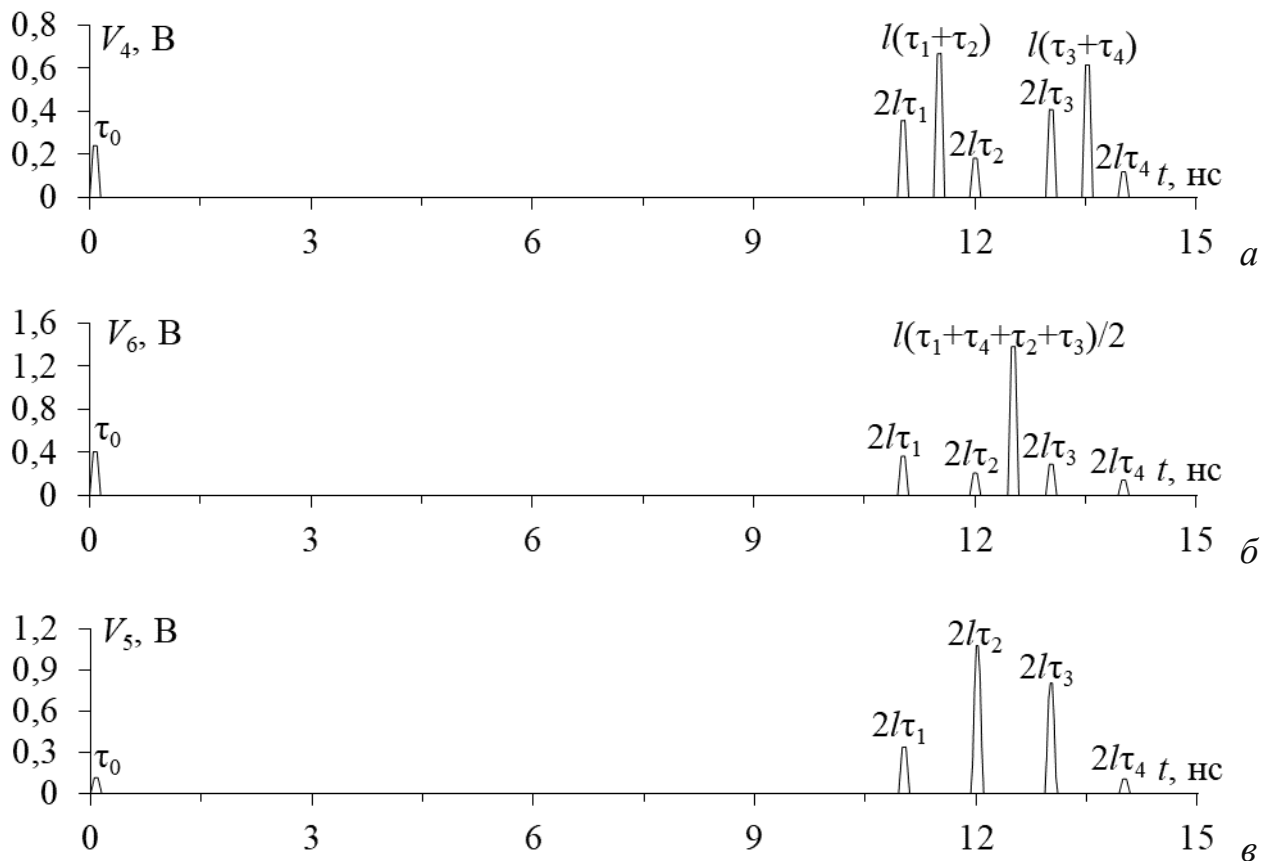


Рисунок 3.11 – Формы напряжения на выходе схем 1 (а), 2 (б) и 3 (в) при $l=1$ м

На полученных формах напряжения наблюдаются импульсы, задержки которых равны двойным задержкам четырёх мод. Примечательно наличие дополнительных импульсов с другими значениями задержек. Однако можно предположить, что дополнительных импульсов больше, но они приходят почти одновременно с основными в силу частичной симметрии. Для схемы 2 это подтверждается возрастанием амплитуды импульса между импульсами мод 2 и 3, а для схемы 3 – самих импульсов мод 2 и 3. Для подтверждения данного предположения, для схем 2 и 3 значение l увеличено от 1 до 8 м. Фрагменты временных откликов на выходе схем 2 и 3 приведены на рисунке 3.12.

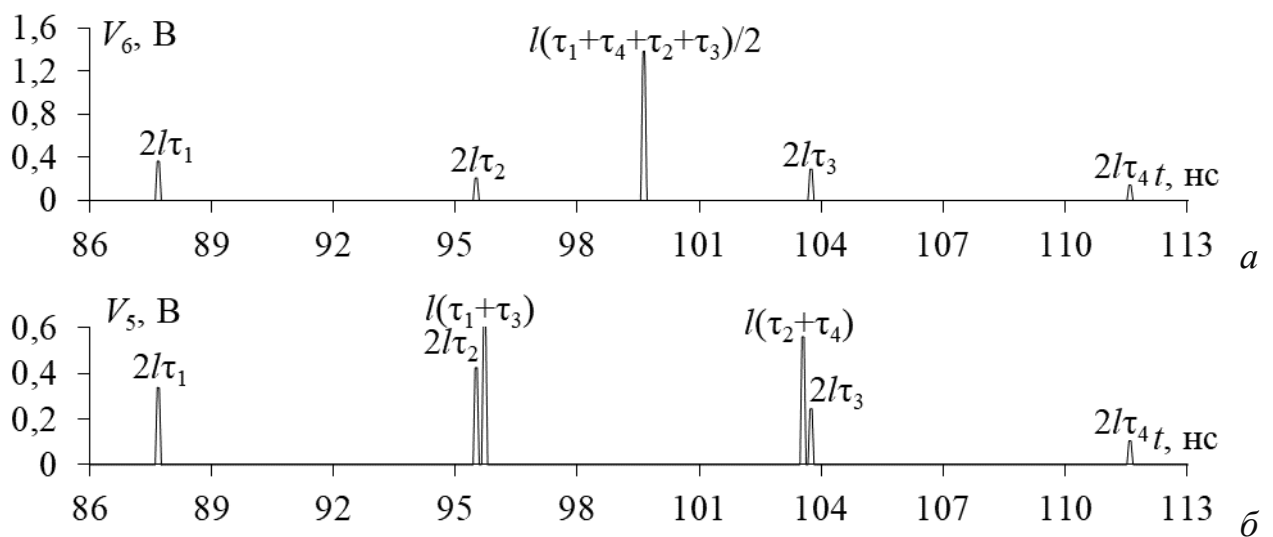


Рисунок 3.12 – Формы напряжения на выходе схем 2 (а) и 3 (б) при $l=8$ м

Результаты моделирования подтверждают предположение о наличии дополнительных импульсов в схеме 3, тогда как для схемы 2 не удалось раздвинуть импульсы с помощью увеличения длины линии из-за выравненных временных интервалов между импульсами разложения в зеркально-симметричном МФ. Попробуем изменить параметры поперечного сечения структуры для схемы 2, введя асимметрию посредством уменьшения лицевой связи между проводниками: $s=510$ мкм, $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $\epsilon_r=4,5$ – неизменные, а значение h увеличено с 500 мкм до 1000 мкм. Формы напряжения на выходе схемы 2 приведены на рисунке 3.13. Как видно, дополнительных импульсов стало 2.

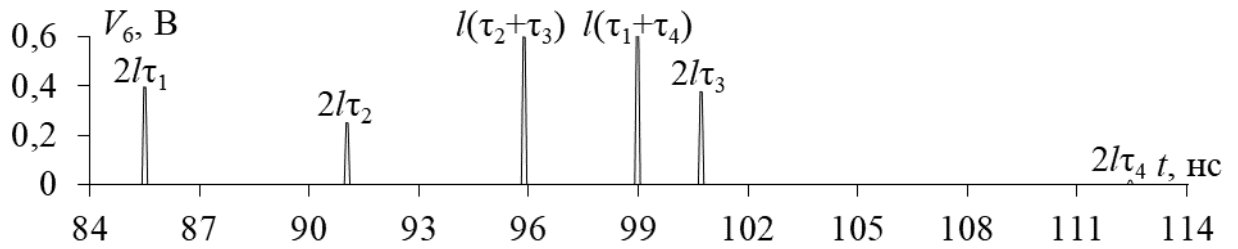


Рисунок 3.13 – Формы напряжения на выходе схемы 2 при $h=1000$ мкм и $l=8$ м

Для удобства, в таблице 3.4 приведены значения погонных задержек мод 1–4, умноженные на 1, 2 и 16, так как задержки импульсов на выходе зеркально-симметричной МЛ пропорциональны 2 погонным задержкам для $l=1$ м и 16 – для $l=8$ м. Из рисунка 3.13 видно наличие дополнительных импульсов в схеме 2.

Таблица 3.4 – Значения погонных задержек мод (нс/м) для мод 1–4, умноженные на 1, 2, 16

Множитель	1	2	3	4
1	5,4698	5,9591	6,4746	6,9687
2	10,9398	11,9183	12,9493	13,9376
16	87,5168	98,3456	103,5936	111,4992
16 ($h=1000$ мкм)	85,4332	90,9643	100,6443	112,3761

Из анализа рисунков 3.11–3.13 и таблицы 3.4 следует, что задержки дополнительных импульсов равны умноженному на l среднему арифметическому значению удвоенным погонных задержек или просто сумме двух погонных задержек мод в разных вариантах. Так, для схемы 1 эти задержки равны $l(2\tau_1+2\tau_2)/2=l(\tau_1+\tau_2)=11,4289$ нс и $l(2\tau_3+2\tau_4)/2=l(\tau_3+\tau_4)=13,4433$ нс, для схемы 2 – $l(2\tau_1+2\tau_4)/2=l(\tau_1+\tau_4)=12,4385$ нс и $l(2\tau_2+2\tau_3)/2=l(\tau_2+\tau_3)=12,4337$ нс, а для схемы 3 – $l(2\tau_1+2\tau_3)/2=l(\tau_1+\tau_3)=11,9444$ нс и $l(2\tau_2+2\tau_4)/2=l(\tau_2+\tau_4)=12,9278$ нс. Но из-за симметрии задержки дополнительных импульсов могут совпадать между собой (как в схеме 2) или с основными (как в схеме 3). Что касается ослабления в рассмотренных случаях, то наименьшая амплитуда (0,661 В) получена для схемы 1 и определяется именно амплитудой дополнительных импульсов. Примечательно, что она почти такая же, как у зеркально-симметричного МФ (0,625 В). Между тем здесь требуется не 6, а 4 резистора на концах пассивных проводников.

3.4 Линия из 2-х отдельных витков с перемычкой на одном конце

При определенном соединении проводников на одном конце зеркально-симметричного МФ с помощью 2-х перемычек, можно создать зеркально-симметричную МЛ. Тогда получится устройство, отличающееся от исходного тем, что проводники соединены между собой попарно на одном конце: на одном слое (1-2 и 3-4); на разных слоях (1-3 и 2-4); диагонально (1-4 и 2-3). Выполнено квазистатическое моделирование, аналогично подразделу 3.1, 3-х схем соединения полувитков (рисунок 3.14) с оптимальными значениями параметров, выбор которых обеспечивает равенство интервалов времени между вторым и пятым импульсами разложения и минимизацию амплитуды сигнала на выходе линии.

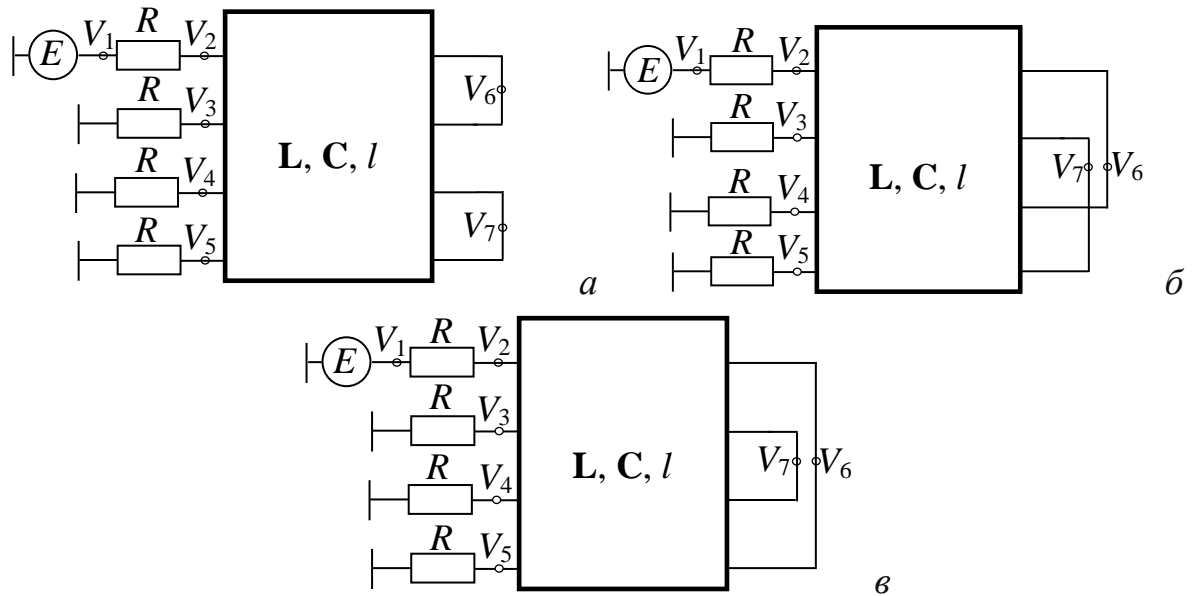


Рисунок 3.14 – Схемы соединения из 2-х отдельных витков: 1 (а), 2 (б) и 3 (в)

На рисунке 3.15 показаны формы выходного напряжения для трех схем зеркально-симметричной МЛ. Амплитуды импульсов, их задержки и временные интервалы между ними сведены в таблицу 3.5.

Таблица 3.5 – Параметры импульсов для трех эквивалентных схем зеркально-симметричной МЛ

Параметр	U_0 , В	U_1 , В	U_2 , В	U_3 , В	U_4 , В	$2l\tau_1$, нс	$2l\tau_2$, нс	$2l\tau_3$, нс	$2l\tau_4$, нс
Схема 1	0,240	0,630	0,595	0,617	0,572	10,951	11,929	12,959	13,940
Схема 2	0,406	0,630	0,595	0,617	0,572	10,951	11,929	12,959	13,940
Схема 3	0,114	0,630	0,595	0,617	0,572	10,951	11,929	12,959	13,940

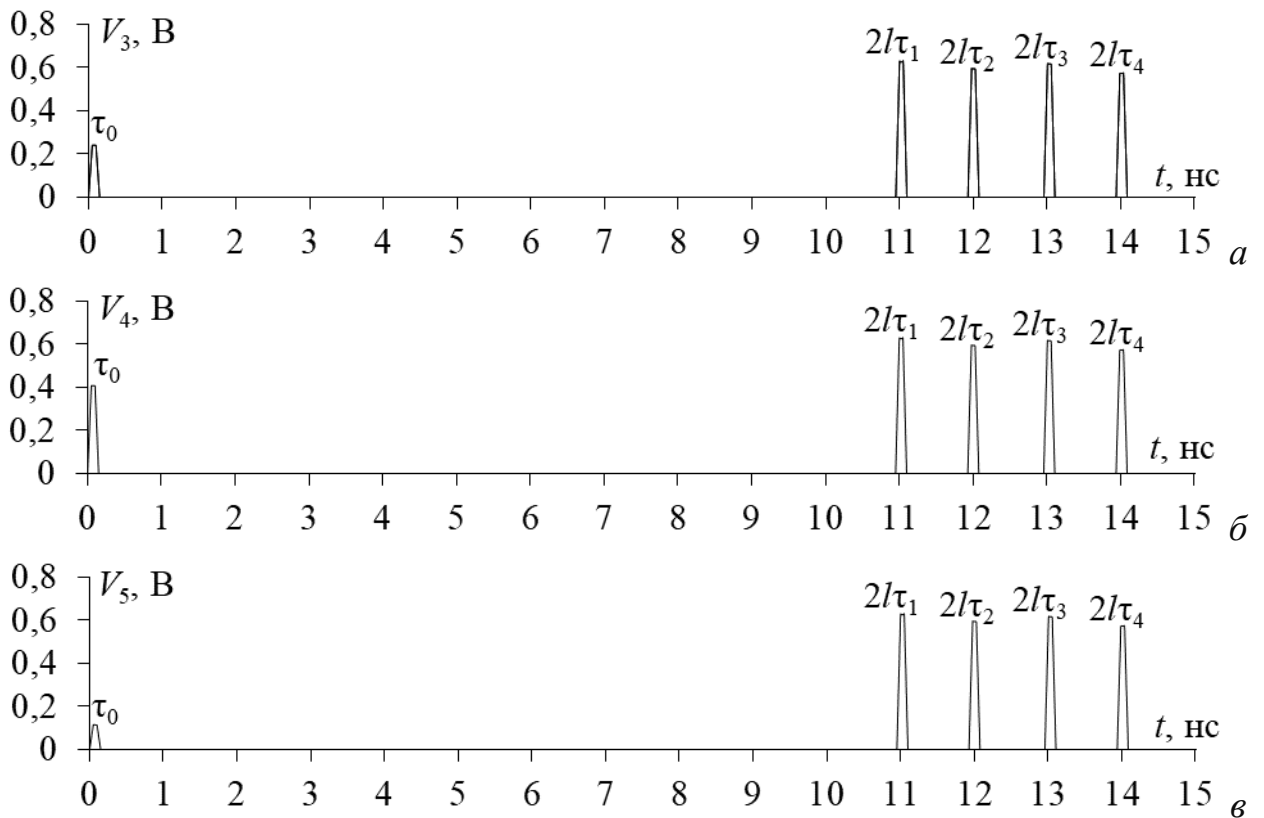


Рисунок 3.15 – Формы напряжения на выходе схем 1 (а), 2 (б) и 3 (в) при $l=1$ м

Из анализа результатов моделирования зеркально-симметричной МЛ из двух отдельных витков следует, что данная линия способна разложить СКИ на 4 импульса с задержками $2l\tau_1, 2l\tau_2, 2l\tau_3, 2l\tau_4$ (2 прохода вдоль МЛ от входа до выхода), временные интервалы между которыми равны $\Delta t_1=0,977$ нс, $\Delta t_2=1,030$ нс и $\Delta t_3=0,981$ нс. Импульс с нулевой задержкой является перекрестной наводкой на ближнем конце линии. Амплитуды импульсов разложения попарно равны (U_1 и U_3 ; U_2 и U_4). Максимальная (U_1) равна 0,63 В, т.е. около 25% от половины ЭДС.

Кроме того, в этой зеркально-симметричной МЛ наблюдаются близкие значения интервалов времени между импульсами разложения. Однако их значения увеличены в 2 раза по сравнению с зеркально-симметричным МФ, что позволяет разложить СКИ в 2 раза большей длительности.

Параметры поперечного сечения и длина МЛ обеспечивают условие

$$t_{\Sigma} < 2l \min / \Delta \tau_i, \quad i=1, 2, 3. \quad (3.1)$$

Выполнение условия (3.1) обеспечивает разложение исходного импульса на импульсы мод. Минимальное значение разности задержек импульсов составляет

0,977 нс, следовательно, полное разложение СКИ длительностью t_{Σ} в отрезке данной линии передачи длиной l возможно при условии

$$t_{\Sigma}/l < 0,977 \text{ нс/м.} \quad (3.2)$$

Учитывая условия (3.1) и (3.2), при указанных значениях параметров МЛ максимальная длительность полностью разлагаемого сигнала t_{Σ} при длине линии 1 м будет около 1 нс.

Таким образом, показана возможность модального разложения СКИ в трех вариантах зеркально-симметричной МЛ из 2-х отдельных витков, в которой проводники соединены между собой попарно на одном конце. Важно отметить, что такая МЛ требует лишь 2 резистора, тогда как аналогичный МФ – 6. Результаты показали улучшение характеристик по сравнению с аналогичным МФ, а именно удвоенные интервалы времени между импульсами разложения. Примечательно, что такую структуру можно использовать и при МР, т.е. когда один виток относится к резервируемой цепи, а другой – к резервной.

3.5 Линия из 2-х отдельных витков с перемычкой на разных концах

Анализ зеркально-симметричных МЛ позволяет выделить в отдельную группу схемы из двух отдельных витков, где каждый виток состоит из двух проводников (полувитков), соединенных между собой перемычкой на разных концах МЛ. В таком случае проводники могут быть попарно соединены между собой на конце тремя способами (см. поперечное сечение, рисунок 2.2): на одном слое (1-2 на дальнем конце и 3-4 на ближнем конце); на разных слоях (1-3 на дальнем конце и 2-4 на ближнем конце); диагонально (1-4 на дальнем конце и 2-3 на ближнем конце). Выполнено квазистатическое моделирование, аналогично подразделу 3.1, 3-х схем соединения полувитков (рисунок 3.16) с оптимальными значениями параметров.

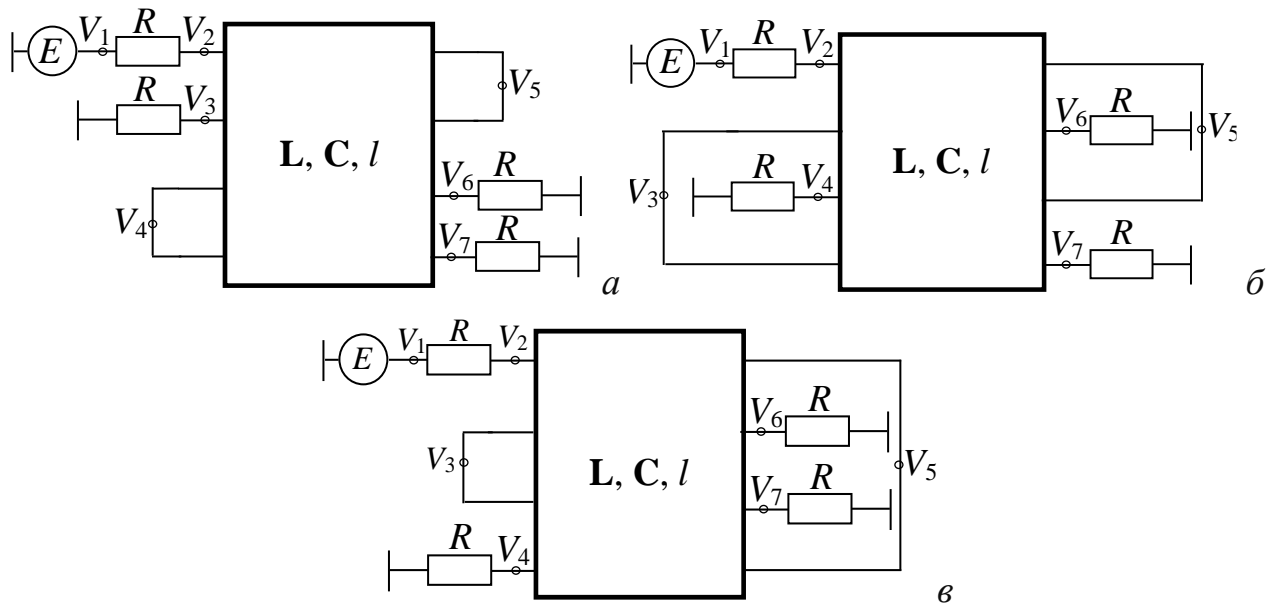


Рисунок 3.16 – Схемы соединения из 2-х отдельных витков с перемычкой на разных концах линии: 1 (а), 2 (б) и 3 (в)

Полученные формы напряжений на выходе (V_3 на рисунке 3.16а), V_4 на рисунках 3.16б и в приведены на рисунке 3.17.

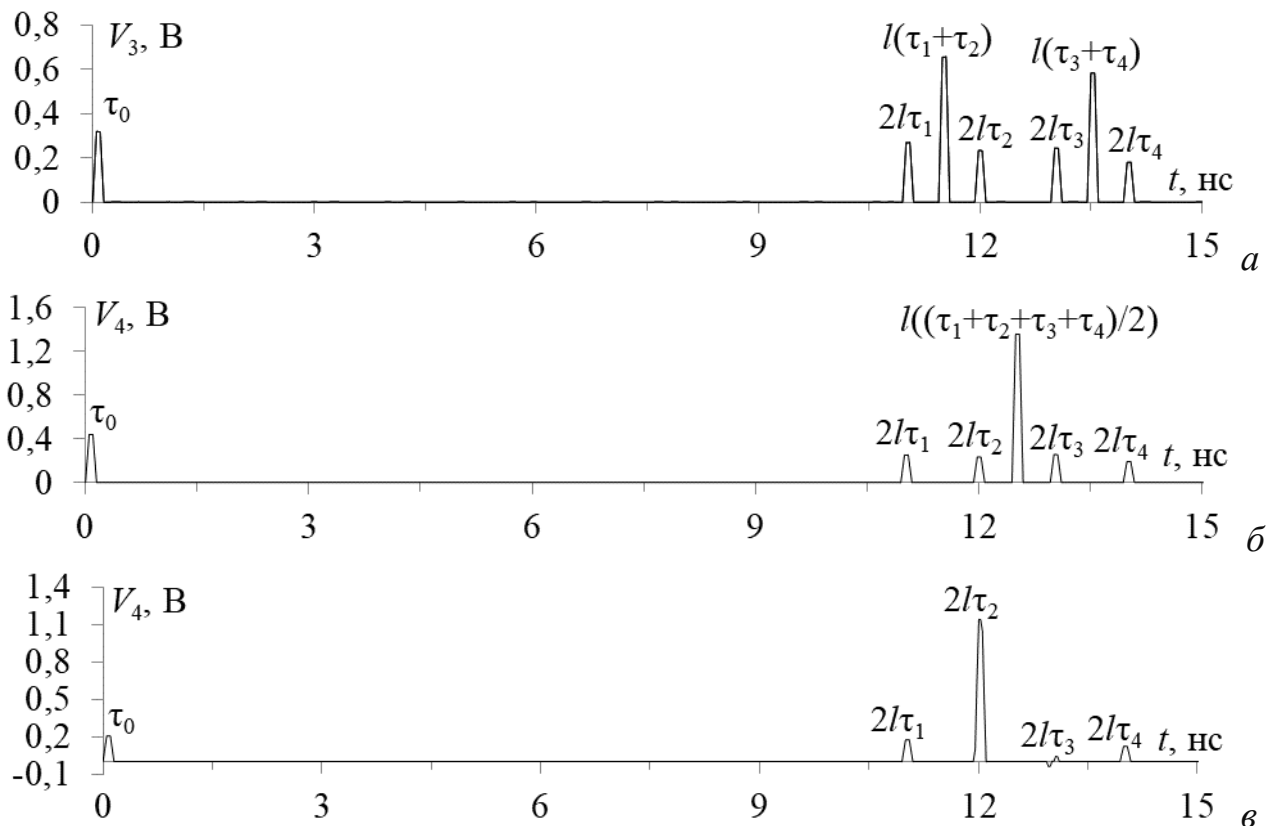


Рисунок 3.17 – Формы напряжения на выходе схем 1 (а), 2 (б) и 3 (в) при $l=1$ м

На полученных формах напряжения наблюдается группа импульсов, задержки которых равны двум задержкам мод, в которой обнаружены

дополнительные импульсы с другими значениями задержек. В явном виде это показано только для схемы 1 (рисунок 3.17а). Однако можно предположить, что дополнительные импульсы существуют и для схем 2 и 3, но приходят почти одновременно с основными. Для схемы 2 это подтверждается возрастанием суммарной амплитуды импульса между импульсами мод 2 и 3, а для схемы 3 – самого импульса моды 2. Для дополнительного подтверждения данного предположения, для схем 2 и 3 введем асимметрию посредством уменьшения лицевой связи между проводниками. Для этого увеличим значение h с 500 мкм до 1000 мкм. Фрагменты временных откликов на выходе схем 2 и 3 приведены на рисунке 3.18.

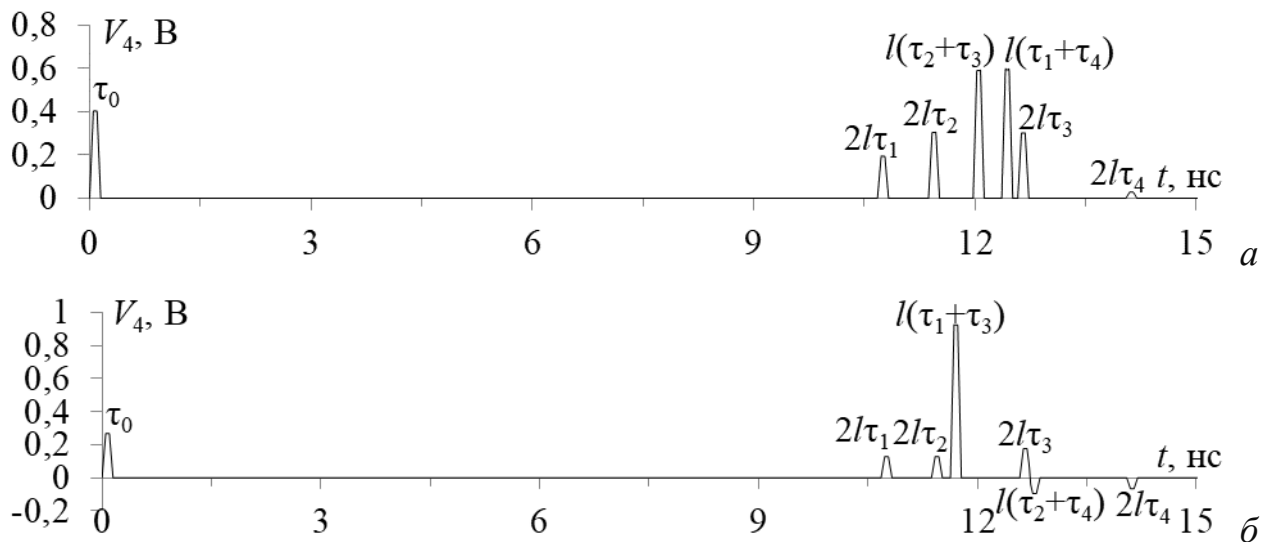


Рисунок 3.18 – Формы напряжения на выходе схем 2 (а) и 3 (б) при $h=1000$ мкм

В таблице 3.6 приведены значения погонных задержек мод 1–4, умноженные на 1 и 2, так как задержки импульсов на входе и выходе зеркально-симметричной МЛ кратны двум погонным задержкам для $l=1$ м и $h=500$ и 1000 мкм.

Таблица 3.6 – Значения погонных задержек мод (нс/м) для мод 1–4, умноженные на 1 и 2

Множитель	1	2	3	4
1	5,47587	5,96472	6,47973	6,97027
2	10,9517	11,9294	12,9595	13,9405
2 ($h=1000$ мкм)	10,6792	11,3705	12,5805	14,047

Из анализа таблицы 3.6 и рисунков 3.17–3.18 видно, что задержки дополнительных импульсов равны умноженной на l сумме двух погонных

задержек мод в разных вариантах. Так, для схемы 1 эти задержки равны $l(\tau_1+\tau_2)=11,4405$ нс и $l(\tau_3+\tau_4)=13,45$ нс, для схемы 2 – $l(\tau_2+\tau_3)=11,9755$ нс и $l(\tau_1+\tau_4)=12,3631$ нс, а для схемы 3 – $l(\tau_1+\tau_3)=11,62985$ нс и $l(\tau_2+\tau_4)=12,72375$ нс. Но из-за симметрии задержки дополнительных импульсов могут совпадать между собой (как в схеме 2) или с основными (как в схеме 3).

Таким образом, показана возможность разложения СКИ в зеркально-симметричной МЛ из двух отдельных витков с перемычкой на разных концах линии. Такая конфигурация устройства защиты позволяет разложить СКИ на 7 импульсов меньшей амплитуды: первый импульс (τ_0) – перекрестная наводка на ближнем конце линии, второй-пятый импульсы – последовательность из основных четырех импульсов ($2l\tau_1, 2l\tau_2, 2l\tau_3, 2l\tau_4$) и еще два дополнительных импульса со значениями задержек, которые равны умноженному на l среднему арифметическому двух погонных задержек мод линии (или просто их сумме). Максимальная амплитуда на выходе зеркально-симметричной МЛ для всех схем определяется именно амплитудой дополнительных импульсов, что является новым ресурсом для оптимизации.

Примечательна схема 1, на выходе которой получена последовательность импульсов с почти такими же значениями максимальной амплитуды (0,6573 В) и временных интервалов ($\approx 0,488$ нс/м) как у зеркально-симметричного МФ (0,625 В и 0,5 нс/м соответственно). Что касается длительности разлагаемого входного сигнала (или его части), которая должна быть не больше минимальной разности задержек мод МФ, а с учетом дополнительных импульсов – даже половины этого значения (так как между основными импульсами появляется дополнительный), то в данной схеме минимальное значение $\Delta\tau$ равно 0,48 нс/м. Таким образом, в отрезке линии передачи длиной $l=1$ м полное разложение СКИ длительностью t_{Σ} возможно при таком же условии, как и у зеркально-симметричного МФ. Между тем здесь требуется не 6, а 2 резистора.

3.6 Линия с соединенными на одном конце 3-мя проводниками

Рассмотрены 2 схемы соединения (рисунок 3.19) зеркально-симметричной МЛ длиной $l=1$ м, в которой 3 проводника соединены на одном конце. На концах оставшегося проводника подключены резисторы 50 Ом. Выполнено квазистатическое моделирование исследуемых схем с оптимальными значениями параметров аналогично подразделу 3.1. Полученные формы напряжений на выходе схемы 1 (V_3 и V_4 на рисунке 3.19а) представлены на рисунке 3.20, а схемы 2 (V_4 и V_5 на рисунке 3.19б) – на рисунке 3.21.

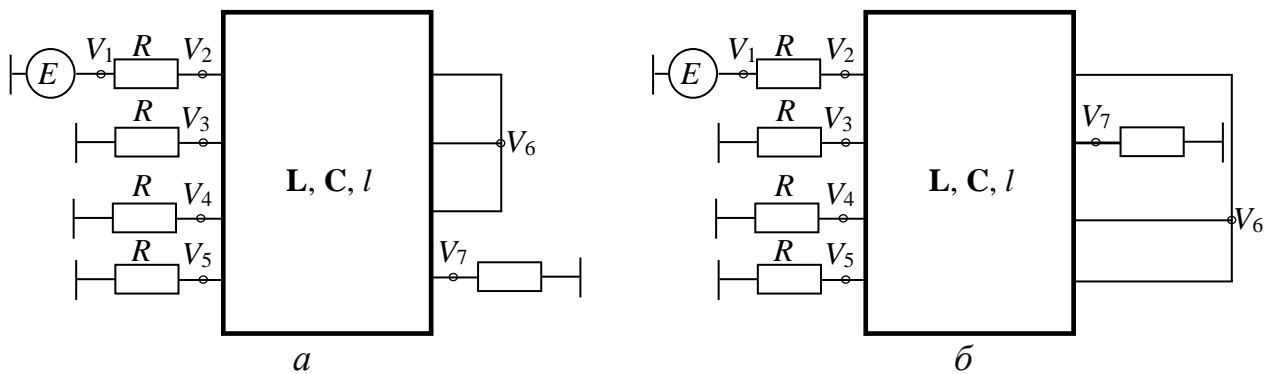


Рисунок 3.19 – Схемы соединения исследуемых МЛ: 1 (а) и 2 (б)

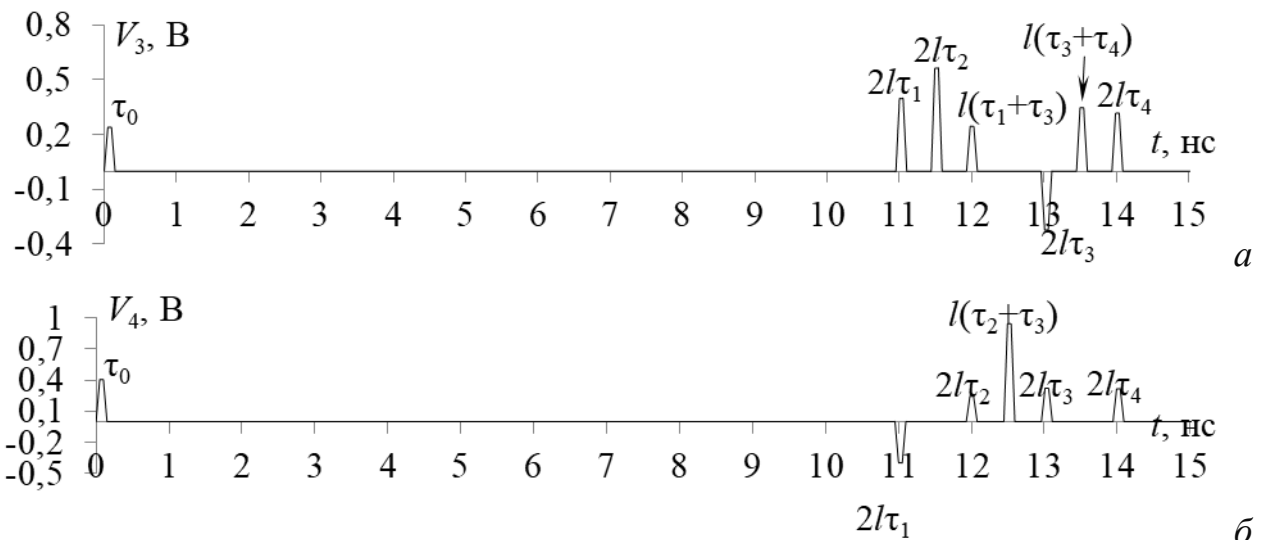
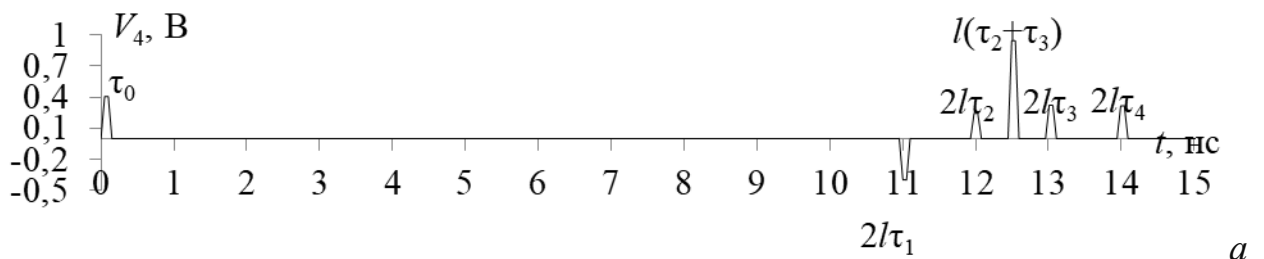


Рисунок 3.20 – Формы напряжения на выходе схемы 1: узел V_3 (а) и узел V_4 (б)



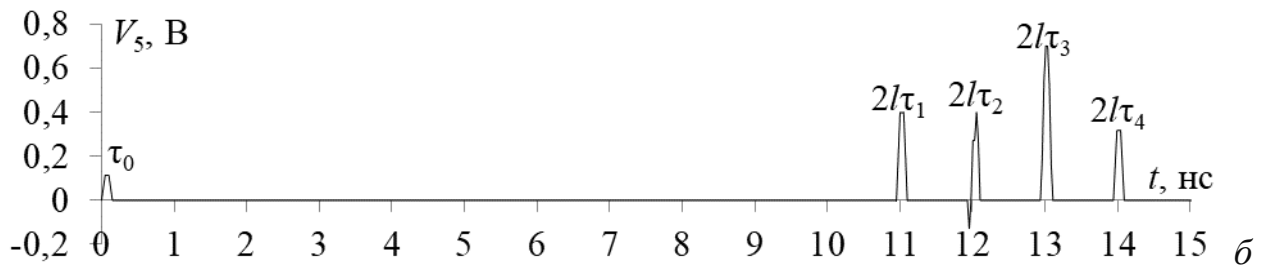
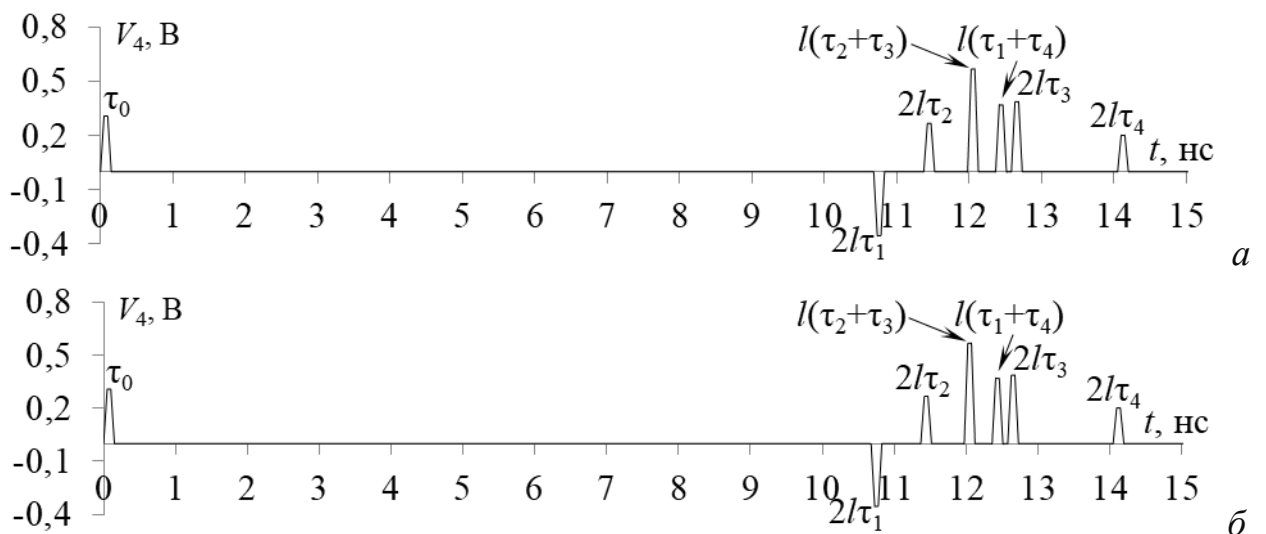


Рисунок 3.21 – Формы напряжения на выходе схемы 2: узел V_4 (а) и узел V_5 (б)

На рисунках 3.20 и 3.21 видно появление среди основных импульсов, задержки которых равны умноженной на l двукратной погонной задержке моды, дополнительных импульсов, задержки которых отличаются. В явном виде это видно только для схемы 1 в узле V_3 . Можно предположить, что дополнительные импульсы существуют и для схемы 2 в узле V_5 , но они приходят почти одновременно с основными. Данное предположение основывается на оценке форм импульсов мод 2 и 3, поскольку ее отличие от трапецевидной говорит о возможном наложении разных импульсов. Также для схем 1 (узел V_4) и 2 (узел V_4) реальное количество дополнительных импульсов может быть больше наблюдаемых при моделировании. Это подтверждается возрастанием амплитуды дополнительного импульса между импульсами мод 2 и 3. Для подтверждения вычислен временной отклик с увеличением значения h до 1000 мкм, вследствие чего уменьшается лицевая связь между проводниками и нарушается равенство интервалов времени между импульсами мод (рисунок 3.22).



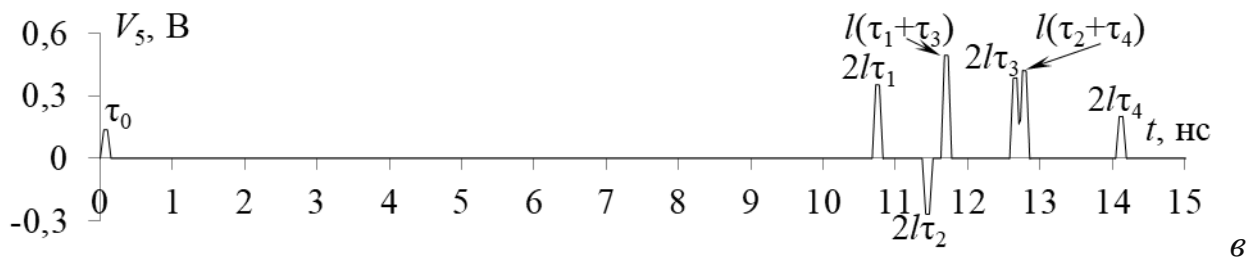


Рисунок 3.22 – Формы напряжения на выходе схем:

1, узел V_4 (а) и 2, узлы V_4 (б) и V_5 (в) при $h=1000$ мкм

В таблице 3.7 приведены значения погонных задержек мод 1–4, умноженные на 1 и 2, так как задержки импульсов на входе и выходе зеркально-симметричной МЛ кратны двум погонным задержкам для $l=1$ м и $h=500$ и 1000 мкм.

Таблица 3.7 – Значения погонных задержек мод (нс/м) для мод 1–4, умноженные на 1 и 2

Множитель	1	2	3	4
1 ($h=500$ мкм)	5,47587	5,96472	6,47973	6,97027
2 ($h=500$ мкм)	10,9517	11,9294	12,9595	13,9405
1 ($h=1000$ мкм)	5,33958	5,68527	6,29027	7,02351
2 ($h=1000$ мкм)	10,6792	11,3705	12,5805	14,047

Из анализа таблицы 3.7 и рисунков 3.20–3.22 следует, что задержки дополнительных импульсов равны умноженному на l среднему арифметическому значению удвоенных погонных задержек двух мод (или просто сумме погонных задержек) в разных вариантах. Так, для схемы 1 (узлы V_3 и V_4) эти задержки равны $l(\tau_1+\tau_3)=11,955$ нс/м; $l(\tau_3+\tau_4)=13,45$ нс/м и $l(\tau_2+\tau_3)=11,975$ нс/м; $l(\tau_1+\tau_4)=12,363$ нс/м соответственно. Для схемы 2 (узлы V_4 и V_5) – $l(\tau_2+\tau_3)=11,975$ нс/м; $l(\tau_1+\tau_4)=12,36$ нс/м и $l(\tau_1+\tau_3)=11,625$ нс/м; $l(\tau_2+\tau_4)=12,708$ нс/м соответственно. Но из-за симметрии задержки дополнительных импульсов могут совпадать между собой (как в схемах 1 и 2, узлы V_4) или с основными (как в схеме 2, узел V_5). Кроме того, в отличие от предыдущих МЛ в данной линии, которая является разветвителем (один вход и два выхода), в том числе делится и полезный сигнал.

3.7 Линия с соединенными на одном конце проводниками

Исследуется возможность разложения СКИ в зеркально-симметричной МЛ, в которой все 4 проводника соединены на одном конце (рисунок 3.23). Выполнено квазистатическое моделирование схемы с оптимальными значениями параметров аналогично подразделу 3.1. Формы напряжений на выходах МЛ (узлы V_3 , V_4 и V_5) представлены на рисунке 3. Результаты моделирования зеркально-симметричной МЛ сведены в таблицу 3.8.

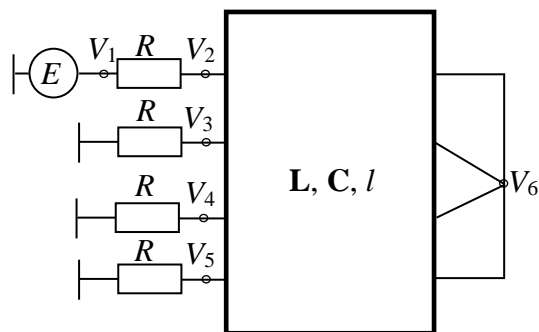


Рисунок 3.23 – Схема соединения исследуемой МЛ

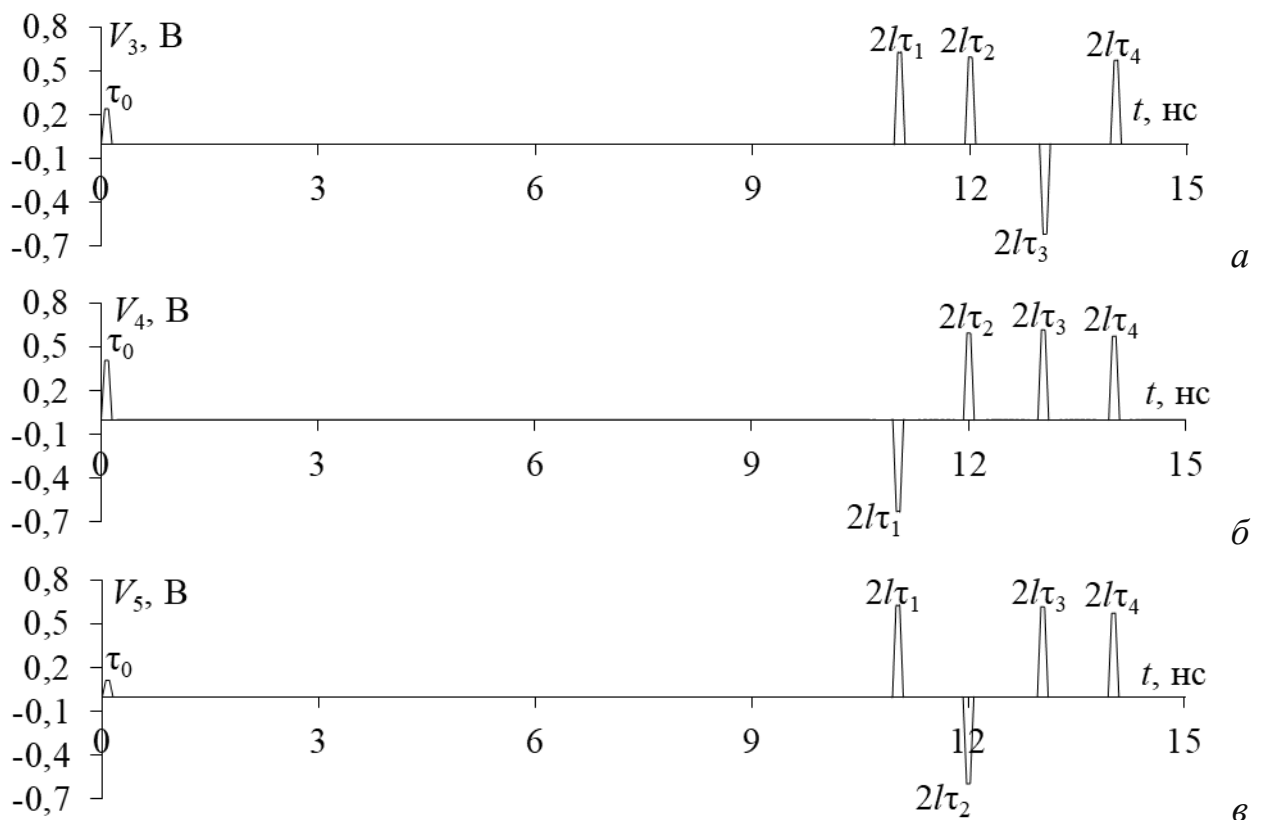


Рисунок 3.24 – Формы напряжения на выходе в узлах V_3 (а), V_4 (б) и V_5 (в)

Таблица 3.8 – Параметры зеркально-симметричной МЛ

Узел	$U_0, \text{В}$	$U_1, \text{В}$	$U_2, \text{В}$	$U_3, \text{В}$	$U_4, \text{В}$	$\Delta t_1, \text{нс}$	$\Delta t_2, \text{нс}$	$\Delta t_3, \text{нс}$
V_3	0,23956	0,63018	0,595582	-0,61775	0,57269	0,9777	1,0301	0,981
V_4	0,40658	-0,63020	0,595601	0,617778	0,57209	0,9777	1,0301	0,981
V_5	0,11395	0,63016	-0,59556	0,617744	0,57267	0,9777	1,0301	0,981

Из рисунка 3.24 видно, что исследуемая структура способна разложить СКИ на 5 импульсов меньшей амплитуды: первый импульс с задержкой τ_0 – перекрестная наводка на ближнем конце линии, а второй-пятый импульсы с задержками $2l\tau_1-2l\tau_4$ – последовательность из основных четырех импульсов, один из которых имеет отрицательную полярность и свою задержку для каждого выхода. Максимальное значение выходного напряжения определяется амплитудой первого импульса (0,63 В), что в 4 раза меньше половины ЭДС и незначительно больше максимального выходного напряжения, полученного при моделировании зеркально-симметричного МФ (0,625 В). Кроме того, временные интервалы между импульсами разложения увеличены в 2 раза по сравнению с зеркально-симметричным МФ, что позволит разложить СКИ в 2 раза большей длительности, при полном отсутствии резисторов на всех концах линии. Такое соединение позволит обойтись без резисторов на дальнем конце линии, что повышает надежность и уменьшает затраты. Кроме того, данная МЛ имеет 3 выхода, что делает ее делителем мощности на 3. В связи с чем можно дополнительно рассмотреть варианты ХХ на двух выходах. Тогда не будет потерь мощности полезного сигнала, но из-за отражений, амплитуды импульсов могут увеличиться до 2-х раз.

3.8 Методика выявления дополнительных импульсов во временном отклике структур с модальным разложением

В результате поэтапного моделирования зеркально-симметричных МЛ получено общее представление о возможных условиях появления дополнительных импульсов и на основе этого сформулирована методика их

выявления. В ней содержится 5 основных пунктов, которые могут быть дополнены исходя из характеристик конкретной рассматриваемой структуры:

1. Задать высокое число отсчетов времени на период повторения импульсов. Увеличение этого числа позволит более корректно отобразить временные отклики (без учета нефизичных импульсов из-за грубой дискретизации по времени).

2. Детально оценить формы импульсов разложения. Отличие формы от трапецевидной может свидетельствовать о возможном наложении нескольких импульсов.

3. Увеличить длину структуры или уменьшить длительность воздействия в 5–10 раз. Это позволяет увеличить значения временных интервалов между импульсами разложения.

4. Изменить параметры поперечного сечения. В силу симметрии некоторых структур, задержки дополнительных импульсов могут совпадать как между собой, так и с основными импульсами. Изменение параметров поперечного сечения позволит, в общем случае, изменить связь между активным проводником и пассивным(и) проводником(ами), что может способствовать увеличению временных интервалов между импульсами разложения.

5. Изменить граничные условия на концах пассивных проводников от 50 Ом до КЗ и ХХ на землю или между проводниками.

Важность данной методики заключается в том, что в симметричных структурах или в структурах с оптимальными параметрами поперечного сечения, в некоторых случаях, невозможно пронаблюдать наличие дополнительных импульсов. Однако это актуально, поскольку максимальная амплитуда на выходе рассмотренных структур определяется не только основными импульсами, но и их суперпозицией с дополнительными импульсами. Это является новым ресурсом для оптимизации и, как следствие, для улучшения характеристик таких защитных устройств.

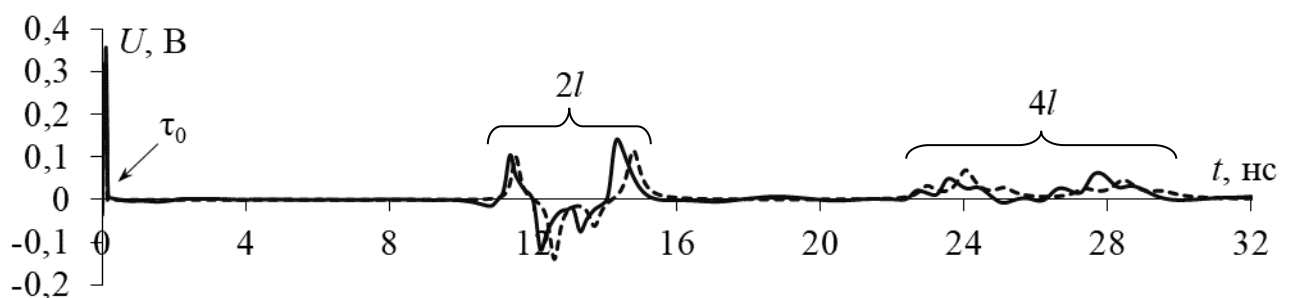
3.9 Экспериментальные исследования зеркально-симметричной меандровой линии

3.9.1 Вычислительный эксперимент

В данном подразделе представлены результаты моделирования 5-и схем зеркально-симметричной МЛ: из 4-х (рисунок 3.1б), 3-х (рисунок 3.6а) и 2-х (рисунок 3.10а) последовательно соединенных полувитков, из 2-х отдельных витков с перемычкой на одном конце линии (рисунок 3.14а). Данные схемы выбраны исходя из результатов вычисления временных откликов, которые показали полное разложение на выходе (без наложения основных и дополнительных импульсов).

При исследовании зеркально-симметричных МЛ выполнялся вычислительный эксперимент: сравнивались результаты квазистатического и электродинамического моделирования временного отклика на воздействие СКИ при $l=1$ м и $R=50$ Ом. Потери в проводниках и диэлектриках учитывались. В качестве воздействия использовался источник ЭДС в форме трапеции с амплитудой 5 В и общей длительностью 0,15 нс (рисунок 2.3). Моделирование выполнялось при оптимальных параметрах поперечного сечения зеркально-симметричного МФ ($s=510$ мкм, $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм.).

Полученные формы напряжений на выходе МЛ из 4-х полувитков представлены на рисунке 3.25. В таблицу 3.9 сведены амплитуды напряжения каждого импульса U_i при квазистатическом и электродинамическом анализе, а также отклонения между ними, вычисленные по (2.1).



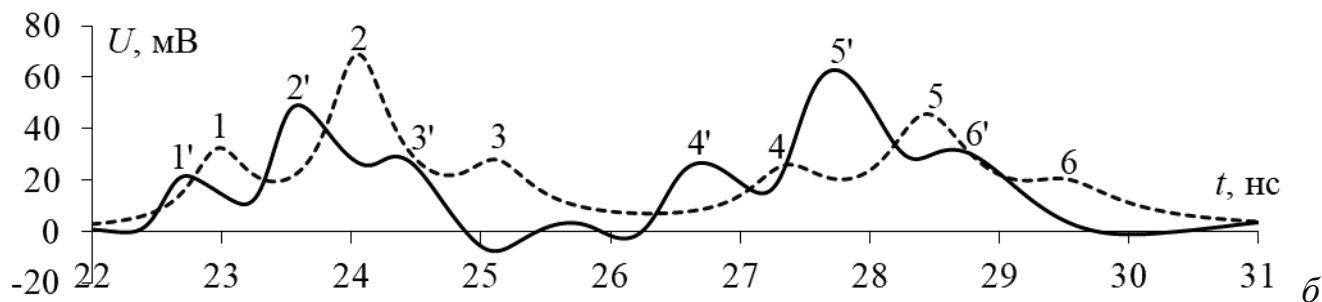


Рисунок 3.25 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричной МЛ из 4-х полувитков (а) и их увеличенный фрагмент (б) при моделировании квазистатическим (---) и электродинамическим (—) подходами

Таблица 3.9 – Амплитуды напряжения импульсов разложения (U_i) при квазистатическом ($i=1-6$) и электродинамическом ($i=1'-6'$) подходах

№ импульса	U_i , мВ		Отклонение, %
	Квазистатика (1–6)	Электродинамика (1'–6')	
1	31,9	21,6	19,25
2	67,4	49,1	15,71
3	27,8	28,8	1,76
4	26,7	26,5	0,37
5	45,1	62,5	16,17
6	20,6	29,8	18,25

На рисунке 3.25а наблюдаются импульс перекрестной наводки с задержкой τ_0 и 2 группы импульсов. В первой группе содержатся импульсы, прошедшие путь длиной $2l$ и наведенные с узла V_4 (см. схему на рисунке 3.1б). Соответственно задержки этих импульсов пропорциональны удвоенным погонным задержкам. Вторая группа состоит из основных импульсов разложения (1, 3, 4, 6 – для квазистатики и 1', 3', 4', 6' – для электродинамики), прошедших всю длину $4l$, их задержки пропорциональны 4 погонным задержкам. Кроме основных, также различимы дополнительные импульсы (2, 5 – для квазистатики и 2', 5' – для электродинамики). Точные значения их задержек определить невозможно из-за наложения фронтов импульсов. Между тем из рисунка 3.25б видно, что дополнительный импульс 2 (2') находится между основными импульсами 1 и 3, а дополнительный импульс 5 (5') – между основными импульсами 4 и 6. Это согласуется с ранее полученными результатами в подразделе 3.1 о том, что задержки дополнительных импульсов равны среднему арифметическому

значению 4-кратных погонных задержек или просто сумме двух удвоенных погонных задержек импульсов мод: $l(4\tau_1+4\tau_3)/2=2l(\tau_1+\tau_3)$ и $l(4\tau_4+4\tau_6)/2=2l(\tau_4+\tau_6)$.

Формы напряжений, полученные на выходе МЛ из 3-х полувитков представлены на рисунке 3.26. В таблицу 3.10 сведены амплитуды напряжения каждого импульса U_i при квазистатическом и электродинамическом анализе, а также отклонения между ними, вычисленные по (2.1).

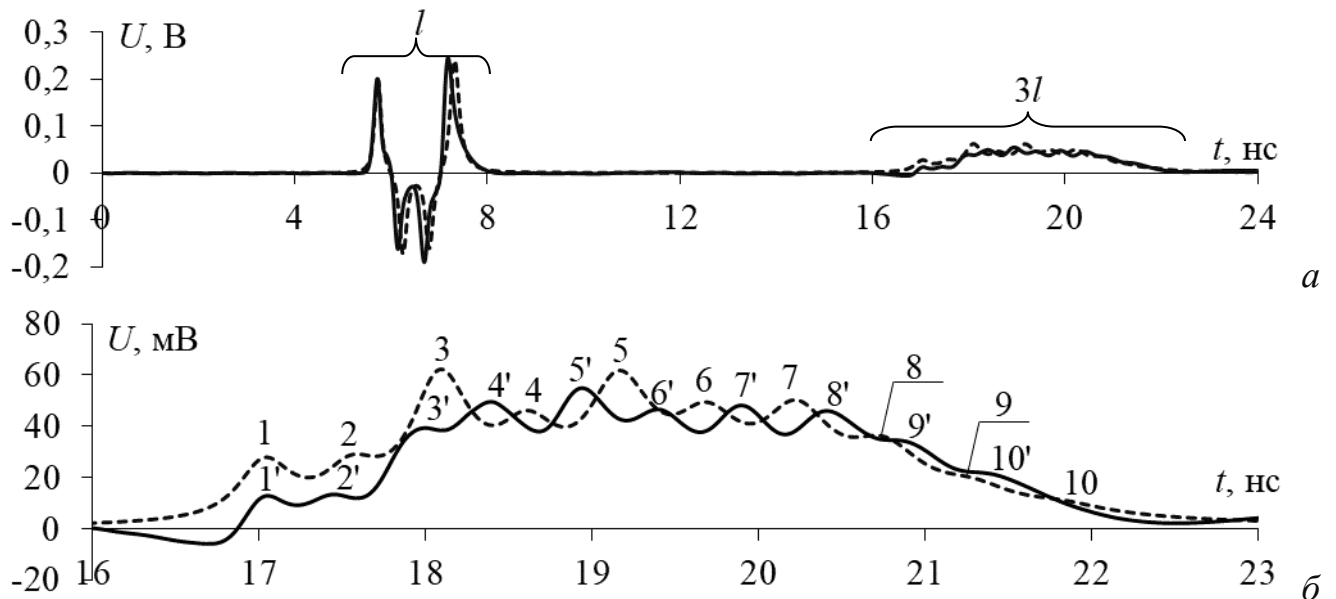


Рисунок 3.26 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричной МЛ из 3-х полувитков (а) и их увеличенный фрагмент (б) при моделировании квазистатическим (---) и электродинамическим (—) подходами

Таблица 3.10 – Амплитуды напряжения импульсов разложения (U_i) при квазистатическом ($i=1-10$) и электродинамическом ($i=1'-10'$) подходах

№ импульса	U_i , мВ		Отклонение, %
	Квазистатика (1–10)	Электродинамика (1'–10')	
1	28,5	12,7	38,3
2	29,6	13,4	37,5
3	62,2	39,4	22,4
4	46,1	48,9	2,94
5	61,7	54,4	6,28
6	49,5	46,3	3,34
7	50,3	47,2	3,17
8	36,4	45,5	19,1
9	19,3	33,2	26,4
10	10,6	20,4	31,6

На рисунке 3.26а наблюдается 2 группы импульсов. Перекрестная наводка с задержкой τ_0 отсутствует, так как вход и выход находятся на разных концах линий. В первой группе содержатся импульсы, прошедшие путь длиной l и наведенные с узла V_5 (см. схему на рисунке 3.6а). Соответственно задержки этих импульсов пропорциональны погонным задержкам. Вторая группа состоит из 10 импульсов, как основных, прошедших всю длину $3l$, так и дополнительных, задержки которых равны среднему арифметическому значению задержек двух других импульсов.

Результаты моделирования МЛ из 2-х полувитков представлены на рисунке 3.27. В таблицу 3.11 сведены амплитуды напряжения каждого импульса U_i при квазистатическом и электродинамическом анализе, а также отклонения между ними, вычисленные по (2.1).

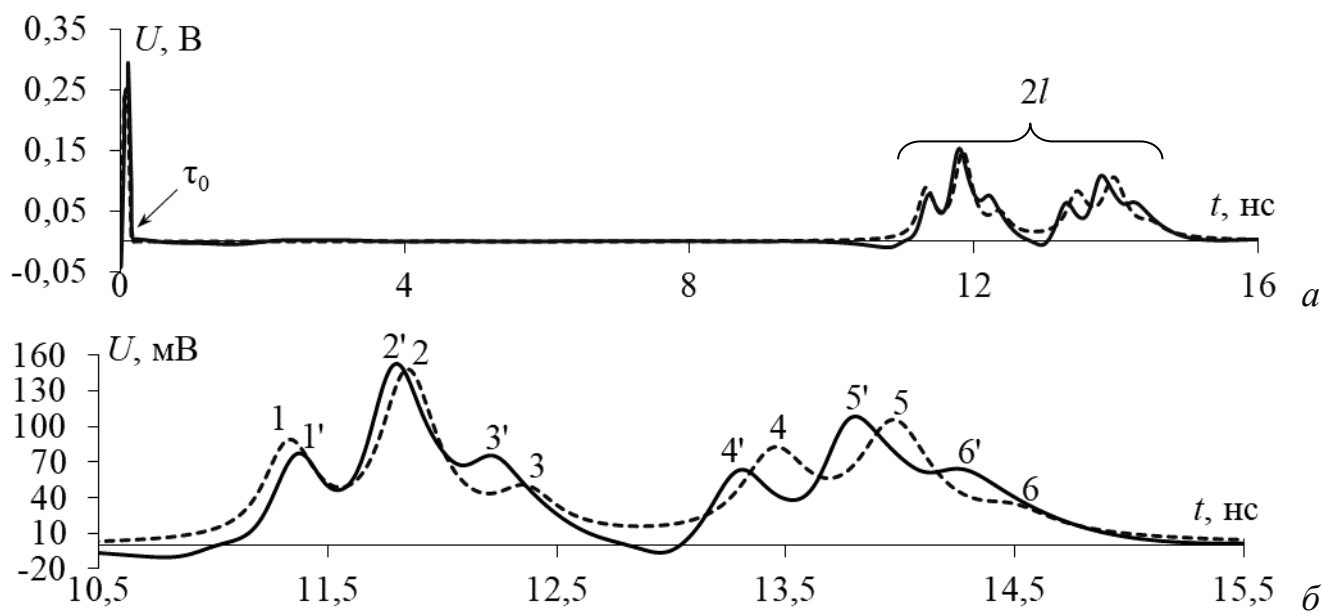


Рисунок 3.27 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричной МЛ из 2-х полувитков (а) и их увеличенный фрагмент (б) при моделировании квазистатическим (---) и электродинамическим (—) подходами

На рисунке 3.27а наблюдаются импульс перекрестной наводки с задержкой τ_0 и группа импульсов, прошедших всю длину $2l$. Их задержки пропорциональны удвоенным погонным задержкам (1, 3, 4, 6 – для квазистатики и 1', 3', 4', 6' – для электродинамики). Кроме основных, также различимы дополнительные импульсы (2, 5 – для квазистатики и 2', 5' – для электродинамики). Анализ рисунка 3.27б

показывает, что дополнительные импульсы находятся по центру между основными, подтверждая, что задержки дополнительных импульсов равны умноженному на длину линии среднему арифметическому значению удвоенных погонных задержек или просто значению суммы двух погонных задержек мод: $l(2\tau_1+2\tau_2)/2=l(\tau_1+\tau_2)$ и $l(2\tau_3+2\tau_4)/2=l(\tau_3+\tau_4)$.

Таблица 3.11 – Амплитуды напряжения импульсов разложения (U_i) при квазистатическом ($i=1-6$) и электродинамическом ($i=1'-6'$) подходах

№ импульса	U_i , мВ		Отклонение, %
	Квазистатика (1–6)	Электродинамика (1'–6')	
1	89,4	75,8	8,23
2	148,6	151,1	0,83
3	50,9	71,3	16,6
4	83,1	62,7	13,9
5	106,2	107,5	0,61
6	35,7	62,4	27,2

Отдельно рассмотрим вариант МЛ из 2-х отдельных витков, квазистатическое моделирование без потерь которого показало отсутствие дополнительных импульсов. Однако анализ также показал, что данная МЛ, из-за того, что СКИ проходит по ней путь от входа до выхода длину $2l$, способна разложить СКИ на 4 импульса, но с удвоенными временными интервалами между ними, по сравнению с зеркально-симметричным МФ. Формы напряжений на выходе МЛ, полученные двумя подходами, представлены на рисунке 3.28. В таблицу 3.12 сведены амплитуды напряжения каждого импульса U_i и отклонения между ними.

Таблица 3.12 – Амплитуды напряжения импульсов разложения (U_i) при квазистатическом ($i=1-4$) и электродинамическом ($i=1'-4'$) подходах

№ импульса	U_i , мВ		Отклонение, %
	Квазистатика (1–4)	Электродинамика (1'–4')	
1	141,4	134,4	2,53
2	116,7	116,3	0,17
3	109,8	100,2	4,57
4	85,1	94,5	5,23

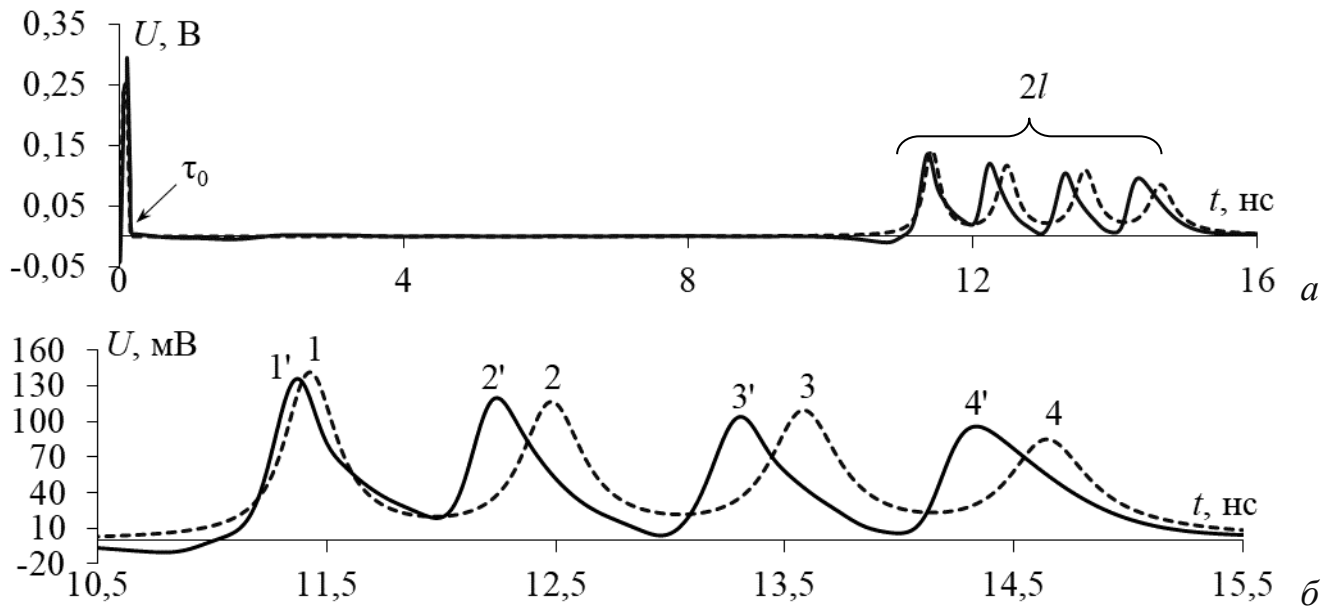


Рисунок 3.28 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричной МЛ из 2-х полувитков (а) и их увеличенный фрагмент (б) при моделировании квазистатическим (---) и электродинамическим (—) подходами

На рисунке 3.28а наблюдаются импульс перекрестной наводки с задержкой τ_0 и группа импульсов, прошедших всю длину $2l$. Из рисунка 3.28б видно, что импульсы, как при электродинамическом, так и при квазистатическом подходах, находятся на одинаковых и удвоенных, по сравнению с откликом зеркально-симметричного МФ на рисунке 2.26, интервалах друг от друга.

Результаты, отраженные в таблицах 3.9–3.12, показали отклонение между некоторыми значениями U_i , вычисленными квазистатическим и электродинамическим подходами. Эти отклонения можно объяснить различием подходов, разным учетом частотной зависимости ϵ_r и $\text{tg}\delta$, а также возможным влиянием потерь на излучение, учитываемых только при электродинамическом анализе. Между тем из рисунков 3.25–3.28 видно, что формы напряжения на выходе согласуются. Значения перекрестной наводки с задержкой τ_0 совпадают. Точная оценка значений погонных задержек импульсов разложения затруднительна из-за частичного наложения импульсов ввиду дисперсии.

Таким образом, результаты сравнения временных откликов, полученных с помощью квазистатического и электродинамического подходов, подтверждают появление дополнительных импульсов, которое раньше было показано только с

помощью квазистатического моделирования без потерь. Показана значимость структур с частичной или полной асимметрией. Из-за того, что некоторые импульсы из последовательности разложения могут включать в себя дополнительные импульсы, возможно дополнительное распределение энергии по времени, и, как следствие, возможна минимизация максимальной из амплитуд импульсов мод.

3.9.2 Натурный эксперимент

В качестве прототипа для проведения измерений используется макет 4-слойного зеркально-симметричного МФ (рисунок 2.63). Устройство состоит из шести в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрическом слое. Проводники 1 и 2 расположены на одной его стороне, а 3 и 4 – зеркально-симметрично на другой. При этом проводники 5 и 6 расположены внутри диэлектрика друг под другом и представляют собой схемную землю. Параметры поперечного сечения (рисунок 2.61): $w = 1,075$ мм, $s = 0,7$ мм, $t = 0,035$ мм, $h_1 = 0,51$ мм, $h = 0,92$ мм.

Исследуются 2 схемы соединения проводников перемычками. Схема 1 – зеркально-симметричная МЛ из 2-х последовательно соединенных полувитков (закорочены перемычкой проводники на дальнем конце на верхнем слое) с резисторами номиналом 50 Ом на концах 2-х оставшихся проводников (рисунок 3.29а). Она выбрана по результатам вычислительного эксперимента, который показал различимое разложение на последовательность из основных и дополнительных импульсов на выходе. Схема 2 – зеркально-симметричная МЛ из 2-х отдельных витков, в которой проводники соединены между собой попарно на дальнем конце на верхнем и нижнем слоях (рисунок 3.29б). При данной схеме дополнительные импульсы отсутствуют, за счет чего основные импульсы более различимы.

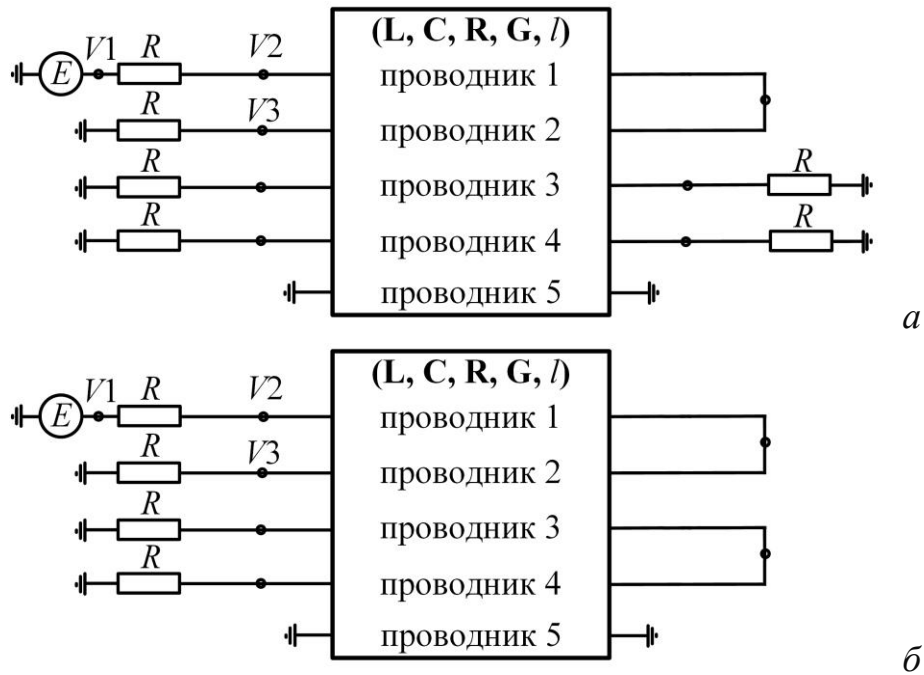


Рисунок 3.29 – Схемы соединения исследуемых МЛ: 1 (а) и 2 (б)

Слои изготовленного макета зеркально-симметричной МЛ представлены на рисунке 3.30. Вход и выход МЛ расположены с левой стороны. При этом перемычки между активным и пассивным проводниками, а также между двумя пассивными проводниками, устанавливались на правой стороне. В исследуемом макете два внутренних слоя идентичны.

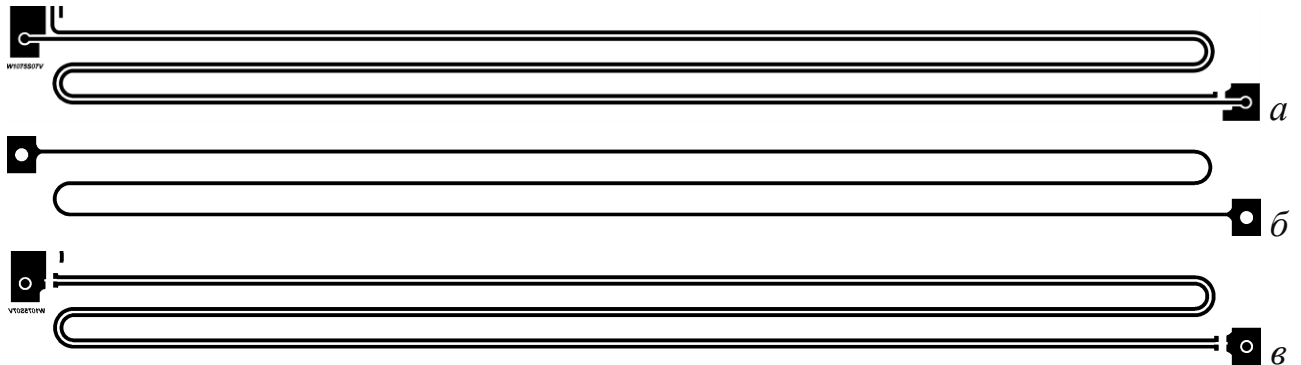


Рисунок 3.30 – Слои прототипа зеркально-симметричной МЛ:
верхний (а), внутренний (б) и нижний (в)

Для измерений использовалась установка, состоящая из векторного анализатора цепей ZVA 40 (ROHDE&SCHWARZ), высокочастотных фазостабильных кабельных сборок, набора калибровочных мер и исследуемого устройства. Для учета влияния кабельных сборок и соединительных

коаксиальных переходов проведена двухпортовая SOLT-калибровка перед началом измерений.

Измерения матрицы рассеяния проведены в тракте 50 Ом, частотном диапазоне от 10 МГц до 26,5 ГГц, с шагом 5 МГц. Так как используемый векторный анализатор цепей является двухпортовым измерительным устройством, данные получены только для одного витка, состоящего из первого и второго проводников. При этом ближний и дальний концы пассивных проводников подключались на землю через резисторы 50 Ом или закорачивались между собой согласно схемам включения. Так как исследуемый макет является взаимным устройством в силу симметрии, матрицы $|S_{11}|$ и $|S_{22}|$, а также $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ будут идентичными.

Временные характеристики исследуемых схем получены из их частотных характеристик. Временной отклик был сформулирован как функция параметров, определенных экспериментально в частотной области и вычислялся с помощью обратного преобразования Фурье в системе ADS, используя подход из [158].

В качестве воздействующего импульса использовался сигнал (рисунок 3.31), амплитуда которого равна 534 мВ, время нарастания и спада – 30 пс (по уровням 0,1–0,9), а общая длительность – 65 пс (по уровню 0,5).

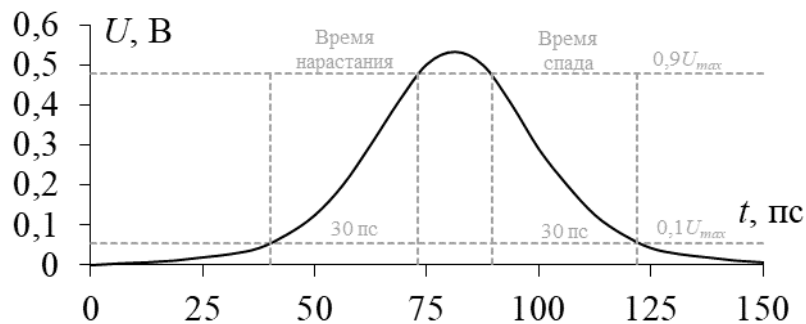


Рисунок 3.31 – Форма ЭДС воздействующего СКИ

Электродинамическое моделирование макета с учетом потерь выполнено в системе ADS 2020 в частотном диапазоне от 0 до 26,5 ГГц. В качестве материала основы выбран стеклотекстолит со значениями $\epsilon_r = 4,6$ и $\text{tg}\delta = 0,018$ на частоте 1 МГц, а препрега – $\epsilon_r = 4,5$ и $\text{tg}\delta = 0,025$. Использована математическая модель потерь из [127, 159]. В качестве материала проводников выбрана медь с

проводимостью $\sigma = 59,5 \cdot 10^6$ См/м. Моделирование временных откликов с учетом потерь посредством квазистатического анализа выполнялось в ПО TALGAT 2019. Значения ϵ_r и $\text{tg}\delta$ определяются по модели [127]. Формы напряжения на выходе схем 1 и 2, полученные в результате квазистатического и электродинамического моделирования, а также эксперимента, представлены на рисунке 3.32а и б соответственно. Амплитуда перекрестной наводки (U_0) и максимальная амплитуда разложенных импульсов (U_{max}) приведены в таблице 3.13.

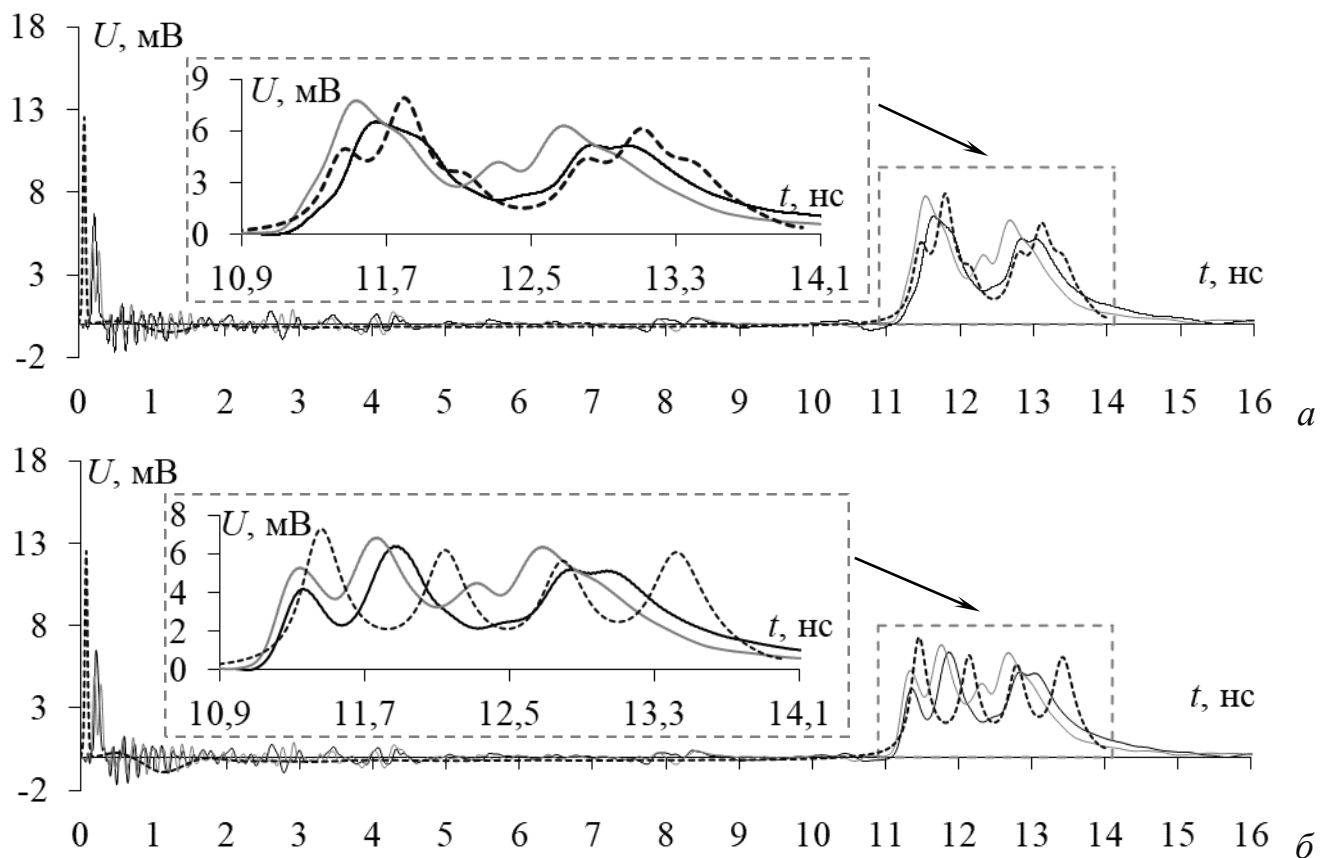


Рисунок 3.32 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричной МЛ, при эксперименте (—), электродинамическом (---) и квазистатическом (· · ·) моделировании для схем 1 (а) и 2 (б)

Таблица 3.13 – Результаты экспериментальных исследований

Параметры	Подход	Схема 1	Схема 2
U_0 , мВ	Эксперимент	6,7	
	Электродинамика	5,1	
	Квазистатика	12,5	
U_{max} , мВ	Эксперимент	6,6	6,4
	Электродинамика	7,8	6,8
	Квазистатика	7,7	7,2

На рисунке 3.32 видно, что в начальный момент времени наблюдается перекрестная наводка с узла V_2 на узел V_3 . Различие амплитуд обусловлено тем, что при моделировании использованы недостаточно точные значения ϵ_r диэлектриков, не учтены разбросы геометрических параметров подложек и проводников. Кроме того, свой вклад в различие результатов внесло влияние неучтенных при квазистатическом анализе неоднородностей в начале каждого проводника на коэффициенты передачи каждой моды. Тем не менее, электродинамическая модель показывает наиболее близкие к эксперименту результаты, так она учитывает влияние реальной трассировки и компоновки коаксиально-микростриповых переходов. Разница амплитуд перекрестных наводок, полученных в эксперименте и электродинамическом моделировании, составила 1,6 мВ (погрешность равна 23,88% относительно эксперимента).

Из рисунка 3.32 видно, что СКИ разложился на последовательность импульсов меньшей амплитуды, как в схеме 1, так и в схеме 2. Однако из-за наличия потерь в проводниках и диэлектрике, а также из-за частотной зависимости ϵ_r , наблюдается выраженная дисперсия. Разница амплитуд разложенных импульсов, полученных в ходе вычислительного эксперимента и измерений, для схемы 1 составила 1,2 мВ (16,6%) и 1,1 мВ (18,1%), а для схемы 2 – 0,4 мВ (6,25%) и 0,8 мВ (12,5%) для электродинамического и квазистатического моделирования, соответственно. Между тем время прихода импульсов разложения хорошо согласуется, хотя точная оценка значений τ_i затруднительна из-за наложения импульсов ввиду сильной дисперсии. Чтобы точно проследить появление дополнительных импульсов в схеме 1, которые наблюдались при вычислительном эксперименте (рисунок 3.27), отдельно на рисунке 3.33 приведено сравнение временных откликов на воздействующий импульс, полученных с помощью квазистатического моделирования с учетом и потерь и без него. Анализ форм напряжений на выходе МЛ в схеме 1 (рисунок 3.33) показывает, что в последовательности импульсов разложения среди основных имеются дополнительные импульсы.

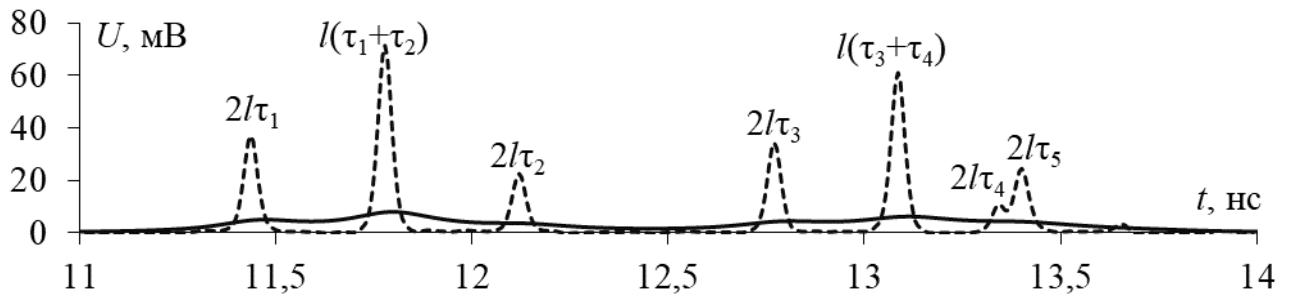


Рисунок 3.33 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричной МЛ, при с учетом потерь (—) и без него (---) для схемы 1

Также видно появление еще одной моды из-за того, что моделируемая земля представляет из себя 2 проводника, один из которых является сигнальным закороченным на обоих концах. При квазистатическом моделировании, из-за специфики учета потерь, дисперсия менее выражена, тем не менее она оказывает сильное влияние на формы фронта и спада приводит к их наложению.

Частотные характеристики модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ в диапазоне частот до 4 ГГц для схем 1 и 2 представлены на рисунке 3.34. Для сравнения выполнено моделирование частотных характеристик с помощью электродинамического подхода.

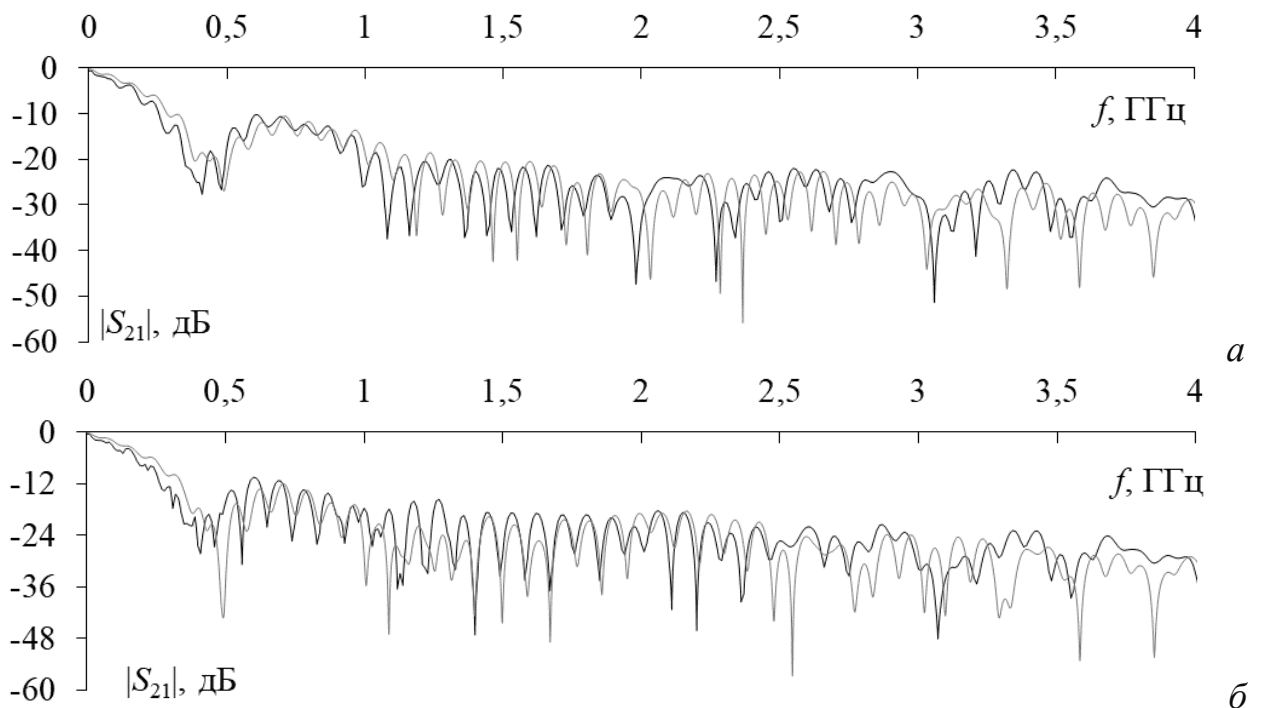


Рисунок 3.34 – Частотные характеристики $|S_{21}|$ зеркально-симметричной МЛ, при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (---) для схем 1 (а) и 2 (б)

Из рисунка 3.34 видно, что поведение характеристик $|S_{21}|$ имеет схожий характер для 2-х схем. Значения частоты среза (f_p) для схем составили 112 МГц и 92 МГц, а частоты первого резонанса (f_1) – 476 МГц и 487 МГц, при выполнении натурного и вычислительного экспериментов, соответственно.

Таким образом, выполнены экспериментальные измерения макета зеркально-симметричной МЛ в частотной области в диапазоне от 0 до 26,5 ГГц. Для анализа отклика на импульсное воздействие применен метод преобразования частотных характеристик во временные в системе ADS. Для сравнения выполнен вычислительный эксперимент с помощью квазистатического и электродинамического подходов, показавшее согласованность времени прихода импульсов разложения. Точная оценка значений погонных задержек импульсов разложения затруднительна из-за частичного наложения импульсов. Однако отдельный анализ формы напряжения на выходе схемы 1 позволяет увидеть, что некоторые импульсы из последовательности разложения могут включать в себя дополнительные импульсы. В схеме 2 такие импульсы отсутствуют. Кроме того, следует отметить, что макет не был изначально оптимизирован для проведения исследований именно для обнаружения дополнительных импульсов.

Максимальные амплитуды разложенных импульсов, полученных в ходе эксперимента, составили 6,5 мВ и 6,4 мВ для схем 1 и 2, соответственно, что в 41 раз меньше половины амплитуды ЭДС. Результаты натурного эксперимента и электродинамического моделирования в частотной области хорошо согласуются. Так, разница между частотами среза и первого резонанса составили 20 МГц (4,2%) и 11 МГц (2,3%), соответственно. При этом характер и форма кривых согласуются в частотном диапазоне от 0 до 4 ГГц. Отклонение результатов эксперимента от моделирования обусловлено тем, что при моделировании принята недостаточно точная модель электрических характеристик материалов и геометрических параметров структуры. Также, расхождение в результатах может быть обусловлено неучтенным влиянием коаксиально-микростриповых переходов.

3.10 Основные результаты и выводы

Таким образом, представлены результаты исследования новых схем зеркально-симметричной МЛ из 4-х, 3-х и 2-х последовательно соединенных полувитков, из 2-х отдельных витков с перемычкой на одном конце линии и на разных концах линии, МЛ, а также МЛ, в которой 3 и все 4 проводника соединены на одном конце.

Показано, что возникновение дополнительных импульсов в зеркально-симметричной МЛ связано с асимметрией поперечного сечения и граничных условий. Отметим, что ранее, при моделировании зеркально-симметричного МФ, таких импульсов замечено не было, так как на всех концах проводников располагались резистивные окончания на землю с одинаковым номинальным значением, улучшающие согласование всех мод, тогда как безрезистивное исполнение (перемычки между проводниками зеркально-симметричного МФ) приводит к уменьшению волнового сопротивления для одних мод и увеличению – для других. Следовательно, появление дополнительных импульсов связано с распространением волн с разными скоростями во встречных направлениях.

Выявлено, что значения задержек дополнительных импульсов определяются различными линейными комбинациями погонных задержек мод линии, в частности, они могут быть равны умноженному на длину проводника среднему арифметическому значению удвоенных погонных задержек двух мод (или просто сумме погонных задержек).

Сформулирована методика выявления дополнительных импульсов во временном отклике структур с модальным разложением. Выявлено, что в симметричных структурах или в структурах с оптимальными параметрами поперечного сечения, дополнительные импульсы невозможно точно определить из-за их наложения друг на друга или на основные импульсы. Уровень ослабления на выходе таких структур будет определяться именно максимальной амплитудой суперпозиции импульсов. В таком случае, необходимо определить и отделить дополнительные импульсы. Это приведет к уменьшению максимальной

амплитуды и, как следствие, улучшению характеристик таких защитных устройств. Между тем возможно наложение и разнополярных импульсов, что, напротив, приводит к улучшению характеристик.

Модальное разложение, заключающееся в последовательном разложении входного сигнала на несколько мод из-за разной скорости их распространения, предполагает использование симметричных структур, поскольку в них легче получить желаемый результат ввиду обеспечения псевдосогласования каждой моды, распространяющейся в структурах. Между тем показана значимость исследования защитных устройств на основе структур не только с симметрией, но и с частичной или полной асимметрией. В явном виде продемонстрировано, что некоторые импульсы из последовательности разложения могут включать в себя дополнительные импульсы. Из этого следует, что часть энергии может быть отделена от основной последовательности импульсов мод, что означает не только дополнительное распределение энергии по времени, но и минимизацию максимальной из амплитуд импульсов мод. Максимальная амплитуда может определяться именно амплитудой дополнительных импульсов, которые могут поступать как с выхода структуры в ее нагрузку, так и отражаться в цепь генератора. Это открывает новые ресурсы улучшения характеристик. Например, показана целесообразность оптимизации зеркально-симметричных МЛ по критериям выравнивания временных интервалов между всеми импульсами разложения (в том числе между дополнительными) и минимизации максимальной амплитуды на выходе МЛ для увеличения ослабления СКИ. Кроме того, на выходе некоторых МЛ наблюдается первый импульс с нулевой задержкой, который является перекрестной наводкой, с амплитудой меньшей, чем амплитуды импульсов разложения. Из этого следует, что, при увеличении амплитуды импульса перекрестной наводки, уменьшается амплитуда последующих импульсов разложения, что можно реализовать с помощью оптимизации по критерию выравнивания амплитуд импульсов.

Показано, что в линиях, в которых проводники соединены перемычкой на концах, сигнал от генератора до нагрузки проходит большую длину. Поэтому при

тех же габаритах устройства появляется возможность полностью разложить СКИ большей длительности.

Отдельно отмечена структура зеркально-симметричной МЛ из 2-х отдельных витков, в которой перемычки соединены на одном конце. Результаты ее моделирования показали улучшение характеристик по сравнению с аналогичным МФ, а именно удвоенные интервалы времени между импульсами разложения. Также она подходит для применения ее в однократном МР, если эти витки входят в состав резервируемой и резервной цепей.

Наконец, важна возможность уменьшения числа резисторов в исследованных МЛ, по сравнению с МФ, что снижает стоимость и массу и увеличивает надежность.

Выполнено сравнение временных откликов, полученных с помощью квазистатического, электродинамического подходов и измерений, результаты которого подтверждают появление дополнительных импульсов, которое раньше было показано только с помощью квазистатического моделирования без потерь.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования

Основные результаты работы, полученные с помощью проверенных методов, обширно апробированные и опубликованные, заключаются в следующем:

1. Из-за расположения проводников и диэлектрика, относительно опорного проводника, в зеркально-симметричном МФ обеспечиваются одновременно торцевая и лицевая связи, что позволяет получить попарно выравненные напряжения импульсов разложения и близкие значения временных интервалов между ними. В силу симметрии, это достижимо посредством обычной параметрической оптимизации эвристическим поиском, не прибегая к затратным глобальным методам оптимизации (например, эволюционным алгоритмам).

2. Зеркально-симметричный МФ, оптимизированный по критериям минимизации максимального напряжения на выходе, выравнивания временных интервалов между импульсами разложения и согласования с трактом 50 Ом, позволяет разложить СКИ длительностью до 0,5 нс на 4 основных импульса с амплитудами в 4 раза меньшими, чем на входе.

3. Вычислительный эксперимент для МФ с оптимальными параметрами с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектрике во временной и частотной областях показал согласованность результатов, полученных с помощью квазистатического и электродинамического подходов.

4. Оценка влияния влагозащитного покрытия (лака) и корпуса на характеристики МФ показала, что увеличение толщины лака незначительно сказывается на выходных характеристиках сигнала, а изменение расстояния от стенок корпуса до МФ оказывает влияние на погонные задержки мод.

5. Полученные аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод зеркально-симметричного МФ могут входить в состав более сложных выражений, например, для получения характеристик МФ во временной области, что может привести к ускорению процесса оптимизации,

а сформулированные аналитические условия позволяют выравнять значения разностей погонных задержек без вычисления соответствующей матрицы и временных откликов.

6. Сравнительный анализ микрополоскового и зеркально-симметричного четырехпроводных МФ позволил выявить их сильные и слабые стороны при защите от СКИ.

7. Моделирование временных и частотных откликов в диапазоне параметров поперечного сечения 4-проводных структур с зеркальной симметрией различных конфигураций поперечного сечения с опорным проводником: вокруг, сверху и снизу, а также в виде боковых полигонов, показало, что данные структуры могут быть использованы для реализации защиты на основе модальной фильтрации и для создания новых устройств с 3-кратным модальным резервированием.

8. В результате квазистатического моделирования круглой, квадратной и прямоугольной структур 8-проводного зеркально-симметричного МФ получено, что на выходе исследуемых МФ наблюдается последовательность из 8 импульсов с коэффициентами ослабления в 5, 4,78 и 4,22 раза соответственно.

9. Разработан макет зеркально-симметричного МФ длиной 1 м, который представляет собой 3-слойную ПП, реализация которой возможна, но затруднительна. Разработана новая конструкция 4-слойного зеркально-симметричного МФ, достаточно легко реализуемая, ввиду стандартной 4-слойной конфигурации. Приведено сравнение результатов моделирования с помощью квазистатического и электродинамического подходов и получена их согласованность.

10. Натурный эксперимент для печатного 4-слойного зеркально-симметричного МФ во временной и частотной областях и сравнение его результатов с результатами моделирования посредством квазистатического и электродинамического подходов показали, что данный МФ с полосой пропускания 250 МГц позволяет уменьшить амплитуду нежелательных импульсов

длительностью не более 250 пс (по уровню 0,5) в 3,77 раза, по отношению к напряжению на входе.

11. В зеркально-симметричных МЛ выявлена возможность появления дополнительных импульсов в выходном сигнале, тогда как в зеркально-симметричном МФ их не было. Выявлено, что значения задержек дополнительных импульсов определяются различными линейными комбинациями погонных задержек мод линии, в частности они могут быть равны умноженному на длину проводника среднему арифметическому значению удвоенных погонных задержек двух мод (или просто сумме погонных задержек).

12. Сформулирована методика выявления дополнительных импульсов во временном отклике структур с модальным разложением. Выявлено, что в симметричных структурах или в структурах с оптимальными параметрами поперечного сечения, дополнительные импульсы невозможно точно определить из-за их наложения друг на друга или на основные импульсы. Уровень ослабления на выходе таких структур будет определяться именно максимальной амплитудой суперпозиции импульсов. В таком случае, необходимо точно определить и отделить дополнительные импульсы. Это приведет к уменьшению максимальной амплитуды и, как следствие, улучшению характеристик таких защитных устройств.

13. Показана возможность совершенствования модальной фильтрации с помощью зеркально-симметричных МЛ с частичной или полной асимметрией. Последовательность импульсов разложения в таких структурах может включать в себя дополнительные импульсы. Из этого следует, что часть энергии может быть отделена от основной последовательности импульсов мод, что означает не только дополнительное распределение энергии по времени, но и минимизацию максимальной из амплитуд импульсов мод. При тех же габаритах устройства появляется возможность полностью разложить СКИ большей длительности из-за прохождения сигнала от генератора до нагрузки большей длины. Уменьшение числа резисторов в исследованных МЛ, по сравнению с МФ снижает стоимость и массу и увеличивает надежность. Зеркально-симметричная МЛ из 2-х отдельных

витков подходит для применения ее в однократном модальном резервировании, если эти витки входят в состав резервируемой и резервной цепей.

Таким образом, в соответствии с «Положением о присуждении ученых степеней» ВАК, в работе решена задача совершенствования защиты радиоэлектронных средств от сверхкоротких импульсов с помощью зеркально-симметричных модальных фильтров и меандровых линий, имеющая значение для развития технических наук в части разработки научных и технических основ проектирования и конструирования радиотехнических устройств, согласно п. 9 областей исследований паспорта специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Рекомендации

1. Зеркально-симметричные МФ и МЛ могут быть использованы для защиты РЭС от СКИ, проходящих по цепям питания и сигнальным цепям как в виде отдельного устройства, так и в совокупности с уже имеющимися.

2. Результаты могут использоваться для дальнейших исследований и возможности создания различных конфигураций устройств защиты как на основе структур с зеркальной симметрией, так и абсолютно новых.

3. Подходы к моделированию и оптимизации могут быть применены в образовательном процессе высших учебных заведений.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Оптимизация зеркально-симметричных МЛ по критериям выравнивания временных интервалов между всеми импульсами разложения (в том числе между дополнительными).

2. Оптимизация зеркально-симметричных МФ и МЛ под конкретные цепи и устройства, в том числе использование диэлектриков с высокой ϵ_r .

3. Использование структур с зеркальной симметрией в модальном резервировании.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

РЭС	Радиоэлектронные средства
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ТС	Технические средства
ЭМП	Электромагнитные помехи
СКИ	Сверхкороткий импульс
ПД ЭМВ	Преднамеренные электромагнитные воздействия
БПЛА	Беспилотные летательные аппараты
ФНЧ	Фильтр низких частот
УЗИП	Устройство защиты от импульсных перенапряжений
ПО	Программное обеспечение
МПЛП	Многопроводная линия передачи
ЛП	Линия передачи
МФ	Модальный фильтр
МЛ	Меандровая линия
ГПК	Гибкие печатные кабели
ПП	Печатная плата
КЗ	Короткое замыкание
ХХ	Холостой ход
МР	Модальное резервирование
КП	Контактная площадка
СПО	Скрытые переходные отверстия

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Kučera, M. Electromagnetic compatibility analysing of electrical equipment / M. Kučera, M. Šebök // Diagnostic of electrical machines and insulating systems in electrical engineering (DEMISEE). – 2016. – P. 1–6.
- 2 Ефанов, В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Учебное пособие / В.И. Ефанов, А.А. Тихомиров. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 228 с.
- 3 Li, E.-P. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference / E.-P. Li; X.-C. Wei; A.C. Cangellaris et al. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 52. – № 2. – P. 248–265.
- 4 Куликов, О.Е. Обеспечение электромагнитной совместимости на ранних стадиях проектирования радиоэлектронной аппаратуры: средства и методы реализации / О.Е. Куликов, А.С. Шалумов // Успехи современной радиоэлектроники, 2011. – № 1. – С. 1–14.
- 5 Уилльямс, Т. ЭМС для разработчиков продукции / Т. Уилльямс // М.: Издательский Дом «Технологии», 2003г. – 540 с.
6. Федеральный закон от 27.12.2002 N 184-ФЗ (ред. от 23.06.2014) «О техническом регулировании» (с изм. и доп., вступ. в силу с 22.12.2014).
7. Газизов, Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие / Т.Р. Газизов // Томск: «ТМЛ-Пресс», 2007. – 256 с.
8. ТР ТС 020/2011 Технический регламент таможенного союза. Электромагнитная совместимость технических средств // Утвержден Решением Комиссии Таможенного союза от 9 декабря 2011г. №879. – 29 с.
9. Pissoort, D. Techniques and measures to achieve EMI resilience in mission- or safety-critical systems / D. Pissoort, J. Lannoo, J. Van Waes, A. Degraeve,

- J. Boydens // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2017. – Vol. 6. – №4. – P. 107–114.
10. ГОСТ Р 51317.1.2-2007. Совместимость технических средств электромагнитная. Методология обеспечения функциональной безопасности технических средств в отношении электромагнитных помех – М.: Стандартинформ, 2008. – 51 с.
 11. Mora, N. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes. – № 41. – 8 July 2014. – 92 p.
 12. Weber, T. Linear and nonlinear filters suppressing / T. Weber, R. Krzikalla, J. L. Ter Haseborg, F. Sabath // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46. – P. 423-430.
 13. Гизатуллин, З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях. – Казань: Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева, 2012. – 254 с.
 14. Егоров, А.Б. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства / А.Б. Егоров, А.М. Сотников, И.Ф. Рыбалко // Сборник научных трудов Донецкого института железнодорожного транспорта. 2012. №29. С.49–54.
 15. Mojert, C. UWB and EMP susceptiblity of microprocessors and networks // Proc. of the 14th International Zurich symposium on electromagnetic compatibility. – Zurich, Switzerland, 2001. – P. 47–52.
 16. Балюк, Н.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты / Н.В. Балюк, Л.Н. Кечиев, П.В. Степанов // М.: ООО «Группа ИДТ». – 2009. – 478 с.
 17. Воскобович, В.В. Воздействие сверхширокополосного импульсного электромагнитного излучения на персональные компьютеры / В.В. Воскобович, Л.О. Мырова // Сб. докл. Российской научно-техн. конф. по ЭМС. – 2004. – С. 383–392.

18. Пименов, П.Н. Сравнительный анализ влияния сверхкороткого электромагнитного импульса на узкополосные, широкополосные, сверхширокополосные системы радиосвязи // Технологии ЭМС. – 2015. – Т. 52, № 1. – С. 13–16.
19. Gadetski, N.P. Personal computer functional disorders under effect of ultra-short duration electromagnetic pulses / N.P. Gadetski, K.A. Kravtsov, I.I. Magda // Microwave Conference. Microwave & Telecommunication Technology. 9th International Crimean. – 1999. – P. 326–328.
20. Киричек, Р.В. Исследование влияния электромагнитных импульсов на локальные вычислительные сети Ethernet // 61-я Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: материалы. – СПб.: СПбГУТ. – 2009. – С. 42.
21. Макаренко, С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. Монография. – СПб.: Научно-технологические технологии, 2020. – 337 с.
22. Разработка промышленной технологии создания комплекса воздействия сверхкороткоимпульсного (СКИ) электромагнитного излучения (ЭМИ) с высокой частотой повторения (до 50 МГц), на наземные сверхширокополосные (СШП) линии радиосвязи с целью производства перспективных электромагнитных средств радиоэлектронного подавления, и разработка рекомендаций по защите от этого воздействия: Научно-технический отчет по ОКР «Вагон». – М.: ОАО «МНИРТИ» / Ю.В. Невзоров и др. – 2014. – 210 с.
23. Романченко, И.В. Генерирование мощных наносекундных импульсов электромагнитного излучения на основе линий с ферритом: дис. док. ф-м. наук: 01.04.04 / Романченко Илья Викторович. – Томск, 2019. – 220 с.
24. Шевырев, А.В. Анализ устойчивого функционирования робототехнических комплексов нового поколения в условиях преднамеренного воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / А.В. Шевырев, Ю.В. Невзоров, П.Н. Пименов, И.А. Фомина, С.А. Пронин / Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 2. – С. 240–251.

25. Макаренко, С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. Монография. – СПб.: Научно-технологические технологии, 2020. – 337 с.
26. Макаренко, С.И. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 4. Функциональное поражение сверхвысокочастотным и лазерным излучениями // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – №3. С. – 122–157.
27. Гизатуллин, З.М. Исследование электромагнитной совместимости локальных вычислительных сетей при наносекундных электромагнитных воздействиях / З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59. – №5. – С. 463–466.
28. Программа сетевой академии Cisco CCNA 1 и 2. Вспомогательное руководство. – 3-изд. – М.: Вильямс, 2008. – 1168 с.
29. Баталов, Л.В. Механизмы и последствия преднамеренных электромагнитных воздействий на передачу данных / Л.В. Баталов, М.И. Жуковский, Р.В. Киричек, Б.Н. Лазарев // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2012. – № 2 (78). – С. 103–108.
30. Сахаров, К.Ю. Исследования СК ЭМИ на персональные компьютеры / К.Ю. Сахаров, В.А. Туркин, О.В. Михеев, А.Н. Корнев, Б.Б. Акбашев – Технологии ЭМС. – №2(17). – 2006. – С. 3–12.
31. Исследования функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, В.А. Туркин, О.В. Михеев, А.Н. Корнев, С.Н. Долбня, А.В. Певнев, Б.Б. Акбашев // Технологии ЭМС. – №3. – 2006. – С. 12–18.
32. Данилин, С.В. Вопросы устойчивости активного сетевого оборудования к воздействию сверхкоротких электромагнитных импульсов / С.В. Данилин, Р.В. Киричек // Технологии ЭМС. – 2009. – №1(28). – С. 54–57.

33. Ларионенко, А.В. Результаты экспериментальных исследований воздействия сверхширокополосных электромагнитных импульсов на элементы телекоммуникационных систем / А.В. Ларионенко, С.В. Симакин // Технологии ЭМС. – 2009. – №3 (30). – С. 33–37.
34. Захаров, А. Защита промышленных приборов в соответствии с нормами по электромагнитной совместимости // Компоненты и технологии. – 2006. – №5. – С. 47–52.
35. 3-D electromagnetic modeling of parasitic and mutual coupling in EMI filters / I.F. Kovacevic, T. Friedli, A.M. Musing, J.W. Kolar // IEEE Trans. Power Electron. – Jan. 2014. – Vol. 29, No. 1. – P. 135–149.
36. Effects of parasitic parameters on EMI filter performance / S. Wang, F.C Lee, D.Y. Chen, W.G. Odendaal // IEEE Trans. Power Electron. – May 2004. – Vol. 19, No. 3. – P. 869–877.
37. Modeling of parasitic inductive couplings in a Pi-shaped common mode EMI filter / H. Chen, Z. Qian, Z. Zeng, C. Wolf // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – Feb. 2008. – Vol. 50, No. 1. – P. 71–79.
38. Смирнов, В. Керамические помехоподавляющие конденсаторы и фильтры нижних частот АО «НИИ «Гириконд» / В. Смирнов, А. Шалаева, А. Харитонов // Сборник «Электромагнитная совместимость в электронике-2018». – 2018. – С. 34–40.
39. Миргород, Ю.С. Малогабаритные керамические СВЧ фильтры // Актуальные проблемы энергетики. – 2017. – С. 588–592.
40. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений: 2-е изд., переработанное, дополненное / Л.М. Финк // М.: Советское радио, 1970. – 728 с.
41. Устройство защиты от импульсных перенапряжений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://elektroshkola.ru/apparaty-zashhity/uzip/> (дата обращения 27.05.2019).

42. Вагин, Г.Я. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике / Г.Я. Вагин, А.Б. Лоскутов, А.А. Севостьянов // М.: Издательский центр «Академия». – 2010. – 224 с.
43. Гуревич, В. Дешевые варисторы или дорогие TVS-диоды // Сборник «Электромагнитная совместимость в электронике». – 2019. – С. 10–16.
44. Варистор, варисторная защита – принцип действия, применение [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://elektronchic.ru//varistor-varistornaya-zashhita.html> (дата обращения 27.05.2019).
45. Диоды сверхвысокочастотные: Ограничительные диоды [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.club155.ru/diods-uhf-limiter> (дата обращения 30.05.2020).
46. Ограничительный диод [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://bigenc.ru/technology_and_technique/text/2288475 (дата обращения 30.05.2020).
47. Патент на полезную модель RU 104393 U1. Устройство электропитания и защиты устройств и систем от кондуктивных электромагнитных помех / В.С. Аркатов, Ю.В. Аркатов, Н.Н. Балуев, С.А. Воробьев, А.П. Разгонов, В.И. Жадан, Е.Г. Щербина, Д.В. Шалягин – Оpubл. 10.05.2011, Бюл. №11.
48. Патент на полезную модель RU 110539 U1. Устройство защиты от мощных сверхкоротких электромагнитных импульсов / П.В. Попов, В.Е. Пониматкин, А.А. Привалов, А.А. Катанович – Оpubл. 20.11.2011, Бюл. №32.
49. Патент на полезную модель RU 56733 U1. Устройство защиты от импульсных перенапряжений / Г.К. Шварц, Г.И. Грунский, О.В. Новиков – Оpubл. 10.09.2006, Бюл. №16.
50. Патент на полезную модель RU 174488 U1. Устройство защиты от импульсных перенапряжений / А.А. Борисов, О.И. Громов, Е.В. Курьяков, Н.А. Савчук, В.В. Хромов – Оpubл. 17.10.2017, Бюл. №29.
51. Патент на изобретение RU 2190916 C1. Устройство защиты оборудования от перенапряжений / Ю.Е. Иванов – Оpubл. 10.10.2002, Бюл. № 28.

52. Rong, H. Study of breakdown characteristics of 4H-SiC Schottky diode with improved 2-step mesa junction termination extension / H. Rong, Z. Mohammadi, Y.K. Sharma, F. Li, M.R. Jennings, P.A. Mawby // Proc. of 16th European conference on power electronics and applications. – 2014. – P. 1–10.
53. Заболоцкий, А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: дис. док. техн. наук: 05.12.04 / Заболоцкий Александр Михайлович. – Томск, 2016. – 358 с.
54. Radasky, W.A. Recent developments in high power EM (HPEM) standards with emphasis on high altitude electromagnetic pulse (HEMP) and intentional electromagnetic interference (IEMI) / W.A. Radasky, R. Hoad // IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications. – 2020. – Vol. 2. – № 3. – P. 62–66.
55. Белош, В.В. Моделирование электромагнитной совместимости нанообъектов / В.В. Белош, О.А. Панин // Теория и практика системной динамики: Материалы конференции VIII Всероссийской конференции (с международным участием). – Апатиты: Кольский научный центр Российской академии наук. – 1–5 апреля, 2019. – С. 22–26.
56. Orlov, P.E. Quasistatic and electromagnetic simulation of interconnects of printed circuit boards with modal reservation / P.E. Orlov, E.N. Buichkin // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Erlagol, Altai, June 29–July 3, 2017. – P. 54–58.
57. Jackson, J.D. Classical electrodynamics // New York: John Wiley & Sons, 1962. – 641 p.
58. Djordjevic, A.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // IEEE Proceedings. – 1987. – Vol. 75. – No. 6. – P. 743–764.
59. Куксенко, С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады Томского государственного

- университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.
60. Kuksenko, S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation / IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – Vol. 560. – No. 012110. – P. 1–7.
61. Tesche, F.M. EMC analysis methods and computational models / F.M. Tesche, M.V. Ianoz, T.A Karlsson / Wiley-Interscience publication, 1992. – 623 p.
62. Газизов, Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. док. техн. наук: 05.12.07 / Газизов Тальгат Рашитович. – Томск, 2010. – 309 с.
63. Газизов Т.Р. Применение квазистатического моделирования для анализа и верификации результатов натурного эксперимента при исследовании модальных явлений в многопроводных структурах / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – Т. 11. – №. 4. – С. 75–82.
64. Gazizov, A.T. Measurement and simulation of time response of printed modal filters with broad-side coupling / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotskii, T.R. Gazizov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2018. – Vol. 63. – No. 3. – P. 270-276.
65. Orlov, P. Short pulse propagation along microstrip meander delay lines with design constraints: comparative analysis of the quasi-static and electromagnetic approaches / P. Orlov, T. Gazizov, A. Zabolotskii // Applied computational electromagnetics society journal. – 2016. – Vol.31. – No. 3. – P. 238–243.
66. Орлов, П.Е. Квазистатическое и электродинамическое моделирование модальных явлений в многопроводных структурах / П.Е. Орлов, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Инфокоммуникационные технологии, 2011 – Т. 9, № 4. – С. 96–100.
67. Paul, C.R. On uniform multimode transmission lines // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1973. – № 8. – P. 556–558.

68. Paul, C.R. Solution of the transmission-line equations under the weak-coupling assumption // *IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility*. – Vol.44. – 2002. – P. 413–423.
69. Xiao, F. Analysis of crosstalk between finite length microstrip lines: FDTD approach and circuit-concept modeling / F. Xiao, W. Liu, Y. Kami // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – Vol. 43. – 2001. – P.573–578.
70. Xiao, F. The use of via holes for controlling the crosstalk of non-parallel microstrip lines on PCBs / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. – 2002. – P. 633–638.
71. Kami, Y. Mode-Port-network approach to analyze power-line EMC problems for PLC / Y. Kami, F. Xiao, K. Murano // *International Zurich symposium on electromagnetic compatibility*. – 2009. – P. 9–12.
72. Xiao, F. Analytical solution of the electromagnetic radiation from coupled differential microstrip pairs / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // *Asia-Pacific symposium on electromagnetic compatibility (APEMC)*. – 2009. – P. 708–711.
73. Park, S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – Vol. 52. – 2010. – P. 436–446.
74. Hall, S.H. *Advanced signal integrity for high-speed digital designs* / S.H. Hall, H.L. Heck // *Wiley-IEEE Press*. – 2009. – 680 p.
75. Steer, M. *Microwave and RF design: Transmission Lines. Volume 2* // *NC State University*, 2019. – 304 p.
76. Малютин, Н.Д. Связанные полосковые линии и устройства на их основе / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов // *Томск: Том. гос. ун-т*, 2012. – Ч.1 – 176 с.
77. Сычёв, А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах / Под. ред. Н.Д. Малютина // *Томск: Том. гос. ун-т*, 2001. – 318 с.
78. Сычев, А.Н. Искажения импульсных сигналов в высокоскоростных многопроводных межсоединениях цифровых микроэлектронных устройств /

- А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2-3(24). – С. 77–84.
79. Сычев, А.Н. Направленный ответвитель 20 дБ на связанных линиях с круглыми проводниками в прямоугольном экране / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Ф.И. Шеерман // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 19. – № 3. – С. 8–10.
80. Беляев, Б.А. Фильтр нижних частот на двумерном микрополосковом электромагнитном кристалле / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, Р.Г. Галеев, В.Ф. Шабанов // Доклады Академии наук. – 2019. – Т. 485. – №. 1. – С. 27–32.
81. Malyutin, N.D. An experimental research of the ultra-wideband pulse propagation in a transdirectional coupler based on coupled striplines / N.D. Malyutin, E.I. Trenkal, A.N. Sychev // IOP conference series: materials science and engineering. – 2020. – Vol. 919. – №052017. – P. 1–5.
82. Заболоцкий, А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – №3. – С. 79–83.
83. 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.
84. Самотин, И.Е. Устройства защиты вычислительной техники и систем управления путем модального разложения импульсов помех в кабельных и полосковых структурах: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.05 / Самотин Иван Евгеньевич. – Томск, 2011. – 289 с.
85. Бевзенко, И.Г. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Материалы 4-й Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – г. Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. – С. 258–260.

86. 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.
87. Surovtsev, R.S. Possibility of protection against UWB pulses based on a turn of a meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – March 2017. – Vol. 59, No. 6. – P. 1864–1871.
88. Самотин, И.Е. Подходы к созданию модального фильтра для защиты от сверхкороткого импульса / И.Е. Самотин // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полнос». – г. Томск, 22–23 апреля 2010 г. – С. 263–266.
89. Смирнова, Д.С. Результаты апробации модальных фильтров для защиты от электромагнитных воздействий технического комплекса МЧС России / Д.С. Смирнова, О.С. Каймонов // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2018. – Т. 1. – №. 2. – С. 257–260.
90. Каймонов, О.С. Тестовая эксплуатация модальных фильтров в территориальных органах МЧС России / О.С. Каймонов, А.А. Макаренко // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов международной научно-практической конференции. – 2015. – С. 34–36.
91. Заболоцкий, А.М. Использование гибкого печатного кабеля для защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов от высокочастотных кондуктивных помех / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – №7. – С. 18–27.
92. Заболоцкий, А.М. Вычисление собственных значений и векторов для исследования модального разложения импульса в гибком печатном кабеле бортовой аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, А.Т. Газизов // Материалы VI общероссийской молодежной научно-технической конференции «Молодежь. Техника. Космос». – Санкт-Петербург, 19–21 марта 2014 г. – С. 244–245.

93. Broyde, F. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections / F. Broyde, E. Clavelier // *IEEE Transactions on circuits and systems.* – 2005. – Vol. 52, no. 2. – P. 405–416.
94. Самотин, И.Е. Ослабление импульсных сигналов в модальных фильтрах с сильной лицевой связью / И.Е. Самотин // *Доклады ТУСУР.* – 2010. – № 2 (22). – Ч. 2. – С. 169–171.
95. You, H. Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits / H. You, M. Soma // *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility.* – Aug. 1990. – Vol. 37, No. 8. – P. 1019–1026.
96. Заболоцкий, А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий // *Доклады ТУСУР.* – № 2 (36), июнь 2015. – С. 41–44.
97. Пат. 2624465 РФ, МПК Н04В 1/10. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко. – № 2015137546; Заявл. 02.09.2015; Опубл. 04.07.2017, Бюл. №19. – 13 с.
98. Xiao, F. Analytical solution for two parallel traces on PCB in the time domain with application to hairpin delay lines / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // *IEICE Transactions on Communications.* – Vol. E92-B. – No. 6. – P. 1953–1959.
99. Сычев, А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // *Доклады ТУСУР,* 2018. – Т. 21, № 4–1. – С. 7–15.
100. Gazizov A.T. Time-domain response of asymmetrical modal filter without resistors to ultrashort pulse excitation / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.T. Gazizov // *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, 30 June – 4 July, 2016.* – P. 85–88.
101. Chernikova, E.B. Using reflection symmetry to improve the protection of radio-electronic equipment from ultrashort pulses / E.B. Chernikova, A.O. Belousov,

- T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // *Symmetry*. – Vol. 11(7), No. 883. – 2019. – P. 1–25.
102. Черникова, Е.Б. Оптимизация параметров зеркально-симметричного модального фильтра по двум критериям / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // *Материалы всероссийской научно-технической конференции с международным участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2017»*, г. Томск, 10–12 мая 2017. – С. 95–97.
103. Черникова, Е.Б. Параметрическая оптимизация зеркально-симметричных полосковых модальных фильтров по двум критериям / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий // *Материалы всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники»*, Красноярск, Россия, 4–5 мая 2017. – С. 3–6.
104. Белоусов, А.О. Трехкритериальная оптимизация как ресурс для совершенствования зеркально-симметричного модального фильтра / А.О. Белоусов, Е.Б. Черникова, А.М. Заболоцкий // *Материалы 23-й международной научно-практической конференции «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (Сибресурс-23-2017)»*, г. Томск, 24 ноября 2017. – С. 150–154.
105. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019619026. Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Заболоцкий А.М. Газизов Т.Р. Заявка №2019617572. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.07.2019 г.
106. Черникова, Е.Б. Согласование зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // *Тезисы докладов научно-технической конференции молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства»*. – Томск, Россия, 12–13 апреля, 2018. – С. 95–97.
107. Belousov, A.O. Quasi-static and electrodynamic simulation of reflection symmetric modal filter time response on ultra-short pulse excitation /

- A.O. Belousov, E.B. Chernikova, R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky // *Journal of physics: conference series*. – 2018. – Vol. 1015, No. 3. – P. 1–5.
108. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019618763. Анализ четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Заявка №2019617559. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 04.07.2019 г.
109. Chernikova, E.B. Analysis of frequency characteristics of a reflection symmetric modal filter / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // *Proc. of IEEE 2019 International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON)*. – Russia, Tomsk, Oct. 23–24, 2019. – P. 0212–0216.
110. Черникова, Е.Б. Анализ влияния влагозащитного покрытия на характеристики зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова // *Сборник избранных статей по материалам международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2019»*. – Томск, Россия, 22–24 мая, 2019. – Ч. 2. – С. 232–236.
111. Черникова, Е.Б. Анализ влияния экранирующего корпуса на характеристики зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова // *Материалы XLV международной молодежной научной конференции «Гагаринские чтения – 2019»*. – Москва, 16–19 апреля, 2019. – С. 529–530.
112. Черникова, Е.Б. Аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // *Сборник избранных статей по материалам международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018»*. – г. Томск, 16–18 мая 2018. – С. 240–243.
113. Черникова, Е.Б. Аналитическое условие выравнивания разностей задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра // *Сборник избранных статей международной научно-технической конференции студентов,*

- аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2021». – Томск, Россия, 19–21 мая, 2021. – С. 1–4.
114. Черникова, Е.Б. Особенности модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Материалы XIV международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 28–30 ноября, 2018. – С. 269–272.
115. Chernikova, E.B. Comparative analysis of microstrip and reflection symmetric four-conductor modal filters / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, A.O. Zabolotsky // Proc. of international siberian conference on control and communications (SIBCON–2019), Tomsk, Russia, April 18–20, 2019. – P. 1–4.
116. Chernikova, E.B. Multivariate analysis of multiconductor transmission lines for triple modal reservation / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, A.M. Zabolotsky // Proc. of 22 International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2021). – Erlagol, Altai, June 29–July 3, 2021. – P. 1–5.
117. Chernikova, E.B. Quasi-static analysis of shielded multiconductor transmission lines for triple modal reservation / E.B. Chernikova, A.O. Belousov // Proc. of 2021 IEEE Ural symposium on biomedical engineering, radioelectronics and information technology – Russia, May 13–14, 2021. – P. 1–5.
118. Chernikova, E.B. Modal decomposition of an ultrashort pulse in structures with circular reflection symmetry // Материалы XVI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 18–20 ноября, 2020. – С. – 225–227.
119. Chernikova, E.B. Studying the structures of modal filter with circular reflection symmetry / E.B. Chernikova // Journal of physics: conference series. – 2021. – Vol. 1862. – No. 012027. – P. 1–5.
120. Иванцов, И.А. Оптимизация параметров 8-проводного зеркально-симметричного модального фильтра квадратной конфигурации / И.А. Иванцов, Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Материалы XVI международной научно-практической конференции «Электронные

- средства и системы управления». – Томск, 18–20 ноября, 2020. – С. – 262–265.
121. Черникова, Е.Б. Модальное разложение сверхкороткого импульса в 8-проводных зеркально-симметричных структурах / Е.Б. Черникова, Т.Р. Газизов // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 9. – С. 1–17.
122. Черникова, Е.Б. Моделирование и разработка макета зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий // Материалы XIII международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – г. Томск, 29 ноября–1 декабря, 2017. – С. 5–7.
123. Zhechev, Y.S. Research of the new structure of reflection symmetric modal filter / Y.S. Zhechev, E.B. Chernikova, A.O. Belousov // Proc. of 20th International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2019), Erlagol, Altai, June 29–July 3, 2019. – P. 1–4.
124. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019618764. Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Жечев Е.С. Заявка №2019617564. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 04.07.2019 г.
125. Жечев, Е.С. Экспериментальные исследования зеркально-симметричного модального фильтра во временной и частотной областях / Е.С. Жечев, Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – №2. – С. 162–179.
126. Черникова, Е.Б. Асимметрия матриц погонных параметров многопроводных линий передачи / А.О. Белоусов, Е.Б. Черникова, С.П. Куксенко // 25-я Всероссийск. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири. СИБРЕСУРС-2019». –Томск, Россия, 19 ноября, 2019. – С. 138–142.
127. Djordjevich, A.R. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic,

- T.K. Sarkar // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 2001. – № 4(43). – P. 662–666.
128. Matthaei, G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // Microwave Symposium Digest, 1992. – P. 1353–1354.
129. Мусабаяев, Р.Р. Алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи // Материалы всероссийской научно-технической конференции с международным участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2017», г. Томск, 10–12 мая 2017. – С. 68–71.
130. Belousov, A.O. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Complexity. – 2018. – № 2018. – P. 1–15.
131. Чуйкова, Л. Влагозащита радиоэлектронной аппаратуры / Л. Чуйкова // Компоненты и технологии. – № 5. – 2007. – С. 164–167.
132. Belousov, A.O. Frequency characteristics of multiconductor microstrip modal filters / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // XI International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines. – 2017. – P. 1–4.
133. Вейль, Г. Симметрия / Г. Вейль // М.: Издательство ЛКИ, – 2007. – 3-е изд. – С. 192.
134. Кенжегулова, З.М. Аналитические выражения для вычисления временного отклика двух последовательно соединенных отрезков связанных линий при согласовании по выходу / З.М. Кенжегулова, Е.Б. Черникова, А.М. Заболоцкий // VI Всероссийская научно-практическая конференция «Информационные технологии и когнитивная электросвязь». – г. Екатеринбург, 23 апреля 2020 г. – С. 29–33.
135. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019618824. Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Жечев Е.С. Заявка

- №2019617591. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05.07.2019 г.
136. Куулар, Ш.В. Моделирование модального фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора / Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков, Е.Б. Черникова // Материалы XIV международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – г. Томск, 28–30 ноября, 2018. – С. 318–321.
137. Belousov, A.O. Simulation of the time response in multiconductor microstrip modal filters with separate accounting for losses in conductors and dielectrics / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT–2018). – Moscow, Russia, March 14–16, 2018. – P. 1–5.
138. Chernikova, E.B. Using composite insulating materials to improve modal filter performance / E.B. Chernikova, A.A. Ivanov // Proc. of 21 International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2020). – Erlagol, Altai, June 29–July 3, 2020. – P. 187–190.
139. Chernikova, E.B. Evaluating the influence of the magnetic permeability of the microstrip modal filter substrate on its frequency characteristics / E.B. Chernikova, A.A. Kvasnikov, A.M. Zabolotsky, S.P. Kuksenko // Journal of physics: conference series. – 2020. – Vol. 1611. – No. 012032. – P. 1–4.
140. Черникова, Е.Б. Оценка влияния магнитной проницаемости подложки на частотные характеристики микрополоскового модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.А. Квасников // Материалы XVII Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». – г. Томск, 21–24 апреля 2020 г. – Т. 7. – С. 129–131.
141. Черникова, Е.Б. Защита цепей электропитания космического аппарата от электростатического разряда с помощью модального фильтра / Е.Б. Черникова, Р.Р. Хажибеков, А.М. Заболоцкий // Материалы 18-й международной конференции «Авиация и космонавтика–2019». – Москва, Россия, 18–22 ноября, 2019. – С. 114–115.

142. Belousov, A.O. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, M.A. Samoylichenko, A.V. Medvedev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov and A.M. Zabolotsky // *Symmetry*. – Vol. 12(7), No. 1117. – 2020. – P. 1–38.
143. Черникова, Е.Б. Исследование возможности защиты от сверхкороткого импульса с использованием зеркально-симметричной меандровой линии // *Материалы XVI Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук»*. – г. Томск, 23–26 апреля 2019 г. – С. 119–121.
144. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019618825. Анализ зеркально-симметричной меандровой линии из четырех последовательно соединенных полувитков. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Газизов Т.Р. Заявка № 2019617592. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05.07.2019 г.
145. Chernikova, E.B. Ultrashort pulse decomposition in reflection symmetric meander line of four cascaded half-turns / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – 2019. – Vol. 597, No. 012067. – P. 1–6.
146. Chernikova, E.B. Ultrashort pulse decomposition in reflection symmetric meander lines of three cascaded half-turns / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // *Journal of physics: conference series*. – 2019. – Vol. 1353, No. 012022. – P. 1–6.
147. Черникова, Е.Б. Анализ разложения сверхкороткого импульса в зеркально-симметричной меандровой линии из двух последовательно соединенных полувитков / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // *Материалы VIII Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы радиофизики»*. – г. Томск, 1–4 октября 2019 г. – С 159–162.
148. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019619027. Анализ зеркально-симметричной меандровой линии из двух

- последовательно соединенных полувитков. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Газизов Т.Р. Заявка №2019617569. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.07.2019 г.
149. Chernikova, E.B. Ultrashort pulse decomposition in reflection symmetric meander lines of two cascaded half-turns / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Journal of physics: conference series. – 2020. – Vol. 1499, No. 012029. – P. 1–5.
150. Chernikova, E.B. Reflection symmetric meander line protecting against ultrashort pulses / E.B. Chernikova, A.O. Belousov // Proc. of 21 International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2020). – Erlagol, Altai, June 29–July 3, 2020. – P. 1–4.
151. Черникова, Е.Б. Зеркально-симметричная меандровая линия, защищающая от сверхкоротких импульсов // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 2. – С. 280–293.
152. Патент на изобретение №2726743 РФ. Зеркально-симметричная меандровая линия, защищающая от сверхкоротких импульсов. – Белоусов А.О., Газизов Т.Р., Черникова Е. – № 2019140186; Заяв. 09.12.2019; Оpubл. 15.07.2020, Бюл. №20.
153. Патент РФ на изобретение №2732607 РФ. Способ однократного модального резервирования межсоединений. – Белоусов А.О., Газизов Т.Р., Черникова Е. – №2019140187; Заяв. 09.12.2019; Оpubл. 25.09.2020, Бюл. №27.
154. Черникова, Е.Б. Зеркально-симметричная меандровая линия из двух отдельных витков с перемычкой на разных концах линии // Материалы XVI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 18–20 ноября, 2020. – С. 332–335.
155. Chernikova, E.B. Quasistatic simulation of reflection symmetric meander line with three conductors connected at one end // Сборник избранных статей международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2021». – Томск, Россия, 19–21 мая, 2021. – С. 1–4.

156. Chernikova, E.B. Modal decomposition of an ultrashort pulse in the reflection symmetric meander line with conductors connected at one end // Сборник избранных статей международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020». – Томск, Россия, 13–30 мая, 2020. – Ч. 2. – С. 317–320.
157. Chernikova, E.B. Method for detecting additional pulses in the time response of structures with modal decomposition / E.B. Chernikova, A.O. Belousov // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Russia, Tomsk, Oct. 23–24, 2019. – P. 0245–0249.
158. Vauché, R. Experimental time-domain study for bandpass negative group delay analysis with lill-shape microstrip circuit / R. Vauche, R.A.B. Mefteh, F. Haddad, J. Nebhen, W. Rahajandraibe, F. Wan, S. Lallechere, B. Ravelo // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 24155–24167.
159. Svensson, C. Time domain modeling of lossy interconnects / C. Svensson, G.H. Dermer // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – 2001. – Vol. 24. – №.2. – P. 191-196.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(справочное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ



Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



ул. Ленина, д. 52, г. Железнодорожск, ЗАТО Железнодорожск, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http://www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора
по электрическому проектированию и
системам управления КА акционерного
общества «Информационные
спутниковые системы» имени академика
М.Ф. Решетнева (АО «ИСС»),
председатель секции №2 НТС, к.т.н.
доцент



С.Г. Кочура

2021 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Черниковой Евгении Борисовны

Комиссия в составе:

- главного конструктора - начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС», к.т.н. В.Н. Школьного;
- начальника отдела АО «ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова;
- начальника группы АО «ИСС», к.ф.-м. н. А.А. Хвалько

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы Е.Б. Черниковой:

исследование использования зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации;
зеркально-симметричный модальный фильтр в качестве варианта устройства помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры;

оптимальные параметры зеркально-симметричного МФ после его трехкритериальной оптимизации;

аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра;

программа для ЭВМ №2019618764 от 04.07.2019 «Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра»;

программа для ЭВМ №2019618824 от 05.07.2019 «Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра»;

программа для ЭВМ №2019619026 от 09.07.2019 «Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра».

Эти результаты отражены в отчетах по этапам 1, 2 и 3 о прикладных научных исследованиях 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.

Указанные свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ переданы в АО «ИСС» по договору об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020.

Указанные результаты позволили сделать выбор устройства помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры, реализованного в виде макета по окончанию проекта, и подготовить новый проект «Разработка математических моделей, технологий, методик и аппаратно-программных средств для обеспечения электромагнитной совместимости цепей электропитания перспективных космических аппаратов», включенный в Комплексный план исследований КНТП «Глобальные информационные спутниковые системы».

Главный конструктор - начальник
отделения проектирования и испытаний
РЭА АО «ИСС», к.т.н.


В.Н. Школьный

Начальник отдела АО «ИСС», к.т.н.


С.Б. Сунцов

Начальник группы АО «ИСС», к.ф.-м. н.


А.А. Хвалько



«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе

к.т.н., доцент

Сенченко П.В.

12.04.2021 г.

АКТ


внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Черниковой Евгении Борисовны

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по научной работе, д.т.н. Куксенко С.П., заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе Бусыгина А.В. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ следующих результатов диссертационной работы Черниковой Е.Б.:

1. Результаты формулировки аналитических условий выравнивания разностей задержек мод в зеркально-симметричном модальном фильтре и выполнения с ними оптимизации структур посредством генетического алгоритма использованы для проведения курсовых проектов по дисциплине «Электромагнитная совместимость и управление радиочастотным спектром» в 2020–2021 учебном году программ бакалавриата радиотехнического факультета по направлениям «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Радиотехника».

2. Результаты моделирования зеркально-симметричных модальных фильтров использованы для проведения лабораторных работ по дисциплине «Модальные фильтры» в 2018–2019, 2019–2020 учебных годах магистерских программ радиотехнического факультета «Защита от электромагнитного терроризма», «Электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры» и «Электромагнитная совместимость в топливно-энергетическом комплексе».

Заместитель заведующего каф. ТУ по научной работе  С.П. Куксенко

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе  /А.В. Бусыгина

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

RU

2019619026

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(12) ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства): 2019619026	Авторы: Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон Олегович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)
Дата регистрации: 09.07.2019	
Номер и дата поступления заявки: 2019617572 24.06.2019	
Дата публикации: 09.07.2019	Правообладатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР) (RU)
Контактные реквизиты: нет	

Название программы для ЭВМ:
«Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра»

Реферат:

Программа предназначена для вычисления оптимальных значений параметров: ширины проводников и расстояния между ними. В программе задаются исходные численные значения толщины проводников, толщины диэлектрика и диэлектрической проницаемости диэлектрика. Далее выполняется вычисление искомым значений для получения улучшенных характеристик модального фильтра. В конечном результате программа выдает параметры расстояния между проводниками и ширины проводников, которые позволяют минимизировать максимальное напряжение на выходе модального фильтра, выравнивать временные интервалы между импульсами разложения, используя аналитические выражения для расчета погонных задержек мод и обеспечить согласование с трактом 50 Ом. Далее по полученным параметрам вычисляется временной отклик на заданное воздействие.

Язык программирования: TALGAT-Script

Объем программы для ЭВМ: 9,42 Кб

Извещения об изменениях сведений о зарегистрированной программе для ЭВМ

Государственная регистрация договора об отчуждении исключительного права

Лицо, передающее исключительное право:

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

Приобретатель (правообладатель):

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС») (RU)

Дата и номер государственной регистрации договора: 22.12.2020 РД0350008

Дата внесения записи в Реестр: 22.12.2020

Дата публикации и номер бюллетеня: [22.12.2020](#) Бюл. №1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

RU

2019618764

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(12) ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства): 2019618764	Авторы: Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белусов Антон Олегович (RU), Жечев Евгений Сергеевич (KZ)
Дата регистрации: 04.07.2019	
Номер и дата поступления заявки: 2019617564 24.06.2019	Правообладатель:
Дата публикации: 04.07.2019	Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиозлектроники» (ТУСУР) (RU)
Контактные реквизиты: нет	

Название программы для ЭВМ:
«Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра»

Реферат:

Программа предназначена для вычисления первичных и вторичных параметров и моделирования временного отклика. Программа анализирует исходную конфигурацию зеркально-симметричного модального фильтра путем построения поперечного сечения четырехслойной структуры, где первый и четвертый слой (внешние) – зеркально расположенная пара связанных линий, а второй и третий (внутренние) – соединенные регулярно расположенными перемычками слой, образующие единую землю. Далее вычисляются матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций, матрицы потерь в проводниках и диэлектриках, а затем вычисляются матрицы характеристического импеданса, погонных задержек, модальных напряжений, модальных токов и собственных векторов напряжения. Вычисляется временной отклик на заданное воздействие. Регистрируемая программа для ЭВМ разработана в рамках государственного контракта Министерство образования и науки Российской Федерации № 14.574.21.0172 от 26.09.2017. Номер регистрации в РОСРИД: АААА-А17-117102750002-2. Дата регистрации: 27.10.2017.

Язык программирования: TALGAT_Script

Объем программы для ЭВМ: 5,73 Кб

Извещения об изменениях сведений о зарегистрированной программе для ЭВМ

Государственная регистрация договора об отчуждении исключительного права

Лицо, передающее исключительное право:

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

Приобретатель (правообладатель):

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС») (RU)

Дата и номер государственной регистрации договора: 22.12.2020 РД0350008

Дата внесения записи в Реестр: 22.12.2020

Дата публикации и номер бюллетеня: [22.12.2020](#) Бюл. №1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

RU

2019618824

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(12) ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства): 2019618824	Авторы: Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон Олегович (RU), Жечев Евгений Сергеевич (KZ)
Дата регистрации: 05.07.2019	
Номер и дата поступления заявки: 2019617591 24.06.2019	Правообладатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиозлектроники» (ТУСУР) (RU)
Дата публикации: 05.07.2019	
Контактные реквизиты: нет	

Название программы для ЭВМ:
«Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра»

Реферат:

Программа предназначена для вычисления первичных и вторичных параметров и моделирования временного отклика. Программа позволяет выполнить построение поперечного сечения, состоящего из трех одинаковых и прямоугольных проводников, причем первый проводник расположен на одной стороне диэлектрического слоя, а второй расположен зеркально-симметрично относительно первого проводника на обратной стороне диэлектрического слоя, третий проводник расположен в диэлектрическом слое на равном расстоянии от внешних проводников и является опорным. Далее вычисляются матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций, матрицы потерь в проводниках и диэлектрике, а затем вычисляются матрицы характеристического импеданса, погонных задержек, модальных напряжений, модальных токов и собственных векторов напряжения. Наконец, вычисляется временной отклик на заданное воздействие. Программа для ЭВМ разработана в рамках государственного контракта Министерство науки и образования Российской Федерации №14.574.21.0172 от 26.09.2017. Номер регистрации в РОСРИД: АААА-А17-117102750002-2. Дата регистрации: 27.10.2017.

Язык программирования: TALGAT-Script

Объем программы для ЭВМ: 3,49 Кб

Извещения об изменениях сведений о зарегистрированной программе для ЭВМ

Государственная регистрация договора об отчуждении исключительного права

Лицо, передающее исключительное право:

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

Приобретатель (правообладатель):

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС») (RU)

Дата и номер государственной регистрации договора: 22.12.2020 РД0350008

Дата внесения записи в Реестр: 22.12.2020

Дата публикации и номер бюллетеня: [22.12.2020](#) Бюл. №1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2726743

**ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНАЯ МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ,
ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ**

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

Авторы: *Белоусов Антон Олегович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Черникова Евгения (KZ)*

Заявка № 2019140186

Приоритет изобретения 09 декабря 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 15 июля 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 09 декабря 2039 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2732607

СПОСОБ ОДНОКРАТНОГО МОДАЛЬНОГО
РЕЗЕРВИРОВАНИЯ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ

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

Авторы: *Белоусов Антон Олегович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Черникова Евгения (KZ)*

Заявка № 2019140187

Приоритет изобретения 09 декабря 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 25 сентября 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 09 декабря 2039 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019618763

**«Анализ четырехпроводного зеркально-симметричного
модального фильтра»**

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

Авторы: **Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон
Олегович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов
Тальгат Рашитович (RU)**

Заявка № 2019617559

Дата поступления 24 июня 2019 г.

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ 04 июля 2019 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Излиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019618764

«Анализ четырехслойного зеркально-симметричного
модального фильтра»

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

Авторы: *Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон
Олегович (RU), Жечев Евгений Сергеевич (KZ)*

Заявка № 2019617564

Дата поступления 24 июня 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 04 июля 2019 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019618824

«Анализ двухпроводного зеркально-симметричного
модального фильтра»

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

Авторы: *Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон
Олегович (RU), Жечев Евгений Сергеевич (KZ)*

Заявка № 2019617591

Дата поступления 24 июня 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 05 июля 2019 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019618825

**«Анализ зеркально-симметричной меандровой линии из
четырёх последовательно соединённых полувитков»**

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

Авторы: **Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон
Олегович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)**

Заявка № 2019617592

Дата поступления 24 июня 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 05 июля 2019 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019619026

**«Оптимизация четырехпроводного
зеркально-симметричного модального фильтра»**

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

Авторы: **Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон Олегович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)**

Заявка № **2019617572**Дата поступления **24 июня 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **09 июля 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019619027

**«Анализ зеркально-симметричной меандровой линии из
двух последовательно соединенных полувитков»**

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

Авторы: **Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон
Олегович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)**

Заявка № 2019617569

Дата поступления 24 июня 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 09 июля 2019 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

**ЧЕРНИКОВА
ЕВГЕНИЯ**

Аспирантка кафедры ТУ,
за высокие достижения в научно-исследовательской деятельности
включена в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа

Ректор



В.М. Рулевский

Проректор по НРИИ

А.Г. Лощилов

18 декабря 2019 г.

ДИПЛОМ



За высокие достижения в учебной и научной деятельности
стипендии президента Томского государственного
университета систем управления и радиоэлектроники
в 2020 – 2021 учебном году удостоена

Черникова Евгения Борисовна

аспирант кафедры телевидения и управления ТУСУРА



[Handwritten signature]

Президент ТУСУРА **А.А. Шелупанов**

Конкурс
на назначение
стипендий
президента
ТУСУРА
2020 – 2021

Ноябрь 2020



ДИПЛОМ

награждается

Черникова Евгения Борисовна

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Победитель конкурса на получение
именной стипендии
Владимира Потанина
2018 - 2019 года

Генеральный директор
Благотворительного фонда
Владимира Потанина

О.И. Орачева

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

ДИПЛОМ

ПОБЕДИТЕЛЯ КОНКУРСА «ЛУЧШИЕ ВЫПУСКНИКИ ТУСУР»



ЧЕРНИКОВА Евгения Борисовна

Магистр, РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ

РЕШЕНИЕМ КОНКУРСНОЙ КОМИССИИ ПО ПОДВЕДЕНИЮ ИТОГОВ КОНКУРСА
«ЛУЧШИЕ ВЫПУСКНИКИ ТУСУР» (ПРОТОКОЛ ОТ 14 ИЮНЯ 2019 ГОДА)
ПРИЗНАН ПОБЕДИТЕЛЕМ КОНКУРСА

Ректор Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники



А.А. Шелупанов

ТОМСК 2019

ПОЧЕТНАЯ ГРАМОТА

награждается

Черникова Евгения Борисовна

в номинации

«Студент года 2018»

Ректор ТУСУР

И.о. председателя профкома
студентов ТУСУР



А.А. Шелупанов

Н.С. Лебедкина

Томск, 2018 г.



ТУСУР | TUSUR
UNIVERSITY

ДИПЛОМ I СТЕПЕНИ

награждается

Черникова Е.Б.

за лучший доклад на
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»
Подсекция 2.6 «Электромагнитная совместимость»

19-21 мая 2021 г., Томск

Председатель конференции
Ректор ТУСУРа



Рулевский

В.М. Рулевский

 **TUSUR UNIVERSITY**
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники



Международная
научно-практическая
конференция
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

ДИПЛОМ I СТЕПЕНИ

награждается

Евгения Борисовна Черникова

за лучший доклад на
Международной научно-практической
конференции «**Электронные средства
и системы управления**»

18 - 20 ноября 2020 г., г. Томск

Секция 12. Электромагнитная совместимость

Председатель конференции

Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский



Научная
сессия
ТУСУР

ТУСУР | TUSUR
UNIVERSITY

Диплом I степени

награждается

Е. Б. Черникова

за лучший доклад на
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»

секция 2 «Электроника и приборостроение»
подсекция 2.6 «Электромагнитная совместимость»

Председатель конференции

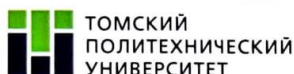


А.А. Шелупанов

А.А. Шелупанов
Ректор ТУСУРа

22 – 24 мая 2019 г.

г. Томск



XVI Международная конференция
студентов, аспирантов и молодых ученых
"ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ НАУК"
Россия, Томск, 23-26 апреля 2019

ДИПЛОМ

II степени

награждается

Черникова Евгения Борисовна

магистрантка Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники за участие в XVI Международной конференции студентов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук» с докладом «ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ»

Научный руководитель: д.т.н. профессор Заболоцкий А.М.

Председатель программного комитета секции У,
проректор по НИИ ТУСУР



[Signature]
В. М. Рулевский

Председатель организационного комитета секции У,
председатель СМУ ТУСУР

[Signature]
А.В. Медовник

Председатель программного комитета

[Signature]
И.А. Курзина



*Награждается
студентка группы 117-М1 кафедры ТУ
ТУСУРа*

*Черникова Евгения Борисовна,
занявшая II место
в смотре-конкурсе отчетов по
производственной практике
магистратуры.*

Директор Департамента образования  *П.Е. Троян*

Томск 2019



ТУСУР | TUSUR UNIVERSITY

ДИПЛОМ III СТЕПЕНИ

награждается

Черникова

Евгения Борисовна

за лучший доклад на
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«**НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР**»
Подсекция 8 «Postgraduate and Master Students' Research in
Electronics and Control Systems»

19-21 мая 2021 г., Томск

Председатель конференции
Ректор ТУСУРа



Рулевский

В.М. Рулевский



2021 IEEE Ural Symposium on Biomedical Engineering,
Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT)

CERTIFICATE OF PARTICIPATION

This certificate is awarded to

Chernikova Evgeniya

for presenting Paper

*Quasi-static analysis of shielded multiconductor
transmission lines for triple modal reservation*

at the 2021 IEEE Ural Symposium on
Biomedical Engineering, Radioelectronics and
Information Technology (USBEREIT)



Vasilii Borisov, Chair of the
IEEE Russia (Siberia) Section

Yekaterinburg, Russia
2021



CERTIFICATE OF PARTICIPATION


certifies that

Evgeniya B. Chernikova

has presented a paper titled

Reflection Symmetric Meander Line
Protecting Against Ultrashort Pulses

at the 21st International Conference of Young Specialists
on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices
held between June 29 – July 3, 2020


Sergey Kharitonov
Program Organizing
Committee Chair



Novosibirsk State
Technical University
NETI



CERTIFICATE OF PARTICIPATION


certifies that

Evgeniya B. Chernikova

has presented a paper titled

Using Composite Insulating Materials to Improve Modal Filter Performance

at the 21st International Conference of Young Specialists
on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices
held between June 29 – July 3, 2020


Sergey Kharitonov
Program Organizing
Committee Chair



Novosibirsk State
Technical University
NETI



CERTIFICATE OF PARTICIPATION

THIS IS TO CERTIFY THAT

*Chernikova
Evgeniya*

HAS PARTICIPATED IN THE

2019 International MultiConference on Engineering,
Computer and Information Sciences (SIBIRCON)

21-27 Oct. 2019



Grigori R. Khazankin
Secretary-Treasurer of IEEE Russia Siberia Section
Scientific secretary of the Conference



XVII Международная конференция
 студентов, аспирантов и молодых ученых
 «Перспективы развития фундаментальных наук»
 Россия, Томск, 21–24 апреля 2020 г.

СЕРТИФИКАТ №10664

удостоверяет, что

Черникова Евгения Борисовна

аспирант,

*Радиотехнический факультет, кафедра телевидения и управления,
 Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,*

принял(а) участие с докладом

**«ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖКИ НА
 ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОГО МОДАЛЬНОГО
 ФИЛЬТРА»**

Научный руководитель – д.т.н., доцент Заболоцкий Александр Михайлович

Соавторы: Квасников Алексей Андреевич

**Председатель программного
 комитета секции 7,
 Проректор по НРИИ ТУСУР**



А.Г. Лоцилов

**Председатель программного
 комитета**

И.А. Курзина

МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ (МАН ВШ)
 АКАДЕМИЯ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИИ (АН ВШ РФ)
 СИБИРСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ (САН ВШ)

Сертификат

участника 25-й всероссийской
 научно-практической конференции

ПРИРОДНЫЕ
 И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ
 РЕСУРСЫ СИБИРИ
 (СИБРЕСУРС-25-2019)

19 ноября 2019 г.

Черникова Е. В.

Председатель
 конференции,
 президент САН ВШ,
 президент ТУСУРа
 А.А. Шелупанов

Томск





СЕРТИФИКАТ

подтверждает, что

**Черникова
Евгения Борисовна**

*является участником
18-й Международной конференции
«Авиация и космонавтика»*

Председатель Оргкомитета,
проректор по научной работе

Ю.А. Равикович

МАИ, г. Москва
18-22 ноября, 2019 г.

 **TUSUR UNIVERSITY**
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники



Международная
научно-практическая
конференция
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

Евгения Борисовна Черникова

представила 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

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ



«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»

Сертификат участника
XIV Международной научно-практической конференции
«Электронные средства и системы управления»
28 – 30 ноября 2018 г.

Е. Б. Черникова

Председатель конференции,
ректор ТУСУР

А. А. Шелупанов

А. А. Шелупанов



Томск



TUSUR | TUSUR
UNIVERSITY

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

**XXVI Международной научно-технической
конференции студентов, аспирантов
и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР»**

19 - 21 мая 2021 г., Томск

Евгении

Черниковой

**Председатель конференции
Ректор ТУСУРа**



Рулевский
В.М. Рулевский



TUSUR | TUSUR
UNIVERSITY

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

Черникова Евгения Борисовна

представила доклад на секции
8 «Postgraduate and Master Students Research in
Electronics and Control Systems»
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»
25-27 мая 2020г., Томск

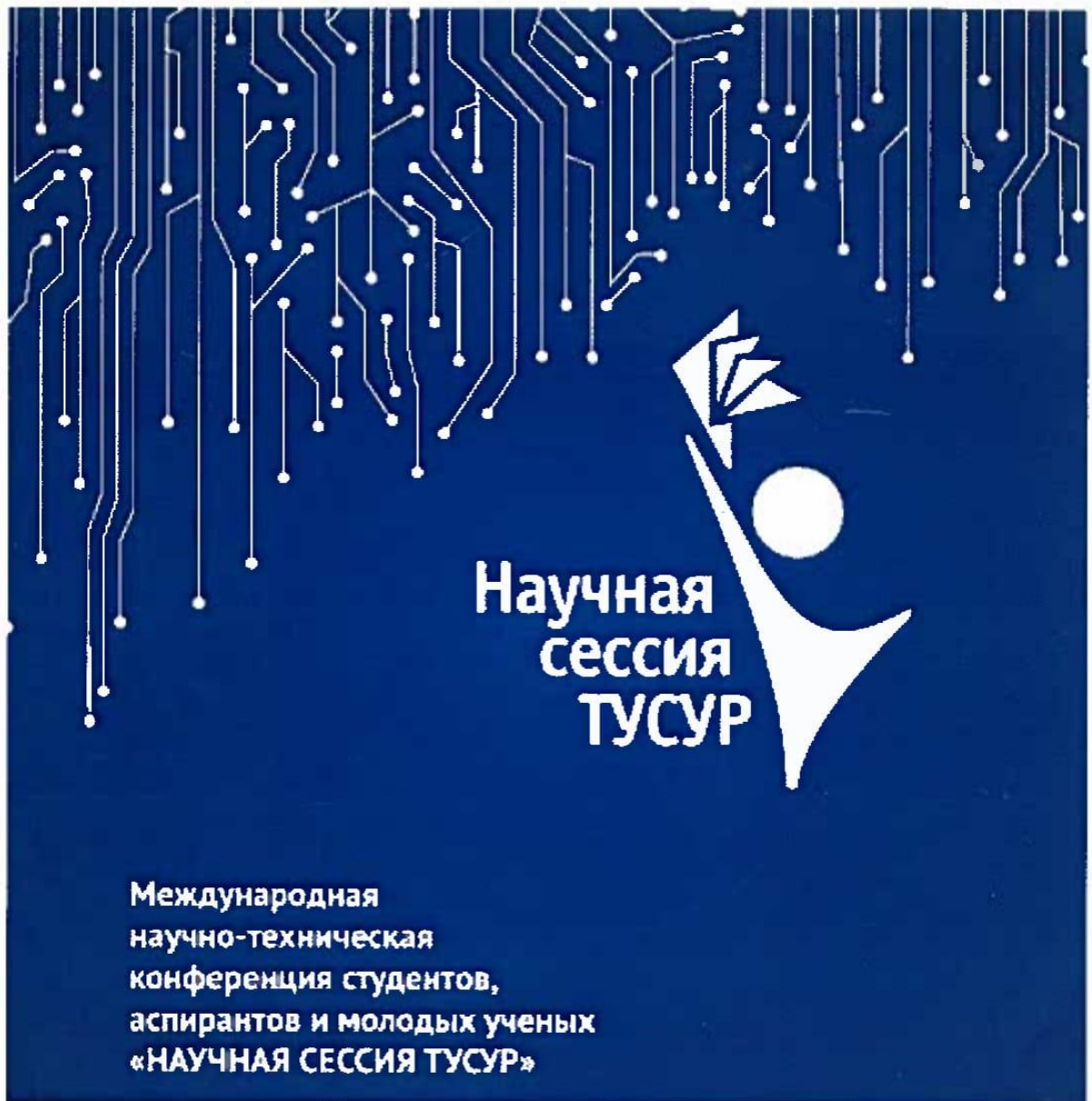
Председатель конференции

Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский





**Сертификат участника
XXII Международной научно-технической конференции студентов,
аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР»,
10–12 мая 2017 г.**

Человек *Свемия*

Председатель Программного комитета,
ректор ТУСУР, д.т.н., профессор



Томск

А.А. Шелупанов
А.А. Шелупанов