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

На правах рукописи

Белоусов Антон Олегович

# Анализ и оптимизация многопроводных структур с модальным разложением для обработки импульсных сигналов

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
Газизов Тальгат Рашитович

Томск 2020

# ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ ..... 5
1. ПОДХОДЫ К МОДЕЛИРОВАНИЮ И ОПТИМИЗАЦИИ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ ПОМЕХОЗАЩИТЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ: ОБЗОР ..... 16
1.1 Подходы к моделированию распространения электрических сигналов ..... 16
1.2 Вычисление временного отклика ..... 18
1.3 Помехозащита радиотехнических устройств ..... 20
1.4 Генерация сверхвысокочастотных импульсов ..... 26
1.5 Подходы к оптимизации ..... 28
1.6 Цель и задачи работы ..... 49
2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОПРОВОДНЫХ СТРУКТУР ..... 51
2.1 Предварительное моделирование микрополосковых структур ..... 52
2.1.1 Многовариантный анализ 1-проводной структуры ..... 56
2.1.2 Многовариантный анализ 2-проводной структуры ..... 58
2.1.3 Оптимизация 3-, 4- и 5-проводной структур эвристическим поиском и генетическим алгоритмом ..... 58
2.2 Моделирование многопроводных структур с круговой симметрией ..... 65
2.3 Асимметрия матриц погонных параметров ..... 70
2.4 Основные результаты раздела ..... 74
3. РАЗРАБОТКА МАКЕТОВ МНОГОПРОВОДНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ..... 76
3.1 Предварительный анализ и моделирование ..... 77
3.2 Макеты и натурный эксперимент ..... 81
3.3 Частотные характеристики ..... 90
3.4 Основные результаты раздела ..... 94
4. ОПТИМИЗАЦИЯ МНОГОПРОВОДНЫХ ПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ЭВРИСТИЧЕСКИМ ПОИСКОМ ..... 96
4.1 Формулировка критериев оптимизации ..... 96

4.2 Выравнивание временных интервалов между импульсами разложения сверхкороткого импульса в микрополосковых модальных фильтрах ..... 98
4.3 Максимизация длительности полностью разлагаемого сверхкороткого импульса в микрополосковых модальных фильтрах ..... 103
4.4 Отдельный учет потерь в проводниках и диэлектриках микрополосковых модальных фильтров ..... 107
4.5 Оптимизация и моделирование зеркально-симметричного модального фильтра ..... 113
4.5.1 Оптимизация по двум критериям ..... 113
4.5.2 Оптимизация по трем критериям ..... 117
4.5.3 Согласование ..... 119
4.5.4 Аналитические выражения для погонных задержек мод ..... 120
4.5.5 Моделирование и разработка макета ..... 123
4.5.6 Квазистатическое и электродинамическое моделирование временного отклика на воздействие сверхкороткого импульса ..... 126
4.6 Экспериментальные исследования зеркально-симметричного модального фильтра ..... 130
4.6.1 Макеты зеркально-симметричного модального фильтра ..... 130
4.6.2 Экспериментальные исследования во временной области ..... 133
4.6.3 Экспериментальные исследования в частотной области ..... 138
4.7 Сравнительный анализ микрополоскового и зеркально-симметричного модальных фильтров ..... 142
4.8 Основные результаты раздела ..... 148
5. ОПТИМИЗАЦИЯ МНОГОПРОВОДНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ГЕНЕТИЧЕСКИМ АЛГОРИТМОМ ..... 151
5.1 Последовательная оптимизация 3-проводного микрополоскового модального фильтра эвристическим поиском и генетическим алгоритмом ..... 151
5.2 Многокритериальная оптимизация ..... 156
5.2.1 Формулировка критериев и целевой функции ..... 156

5.2.2 Оптимизация 3-проводного модального фильтра по амплитудному и трем временным критериям ..... 161
5.2.3 Оптимизация 4-проводного модального фильтра по амплитудному, трем временным критериям и критерию согласования ..... 164
5.2.4 Оптимизация 3-проводного модального фильтра по амплитудному и трем временным критериям, критерию согласования и массогабаритному критерию ..... 166
5.3 Влияние влагозащитного слоя ..... 172
5.4 Основные результаты раздела ..... 177
6. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОПРОВОДНЫХ ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР ДЛЯ РАСЩЕПЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В СИСТЕМАХ ЕГО ГЕНЕРАЦИИ ..... 179
6.1 Подходы к моделированию ..... 179
6.2 Формирование цуга биполярных импульсов в многопроводных полосковых линиях ..... 182
6.3 Формирование цуга униполярных импульсов в многопроводных полосковых линиях ..... 187
6.4 Основные результаты раздела ..... 191
ЗАКЛЮЧЕНИЕ ..... 192
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ ..... 195
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ ..... 196
ПРИЛОЖЕНИЕ А ..... 218

# ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы**

Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) важно для радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), особенно для критичной. Показательным примером является бортовая РЭА. Так, с каждым годом неуклонно растет плотность монтажа печатных плат (ПП) бортовой РЭА космических аппаратов. Этот рост и увеличение верхней граничной частоты спектра используемых сигналов заставляют разработчика уделять особое внимание ЭМС бортовой РЭА. Неучёт требований ЭМС может привести к утрате космического аппарата, что влечёт за собой большие финансовые потери и подрыв репутации предприятия-разработчика.

В последние десятилетия становится актуальной проблема преднамеренных силовых электромагнитных воздействий (ПДЭМВ). Особое внимание уделяют мощным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов – сверхкоротким импульсам (СКИ), поскольку из-за широкого спектра и малой длительности они способны проникать в различную РЭА, а существующие сетевые фильтры не защищают от них. Поэтому совершенствуются устройства защиты, а также генераторы для проведения испытаний.

**Степень разработанности темы**

Необходимость совершенствования моделирования и обеспечения ЭМС подтверждается активными исследованиями в этом направлении, причем в разных секторах (академическом, университетском, отраслевом) инженерных наук, известными школами, которыми руководят: Л.Н. Кечиев (Россия, ВШЭ-МГИЭМ), С.А. Сухоруков (Россия, производство), В.Е. Фортов (Россия, РАН), J.L. ter Haseborg (Германия, Гамбургский технологический университет), W. Radasky (США, корпорация, МЭК). Вопросы ЭМС печатных узлов и стойкости полупроводниковых компонентов к воздействию электростатических разрядов, разработки схем и методов защиты от электромагнитных воздействий, функциональной безопасности бортовых систем отражены в работах Б.Б. Акбашева, Н.В. Балюка, З.М. Гизатуллина, В.Ю. Кирилова,

С.Ф. Чермошенцева. Исследования по созданию генераторов импульсов и оценке устойчивости РЭА к воздействию электромагнитных полей, а также разработке методов и средств оценки влияния электромагнитных импульсов, отражены в работах А.М. Белянцева, В.П. Беличенко, В.И. Кошелева, Л.О. Мыровой, Ю.В. Парфенова. Ряд исследований, подтверждающих, что с помощью средств генерации СКИ можно воздействовать на обмен данными по телекоммуникационным сетям различного назначения, провели Р.В. Киричек, С.И. Комягин, Ю. Сахаров.

Наиболее популярным в научном сообществе сегодня является решение задачи направленного синтеза на основе различных подходов, среди которых есть стохастические и детерминированные методы оптимизации. В такой задаче требуется найти оптимальный набор или размещение элементов из некоторого заданного множества, для чего активно применяются эволюционные алгоритмы. Большой вклад в исследование их применения в прикладных задачах внесли Z. Altman, E. Altshuler, C.G. Christodoulou, K. Christos, R. Mittra, Y. Rahmat-Samii, K. Sotirios, Л. Гладков, А. Еремеев, В. Курейчик, Т. Панченко и др.

Известен ряд промышленных устройств для защиты от СКИ, но они имеют большие габариты и высокую стоимость, тогда как традиционные приборы помехозащиты обладают рядом недостатков, такими как малая мощность, недостаточное быстродействие, паразитные параметры. Многопроводные помехозащитные фильтры исследовали M. Camp, H. Garbe, R. Krzikalla, F. Sabath и T. Weber. Многосвязные полосковые структуры исследовали Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов и А.Н. Сычев. Многопроводные полосковые фильтры успешно разрабатывают Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев и др. Существует принцип защиты, основанный на модальной фильтрации – использовании модальных искажений (изменений сигнала за счет разности задержек мод многопроводной линии передачи (МПЛП)) для защиты за счет последовательного модального разложения импульса в отрезках МПЛП. Значительный вклад в исследования устройств защиты на основе модальной фильтрации внесли Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и И.Е. Самотин. Ряд их работ свидетельствует о

возможности создания устройств защиты на основе модальной фильтрации – модальных фильтров (МФ). Они могут отличаться радиационной стойкостью, малой массой и дешевизной. В качестве устройства защиты от импульсных помех можно использовать полосковые структуры на широко распространенном фольгированном стеклотекстолите. Однако раньше исследовались МФ лишь на связанных линиях, тогда как МФ на многопроводных линиях почти не исследованы, а между тем актуально использование этого ресурса.

Целесообразными в этом направлении видятся исследования по ослаблению СКИ, а также увеличению длительности ослабляемого СКИ. Кроме того, может быть важным согласование МФ с трактом (например, для минимизации отражений полезных высокочастотных сигналов от входа МФ), а также уменьшение массы и габаритов МФ (например, для космических и морских применений). Поэтому актуально исследовать возможности: уменьшения амплитуды импульсов разложения на выходе МФ; выравнивания временных интервалов между ними при количестве проводников ($N$) больше двух; максимизации разности максимальной и минимальной задержек импульсов для увеличения длительности СКИ, который будет разлагаться полностью; согласования тракта, а также уменьшения массы и габаритов МФ. Указанное представляется возможным выполнить с помощью параметрической оптимизации эвристическим поиском (ЭП) и генетическим алгоритмом (ГА). Кроме того, целесообразно расширить применение структур с модальным разложением для обработки импульсных сигналов.

**Цель работы** – выявить возможности совершенствования структур с модальным разложением, используемых для расщепления воздействующего импульса на последовательность импульсов, за счет увеличения числа проводников, а также оптимизации по различным критериям посредством эвристического поиска и генетического алгоритма.

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

1. Выполнить обзор методов моделирования и оптимизации МФ.

2. Выполнить многовариантный анализ и оптимизацию многопроводных микрополосковых МФ посредством ЭП и ГА.

3. Разработать макеты МФ и выполнить натурный эксперимент.

4. Сформулировать основные критерии оптимизации и апробировать их с помощью оптимизации многопроводных полосковых МФ посредством ЭП.

5. Сформулировать многокритериальные целевые функции и апробировать их с помощью оптимизации многопроводных микрополосковых МФ посредством ГА.

6. Рассмотреть использование многопроводных структур с модальным разложением в задачах формирования цуга импульсов.

**Научная новизна**

1. Предложена защита радиотехнических устройств от сверхкоротких импульсов на основе использования многопроводных модальных фильтров: микрополосковых; зеркально-симметричных; с круговой симметрией.

2. Доказана возможность максимизации длительности полностью разлагаемого на последовательность импульсов в многопроводных полосковых модальных фильтрах сверхкороткого импульса, достигающаяся за счет максимизации разности задержек между первым и последним импульсами разложения и выравнивания – между соседними.

3. Введены целевые функции, компоненты которых зависят от амплитуды выходных импульсов, их разностей задержек, временных интервалов между ними, согласования с трактом, массы и объема, и доказана перспективность совместного использования этих компонент при многокритериальной оптимизации структур с модальным разложением.

**Теоретическая значимость**

1. Раскрыты особенности влияния параметров зеркально-симметричного и многопроводных микрополосковых модальных фильтров на погонные задержки мод и отклик на воздействие сверхкороткого импульса.

2. Проведена модернизация: целевых функций для оптимизации модальных фильтров; выражений для вычисления погонных задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра.

3. Изложен сравнительный анализ четырехпроводного микрополоскового модального фильтра и зеркально-симметричного модального фильтра.

4. Изучены причинно-следственные связи между асимметрией матриц погонных параметров многопроводных линий передачи и формой напряжения в конце линии.

**Практическая значимость**

1. Разработаны и внедрены результаты: моделирования шины печатной платы радиоприемного устройства системы автономной навигации космического аппарата, выявления уровня перекрестных наводок и оценки коэффициента передачи в межсоединениях печатной платы, позволившие выявить критичные места трассировки; создания методологии для синтеза оптимальной сети высоковольтного электропитания перспективных космических аппаратов (*2 акта внедрения в АО «ИСС», г. Железногорск*); моделирования, экспериментальных исследований и оптимизации многопроводных микрополосковых модальных фильтров для защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов, позволившие улучшить подготовку магистрантов двух университетов (*2 акта внедрения: НИ ТГУ и ТУСУР, г. Томск*).

2. Создана система практических рекомендаций по моделированию, оптимизации и использованию многопроводных модальных фильтров, позволяющая улучшить их характеристики.

3. Представлены предложения по дальнейшему совершенствованию: оптимизации за счет последовательного использования эвристического поиска и генетического алгоритма с уменьшенными вычислительными затратами; генерации высоковольтных импульсов за счет использования многопроводных структур с модальным разложением при формировании цуга колебаний без использования дорогостоящих компонентов.

4. Определена степень влияния потерь в проводниках и диэлектриках многопроводных модальных фильтров при использовании реальных оцифрованных сигналов с разными длительностями.

5. Определены пределы изменения характеристик многопроводных модальных фильтров после нанесения влагозащитного покрытия.

**Методология и методы исследования.** В работе применено математическое моделирование, основанное на методе моментов и модифицированном методе узловых потенциалов, квазистатический подход, модальный анализ, параметрическая оптимизация на основе эвристического поиска и генетического алгоритма, а также натурный эксперимент на базе скалярного анализатора цепей и комбинированного стробоскопического осциллографа.

**Положения, выносимые на защиту**

1. Добавление к связанной микрополосковой линии дополнительных нагруженных проводников, до 5, позволяет уменьшить амплитуду выходного напряжения при воздействии сверхкороткого импульса на крайний проводник: после параметрической оптимизации эвристическим поиском, при длине проводников 60 см с нагрузками 50 Ом и длительности импульса 36 пс (по уровню 0,5) амплитуда уменьшается на 33% при уменьшении полосы пропускания полезного сигнала от 0,53 до 0,47 ГГц.

2. В многопроводных полосковых модальных фильтрах возможна максимизация длительности полностью разлагаемого сверхкороткого импульса за счет выравнивания временных интервалов между импульсами разложения и максимизации разности задержек между первым и последним импульсами разложения.

3. При параметрической оптимизации микрополосковых модальных фильтров с воздействующим сверхкоротким импульсом длительностью 36 пс достижима меньшая амплитуда выходного напряжения:

трехпроводного, по амплитудному критерию, с последовательным использованием эвристического поиска и генетического алгоритма – на 13% меньше, чем эвристическим поиском;

трехпроводного, по амплитудному и трем временным критериям, генетическим алгоритмом – на 18% меньше, чем по амплитудному критерию;

трехпроводного, по амплитудному, трем временным и массогабаритному критериям, генетическим алгоритмом – на 47% меньше, чем по амплитудному и трем временным критериям;

четырехпроводного, по амплитудному, трем временным критериям и критерию согласования, генетическим алгоритмом – на 63% меньше, чем трехпроводного, по амплитудному и трем временным критериям.

*Оригинальные результаты соотносятся с паспортом 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 подтверждена сравнением результатов моделирования с результатами других авторов, других программных продуктов и натурного эксперимента. Она основана на корректном использовании теории линий передачи, согласованности результатов квазистатического анализа, электродинамического анализа и измерений. Реализуемость предложенных устройств на практике подтверждена моделированием и экспериментально.

**Использование результатов**

1. ОКР «Разработка принципов построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит», тема «САН», договор № 96/12 от 16.11.2012 в рамках реализации Постановления 218 Правительства РФ.

2. ОКР «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов», тема «Модули ЭПК-100», договор № 18/15 от 29.07.2015 г. в рамках реализации Постановления 218 Правительства РФ.

3. НИР «Комплексные исследования по разработке алгоритмов, математического обеспечения и средств проектирования для создания новых элементов защиты и контроля вычислительных систем на основе модальных явлений», грант РФФИ 14-29-09254, 2014–2016 гг.

4. НИР «Комплексное обоснование возможностей создания модальной технологии помехозащиты критичной радиоэлектронной аппаратуры и совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на её основе», грант РНФ 14-19-01232, 2014–2016 гг.

5. НИР «Разработка новых программных и аппаратных средств для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры» в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности, проект 8.1802.2014/K, 2014–2016 гг.

6. НИР «Выявление новых подходов к совершенствованию моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры» в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности, проект 8.9562.2017, 2017–2019 гг.

7. ПНИ «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов» в рамках федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», проект RFMEFI57417X0172, 2017–2020 гг.

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

9. НИР «Структурно-параметрический синтез оптимальных полосковых структур для защиты технических средств от сверхкоротких импульсов», грант Президента Российской Федерации МД-2652.2019.9, 2019–2020 гг.

10. Учебный процесс НИ ТГУ: целевая подготовка магистрантов физико-технического факультета по программе «Проектирование и конструирование промышленных космических систем» для предприятия «Газпром космические системы» в весеннем семестре 2017/2018 уч. г.

11. Учебный процесс магистрантов радиотехнического факультета ТУСУР.

**Апробация результатов**

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах ФЦП ИР (проект RFMEFI57417X0172), РНФ (грант 19-19-00424), РФФИ (грант 19-37-90075), РФФИ (грант 20-37-70020), РФФИ (грант 19-37-51017); на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа 2017 г.; на назначение стипендий Президента РФ студентам и аспирантам по приоритетным направлениям в 2016 и 2017 гг.; на назначение стипендий Правительства РФ студентам и аспирантам по приоритетным направлениям в 2019 и 2020 гг.; повышенной стипендии студентам за достижения в НИРС в 2015 и 2016 гг. и повышенной государственной академической стипендии в 2017 г.

Результаты докладывались и представлялись в материалах конференций:

1. Всерос. научно-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР», Томск, 2015, 2017, 2018 гг.

2. Межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2015, 2017, 2018 гг.

3. Int. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Эрлагол (Алтай), 2016, 2017, 2019 гг.

4. Proc. of Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON), 2016 – Москва (Россия), 2017 – Астана (Казахстан), 2019 – Томск (Россия).

5. 2017 Sib. Symp. on Data Science and Eng. (SSDSE), Новосибирск, 2017 г.

6. 2017 Int. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), Новосибирск, 2017, 2019 гг.

7. XI Int. IEEE Scientific and Technical Conf. "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines", Омск, 2017 г.

8. 23-я межд. научно-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (Сибресурс-23-2017)», Томск, 2017, 2019 гг.

9. Межд. научно-метод. конф. «Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов», Томск, 2017 г.

10. Научно-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», АО НПЦ «Полюс», Томск, 2018 г.

11. Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT–2018), Москва (Россия), 2018 г.

**Публикации.** Основные результаты исследований отражены в 56 публикациях (5 без соавторов): 4 статьи в журналах из перечня ВАК; 2 статьи в журналах, входящих в Q1 WoS или Scopus; 7 статей в журналах, индексируемых в WoS и Scopus; 16 докладов в трудах конференций, индексируемых в WoS и Scopus; 15 докладов в трудах других конференций; 12 свидетельств о регистрации программы для ЭВМ.

**Структура и объем диссертации.** Диссертация включает введение, 6 разделов, заключение, список литературы из 259 наименований, приложение из 30 с. Объём с приложением – 247 с., в т.ч. 85 рисунков и 46 таблиц.

**Личный вклад.** Непосредственное участие автора в постановке цели и задач исследования. Результаты диссертационной работы, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну работы, получены автором лично или при непосредственном его участии. Часть результатов по моделированию и оптимизации зеркально-симметричных МФ получена совместно с *Черниковой Е.Б.*, а их экспериментальное исследование – с *Жечевым Е.С.* Натурные экспериментальные исследования также выполнены совместно с *Заболоцким А.М.* Отдельные результаты исследования получены совместно с соавторами публикаций. Обработка и интерпретация результатов выполнены лично автором.

**Краткое содержание работы.** Во введении представлена краткая характеристика работы. В разд. 1 выполнен аналитический обзор методов моделирования защитных устройств на основе полосковых линий, а также методов их оптимизации, рассмотрены подходы к генерации сверхвысокочастотных импульсов, сформулированы задачи и цель работы. В разд. 2 представлены предварительные результаты многовариантного анализа и оптимизации многопроводных микрополосковых МФ посредством ЭП и ГА. В

разд. 3 рассмотрены разработка макетов многопроводных микрополосковых МФ и их натурный эксперимент. В разд. 4 выполнены формулировка основных критериев оптимизации и оптимизация параметров многопроводных МФ для защиты от СКИ по разным критериям посредством ЭП, исследованы зеркально-симметричные структуры, а также представлены результаты натурных и вычислительных экспериментов с ними. В разд. 5 сформулированы многокритериальные целевые функции с амплитудными и временными критериями, критерием согласования, а также массогабаритным критерием, выполнена оптимизация многопроводных МФ посредством ГА, исследовано влияние покрывающего слоя на характеристики модальной фильтрации в многопроводных МФ. В разд. 6 рассмотрено использование многопроводных полосковых линий в задачах формирования цуга биполярных и униполярных импульсов. Рассмотрены зеркально-симметричная и 5-проводная микрополосковая структуры, а также их различные конфигурации, представляющие из себя каскадные соединения указанных полосковых линий. В Приложении А приведены копии актов внедрения, свидетельств, грамот и дипломов.

# 1. ПОДХОДЫ К МОДЕЛИРОВАНИЮ И ОПТИМИЗАЦИИ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ ПОМЕХОЗАЩИТЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ: ОБЗОР

## 1.1 Подходы к моделированию распространения электрических сигналов

В данном подразделе рассмотрены общие подходы к моделированию распространения электрических сигналов, проведен выбор методов вычисления матриц параметров, выполнен обзор исследований по вычислению временного отклика МПЛП [1], а также рассмотрены подходы к задачам оптимизации.

Массовое внедрение РЭА в различные сферы деятельности, а особенно, в управление критичными системами, например в атомной, военной, транспортной и космической отраслях, сделало жизнь современного общества сильно зависящей от РЭА. Эта зависимость становится все более опасной из-за уязвимости аппаратуры к воздействию электромагнитных помех, поскольку уровни таких помех непрерывно возрастают (из-за роста плотности монтажа, компоновки и трассировки, а также роста уровней и частот воздействия), а уровни восприимчивости компонентов снижаются (с уменьшением запаса помехоустойчивости из-за снижения напряжения питания интегральных схем). Всё чаще возникают ситуации, когда удовлетворительное функционирование систем невозможно, что для критичных систем совершенно недопустимо, поскольку связано с риском огромных материальных потерь, человеческих жертв и даже катастроф.

В общем случае распространение электрических сигналов в межсоединениях описывается уравнениями Максвелла. Поэтому строгое решение задачи вычислительного моделирования межсоединений требует численного решения уравнений Максвелла для граничных условий, определяемых

конфигурацией межсоединений, при начальных значениях, задаваемых электрическими сигналами в межсоединениях. Однако необходимые для этого вычислительные затраты оказываются крайне высокими даже для относительно простых конфигураций. Поэтому такой анализ, называемый электродинамическим или полноволновым (поскольку он учитывает все типы волн, возникающие в межсоединениях), используется при анализе межсоединений, как правило, только на частотах в десятки и сотни гигагерц.

При статическом подходе делается упрощающее предположение, что в межсоединениях отсутствуют потери, дисперсия и высшие типы волн, и может распространяться только основная, поперечная волна. Это сводит уравнения Максвелла к телеграфным уравнениям, решение которых гораздо проще, но весьма точно для большинства практических межсоединений. При допущении распространения только поперечной волны получаются довольно точные результаты даже при наличии небольших потерь в межсоединениях. Этот случай известен как квазистатический подход. При нём произвольная схема межсоединений представляется обобщенной схемной моделью, напряжения и токи в любой точке которой определяются из телеграфных уравнений для каждого отрезка МПЛП с учётом граничных условий на концах отрезков, задаваемых окончаниями. В результате, благодаря квазистатическому подходу, моделирование распространения электрических сигналов в межсоединениях делится на три задачи, решение которых можно искать независимо друг от друга:

– определение матриц параметров отрезков МПЛП;

– определение параметров неоднородностей;

– определение отклика схемы МПЛП на заданное воздействие.

Показано, что решение любой из этих задач, несмотря на упрощения квазистатического подхода, может оказаться весьма сложным в зависимости от сложности конфигураций отрезков МПЛП, их соединений между собой, сложности конфигураций неоднородностей окончаний и наличия в окончаниях комплексных и нелинейных элементов.

Особо важна первая из этих трёх задач. Действительно, значения параметров матриц играют ключевую роль, поскольку в интегральном виде содержат в себе всю информацию о геометрической конфигурации и электрических свойствах материалов проводников и диэлектриков, составляющих межсоединение. Между тем простые соотношения этих параметров позволяют приближённо определить основные характеристики одиночных и связанных межсоединений. Наконец, некоторые методы определения параметров отрезков МПЛП пригодны и для решения второй задачи, т.е. позволяют определить и параметры неоднородностей.

Задача определения параметров неоднородностей на стыках и концах отрезков МПЛП сложнее предыдущей, поскольку, как правило, требует вычислительно затратного трёхмерного моделирования сложных конфигураций и разработки для него соответствующих моделей алгоритмов и программ.

Решение заключительной задачи определения отклика схемы МПЛП на заданное воздействие может оказаться довольно сложным, например, при учёте дисперсии или при изменении параметров отрезков межсоединений по длине отрезка. Кроме того, трудности возникают при учёте нелинейного характера окончаний межсоединений, произвольных воздействиях, а также в схемах со сложной конфигурацией соединений отрезков МПЛП. Однако для некоторых важных частных случаев воздействий и конфигураций возможны простые и даже аналитические решения, позволяющие вычислить форму сигнала в заданной точке схемы межсоединений.

## 1.2 Вычисление временного отклика

Для лучшего понимания принципов линий передачи представлена схема замещения [2] с сосредоточенными элементами для элемента длины 2-проводной линии передачи (третий проводник опорный) (рисунок 1.1).

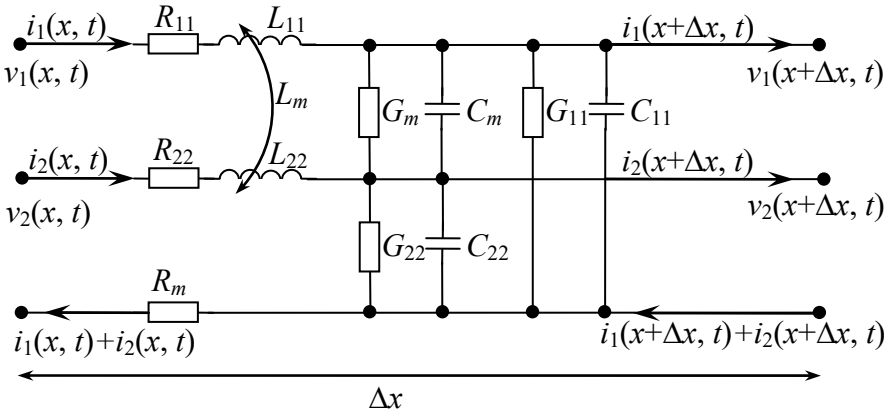



Рисунок 1.1 – Схема замещения элемента длины
2-проводной линии передачи

Обозначения элементов эквивалентной схемы: собственные ($L_{11}$, $L_{22}$) и взаимная ($L_m$) индуктивности проводников структуры; собственные ($C_{11}$, $C_{22}$) и взаимная ($C_m$) емкости; собственные ($G_{11}$, $G_{22}$) и взаимная ($G_m$) проводимости, обусловленные потерями в диэлектриках; собственные ($R_{11}$, $R_{22}$) и взаимное ($R_m$) сопротивления, обусловленные потерями в проводниках.

В работе [3] впервые рассмотрено, как можно использовать непосредственно матричную алгебру для решения с минимальными затратами громоздкой и трудной задачи анализа МПЛП. В работе [4] рассмотрена МПЛП в установившемся режиме, а в [5] приведено решение задачи переходного анализа симметрированной МПЛП непосредственно через определённый интеграл от функции Бесселя, применяя матричную теорию и преобразование Лапласа. В работе [6] показан вывод телеграфных уравнений, описывающих МПЛП.

В работе [7] рассмотрен анализ формы напряжения на выходе МПЛП без потерь, без ограничения двумя линиями и без допущения слабой связи между ними, а также введено важное понятие схемы согласованного окончания и эквивалентной схемы для МПЛП. В работе [8] с помощью матричного анализа развита теория распространения волн в МПЛП без потерь с неоднородными диэлектриками.

Существенным вкладом в анализ МПЛП является монография [9], в которой наряду с МПЛП без потерь с однородным диэлектрическим заполнением показана

квази-ТЕМ теория МПЛП с малыми потерями и неоднородным диэлектрическим заполнением. В последней главе книги на примерах линий передачи с неоднородным диэлектриком представлены пределы точности квазистатических аппроксимаций.

Известна посвящённая вычислению временного отклика МПЛП работа [10]. Статья отличается тем, что в ней рассматриваются и сравниваются несколько методов расчета формы напряжений на выходе линий, основанных на использовании известных параметров теории цепей. К ним относится методы пошагового во времени решения телеграфных уравнений, нормальных волн во временной области, нормальных волн в частотной области, а также метод свертки, использующий функции Грина для линии. Последний позволяет исследовать наиболее общий случай линий с потерями, нагруженных нелинейными цепями.

## 1.3 Помехозащита радиотехнических устройств

В настоящее время проблема ПДЭМВ приобретает все большую актуальность в различных глобальных областях жизнедеятельности человека. Так, в работе [11] эта проблема рассматривается как очевидная угроза непосредственно объектам транспортной инфраструктуры, защита от которой требует, как новых технических, так и законодательных решений. Кроме того, согласно документу [12], реальную угрозу ПДЭМВ отмечают и представители предприятий топливно-энергетического комплекса. По их мнению, неоправданным является отсутствие в законодательстве и в нормативных правовых актах непосредственно необходимой регламентации вопросов защиты систем информационной инфраструктуры объектов топливно-энергетического комплекса от вмешательства посредством ПДЭМВ. Между тем актуально создание соответствующих устройств защиты сетей связи и питания. Безопасность критичной инфраструктуры очень важна для современного общества, потому что её некорректное функционирование может привести к значительным потерям. Кроме того, угроза ПДЭМВ на РЭА может привести непосредственно к её сбою или неисправности. Отдельное внимание

необходимо уделить мощным преднамеренным электромагнитным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов, поскольку они способны проникать в различную РЭА [13, 14]. Так, особенно опасно воздействие таких СКИ, поскольку существующие сетевые фильтры не защищают от них [15]. Известны промышленные устройства, защищающие от СКИ, но большие габариты и высокая стоимость ограничивают радиус их применения [16]. Однако в настоящее время нет эффективной защиты непосредственно против СКИ. Между тем увеличение роли РЭА при функционировании важнейших объектов инфраструктуры делает эту защиту необходимой. Данный вопрос постоянно обсуждается на конференциях AMEREM/EUROEM/ASIAEM. Например, на конференции ASIAEM 2015 выделена отдельная секция «Преднамеренные электромагнитные помехи: угрозы, влияния и защита» и даже созданы отдельные специальные секции: «Создание устройств защиты и методов испытания», «Оценка воздействия преднамеренных электромагнитных помех на критичную инфраструктуру».

В монографии [17] рассмотрены вопросы помехоустойчивости, а также информационной безопасности вычислительной техники при кондуктивных воздействиях непосредственно по сети электропитания. Примечательны результаты экспериментальных исследований, показавших, что использование широко известных наружных устройств защиты, к примеру сетевых фильтров и источников бесперебойного питания, не позволяет достичь значительного уменьшения уровня электромагнитных помех при воздействии импульса непосредственно по сети электропитания, вдобавок, с уменьшением длительности импульса, уменьшается и его ослабление. Актуальна работа [18], которая весьма полезна для системного подхода к решению задач помехозащиты РЭА. Известна также книга по заземлению [19], изучение которой полезно для понимания не только принципов, но и непосредственно нюансов грамотного проектирования системы схемной, силовой и корпусной земель. Рассмотрены фундаментальные основы целостности сигнала (ЦС) [20], а также системный подход к анализу ЦС при разработке высокоскоростной аппаратуры [21]. Изложены теоретические

основы линий передачи, применяемые для анализа ЦС при конструировании непосредственно цифровых и аналоговых электронных систем [22, 23]. Представлено электрическое моделирование и проектирование 3D интегральных схем (ИС) [24]. Для изучения специфических вопросов ЭМС ИС полезна работа [25].

Электростатическому разряду (ЭСР) посвящены монографии ученых из МИЭМ, КАИ и МАИ. Описана природа возникновения статического электричества с физической точки зрения и непосредственно его преобразование в ЭСР, рассмотрен принцип воздействия ЭСР на электронные устройства, методики и средства защиты такой аппаратуры на различных стадиях проектирования и на стадиях изготовления, транспортировки, монтажа непосредственно на объекте, эксплуатации, а также особая программа для контроля и управления электростатической обстановкой при эксплуатации [26]. Изложены сведения, полезные для понимания явлений ЭСР и практики защиты от его последствий [27, 28]. Известен ряд диссертаций (МИЭМ, МАИ, СПбГТУ) по проблеме ЭСР. В частности, в докторской диссертации [29] рассматриваются решения по обеспечению стойкости критичной РЭА к воздействию ЭСР. В кандидатских диссертациях ученых из МАИ изложены простые аналитические оценки временного отклика на воздействие ЭСР в оплетку кабеля [30–31]. В кандидатской диссертации [32] выполнены оценки воздействия СКИ непосредственно на сеть Ethernet.

Естественно отметить безусловного лидера по результатам самых новых в мире исследований в области ЭМС, которым был и остается журнал «IEEE Transactions on EMC», в отдельных работах которого представлено большое количество полезных и актуальных результатов, применимых для создания технологии помехозащиты критичной РЭА, например, по исследованию фильтра электромагнитных помех с экстракцией паразитных элементов каждого из его компонентов [33] или экстракции частотной зависимости параметров материалов [34]. Помимо отдельных статей в текущих номерах, примечательны его тематические выпуски, из которых можно отметить посвященные

аэрокосмической ЭМС [35], целостности питания (ЦП) и ЭМС на уровне ПП [36], применению нанотехнологий в ЭМС (нано-ЭМС) [37].

Примечательны работы в авторитетном отечественном журнале «Технологии ЭМС». Ярким примером является юбилейный 50-й номер журнала, основная часть которого содержит статьи, связанные непосредственно с методами экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов (КА) [38] и уровня напряжённости электрического поля индустриальных радиопомех от линий электропередач в метровом диапазоне длин волн [39], стандартизацией в области ЭМС для военных и гражданских систем [40], развитием многофункциональных информационных систем, функционирующих в сложных электромагнитных средах [41], достижениями функциональной безопасности систем и оборудования в связи с электромагнитными помехами [42].

Традиции Цюрихского симпозиума по ЭМС достойно продолжил Азиатско-Тихоокеанский, например в 2012 г., так, исследовано влияние паразитной индуктивности на границе контактов соединителя на уровень электромагнитных излучений [43]. Моделирование помехоустойчивости ПП представлено на примере создания на основе измеренных данных модели ИС (последовательный интерфейс ARINC для авионики) в соответствии с документом IEC 62433-4 [44]. Представлен метод оценки устойчивости электронных устройств к воздействию повторяющихся коротких электромагнитных импульсов, позволяющий выбрать оптимальные параметры импульсов и предсказать результаты воздействия непосредственно в зависимости от параметров импульсов [45]. Изложено создание моделей ИС для моделирования ЭСР на системном уровне [46]. Для проектирования сложных электромагнитных систем с учетом ЭМС показано сравнение производительности пяти эволюционных алгоритмов оптимизации, из которых дифференциальная эволюция и ГА показали наиболее высокую скорость сходимости [47]. На примере оптимизации межсоединений ИС непосредственно с помощью ГА рассмотрено применение облачной и параллельной систем для моделирования и оптимизации ЭМС ИС [48]. Выполнено экспериментальное сравнение излучений от двух ПП с одинаковыми электрическими схемами,

показавшее, в диапазоне от 120 МГц до 1 ГГц, до 22 дБ меньший уровень излучений платы, спроектированной непосредственно с учетом рекомендаций по ЭМС [49].

Активно исследуются технологии разработки фильтров, интегрированных в структуру ПП. Примечательной является предложенная конструкция фильтра, объединяющего в себе фильтр синфазной моды и корректор (equalizer) дифференциальной моды [50]. Представлены конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [51–54]. Рассматриваются также паразитные и взаимные связи в фильтрах [55]. Изучена экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [56]. В монографии [57] рассмотрены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, представлено применение связанных линий для создания корректоров ФЧХ, а также изложены основы анализа и проектирования таких устройств. Между тем устройства фазовой обработки сигналов с использованием цепей с распределенными параметрами отражены в классических работах зарубежных исследователей [58, 59] и в ряде работ отечественных исследователей [60–62]. Варианты фильтров поглощающего типа рассмотрены в работах [63–67].

Изучены свойства связанных линий передачи с неоднородным диэлектрическом заполнением в поперечном сечении [68]. Искажения сигнала, возникающие под влиянием неоднородного диэлектрического заполнения, представлены на реальном примере трёх связанных микрополосковых линий (МПЛ) [69], а также на примере двух связанных линий при наличии значительных отражений сигналов [70]. Также показано, что искажения могут проявляться из-за потерь в земле [71, 72].

Рассмотрены искажения сигнала из-за взаимных связей в витках меандровых линий, используемых в цифровых схемах в качестве линий задержки [73–79]. В качестве сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств используются связанные структуры в виде С-секций [80–83].

Рассмотрен отрезок многопроводной МПЛ, а также исследованы искажения сигнала в активном проводнике линии, возникающие из-за различия задержек

распространяющихся мод [84]. Эти искажения названы модальными и исследуются при отсутствии иных искажений в зависимости от числа связанных линий и их характеризующих параметров. В работе [85] представлено использование модальных явлений [86–88] для защиты непосредственно от СКИ в линиях передачи. На примере отрезка связанных линий продемонстрировано разложение импульсного сигнала на пару импульсов, имеющих в 2 раза меньшую амплитуду. В статье [85] показано, что в процессе распространения импульса по отрезку линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, из $N$ проводников (не считая опорного) на импульс могут воздействовать модальные искажения, что может приводить к разложению исходного импульса на $N$ импульсов меньшей амплитуды, ввиду различия погонных задержек мод ($\tau_i$) в линии. Представлены общие подходы к проектированию печатного МФ для защиты сетевого порта 100 Мбит/с [89–91]. С этой целью в системе TALGAT [92] разработаны программы сквозного анализа эффекта модального разложения непосредственно в полосковых структурах. Они позволяют следующее: задавать произвольные параметры поперечных сечений; вычислять матрицы погонных коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукций, погонных сопротивлений (**R**) для учета потерь в проводниках и погонных проводимостей (**G**) для учета потерь в диэлектриках, а также задержки мод связанных линий; выполнять параметрическую оптимизацию поперечного сечения линии с помощью ГА; вычислять частотный отклик и временной отклик на периодические воздействия различной формы для многокаскадных фильтров с учетом потерь и без них; анализировать рассеивание мощности входного воздействия на резисторах пассивного проводника и нагрузке фильтра, с учетом потерь и без; моделировать эксперимент.

Из вышесказанного следует, что для защиты от СКИ используются различные подходы и устройства. Однако традиционные устройства защиты имеют следующие недостатки: низкое быстродействие (например, газоразрядные устройства при быстром нарастании входного сигнала имеют запаздывающее срабатывание); наличие полупроводниковых компонентов (варисторы,

стабилитроны), отличающихся высоким быстродействием, однако уязвимых к воздействию радиации, что означает малый срок службы; влияние паразитных индуктивностей выводов (TVS-диоды); сложность проектирования и высокая стоимость. Поэтому одним из перспективных подходов к защите видится использование для защиты многопроводных МФ на основе обычных микрополосковых линий.

Примечательна работа, в которой описывается тестовая эксплуатация МФ в территориальных органах МЧС России [93]. Помимо преимуществ МФ, в работе отражены сферы внедрения данных устройств. Кроме того, приведены статистические данные эксплуатации тестовых образцов МФ для защиты сетевых адаптеров вычислительной техники и серверного оборудования (5 персональных компьютеров, 3 сервера) в ГУ МЧС России по Томской области. Монтаж МФ для защиты серверного оборудования осуществлялся непосредственно в серверных стойках, а рабочих станций – непосредственно на рабочих местах. Отмечено, что во время эксплуатации произошло около 3 скачков напряжения сети энергоснабжения, в результате одного из которых выведен из строя коммутатор локальной сети и вышли из строя сетевые адаптеры на 2 персональных компьютерах, а оборудование, защищенное МФ, не пострадало.

## 1.4 Генерация сверхвысокочастотных импульсов

В настоящее время актуальна задача генерации мощных СВЧ импульсов из-за все более осознаваемой потребности противодействия робототехническим комплексам, в особенности беспилотным летающим аппаратам [94]. Представляется, что со временем исходящая от таких комплексов угроза будет только возрастать, что делает актуальными соответствующие исследования и разработки по электромагнитному противодействию [95].

А.М. Белянцевым была проработана и испытана концепция нелинейной линии, позволяющая создать генератор радиоимпульсов [96]. В этой работе была показана возможность прямого эффективного преобразования униполярного

импульса в радиоимпульс при его распространении в линии передачи с ферритом при наличии пространственной дисперсии. Необходимым условием эффективной генерации в таких линиях является фазовый синхронизм между ударным фронтом и возбуждаемой им волной. Это условие в случае стационарного фронта ударной волны означает равенство фазовой скорости излучения и скорости стационарного фронта, $\nu_r=\nu_{ph}(\omega)$. Поскольку групповая скорость излучаемой волны меньше фазовой, $\nu_g(\omega)<\nu_{ph}(\omega)$, ВЧ энергия оттекает из области фронта со скоростью $\nu_r-\nu_g(\omega)$, формируя цуг колебаний. Одним из главных достоинств работы [96] стала экспериментальная демонстрация возможности возбуждения большого числа колебаний в цуге (>10) [97]. Пространственная дисперсия в таких системах сформирована посредством перекрестных емкостных связей, т.е. в их основе лежит не эффект гиромагнитной прецессии, а периодическая структура передающей линии. Как отмечается в работе [96], длительность генерируемого радиоимпульса и частота заполнения ограничены ВЧ потерями в передающей линии.

Между тем среди востребованных источников мощных СВЧ импульсов можно выделить узкополосные приборы, основанные на использовании релятивистского электронного пучка, а также сверхширокополосные (СШП) генераторы на основе полупроводниковых ключей [98–100]. Два данных класса генераторов, несмотря на их преимущества, имеют также определенные недостатки: релятивистские приборы являются достаточно крупногабаритными, а твердотельные СШП генераторы при их небольших размерах излучают относительно небольшую энергию. Поэтому поиск нового подхода к созданию источников мощных СВЧ импульсов, в котором сочетаются компактность, характерная для твердотельных генераторов, и высокая излучаемая энергия, достигаемая за счет использования множества твердотельных элементов в одном устройстве, в отличие от СШП генераторов, где используются единичные обострители, является актуальной задачей. В частности, интерес представляет подход, в котором СВЧ мощность, формируемая в периодически расположенных обострителях, распределяется между некоторым количеством колебаний (>10) за

счет искусственной дисперсии в передающей линии [101]. Обычно в таком подходе рассматривают двухпроводные линии передачи.

## 1.5 Подходы к оптимизации

Проблема оптимизации сложных систем становится одной из основных в области искусственного интеллекта, потому что включает в себя всевозможные технические, социально-экономические и др. задачи [102]. Она часто дается в виде непосредственно целевой функции, которая задает соотношение внутренних и внешних параметров (притом, что задана она не всегда в аналитическом виде, а иногда задана даже в виде «черного ящика»), и некоторого набора начальных данных и ограничений на решение [103]. Для большого количества этих задач, детерминированные методы решения не подходят или же не способны обеспечить необходимую степень точности [104]. Возникает необходимость в другом подходе – использовании эволюционных методов глобальной оптимизации [105] и непосредственно намеренное использование элемента случайности в алгоритме поиска. При этом сама случайность будет использоваться для накопления данных о поведении объекта исследования и управления. Основные достоинства этих методов [106, 107]: повышенное быстродействие; значительные надежность и помехоустойчивость; высокая робастность, т.е. малочувствительность к нерегулярностям поведения целевой функции, наличию случайных ошибок при вычислении функции; довольно простая внутренняя реализация; малая чувствительность к росту размерности множества оптимизации; возможность естественного ввода в процесс поиска операции обучения и самообучения; эвристические процедуры адаптации, получившиеся в рамках известных схем случайного поиска для построения новых алгоритмов.

Ниже приведены наиболее используемые методы глобальной оптимизации.

**Грубый случайный поиск (метод Монте–Карло)**

Метод Монте–Карло является самым простым и одновременно самым известным алгоритмом случайного поиска, который состоит из равномерного и

случайного «распределения» точек в поисковом пространстве. Его главным достоинством является простота, и в теории глобальной оптимизации метод Монте–Карло применяется при теоретическом или численном сравнении алгоритмов в качестве эталона и в качестве составной части некоторых алгоритмов глобального случайного поиска.

**Алгоритм имитации отжига**

Алгоритм имитации отжига разработан Киркпатриком в 1982 г. [108] и детально разобран в работе [109]. В основе алгоритма лежит теория термодинамического процесса нагревания и медленного охлаждения субстанции для дальнейшего получения кристаллической структуры. Алгоритм начинает со случайно выбранной точки в поисковом пространстве и делает шаг в случайном направлении. Шаг принимается в том случае, если он приводит в точку с более низким уровнем значения функции. В обратном случае, он принимается с вероятностью $P(I)$, где $I$ – время. В начале функция $P(I)$ приближена к единице, но в дальнейшем постепенно уменьшается до нуля – процесс схож с процессом охлаждения твердого тела. Так, в начале моделирования принимаются любые ходы, но, вероятность совершения неверных шагов уменьшается, в то время, когда объект начинает «охлаждаться». Неверные шаги иногда полезны в случае, когда необходимо избежать локального оптимума, однако необходимо учитывать, что в то же время принятие слишком многих неверных шагов может увести в сторону от глобального оптимума. Алгоритм имитации отжига имеет свои вариации (быстрый «переотжиг», параллельный отжиг) и применяется во множестве областей [109–112].

**Метод ветвей и границ**

В данных методах множество решений **M** разбивается на ряд подмножеств **M**k (т.е. происходит «ветвление»), и вместо полного перебора всех элементов данных подмножеств рассчитываются лишь нижние границы $L$(**M**k) минимизируемой целевой функции $F$(**X**) в подмножествах **M**k. Поскольку далее ветвлению подвергается только то подмножество **M**k, у которого наименьшее значение принимает нижняя граница, то возможно сокращение перебора. Но если

значения границы последующих появившихся подмножеств окажутся хуже, чем у любого из ранее образованных подмножеств, то придется вернуться непосредственно к предыдущему шагу (ветвление), на котором и было образовано это более пригодное подмножество. Вдобавок, метод ветвей и границ обеспечивает довольно точное решение задачи, однако в худшем случае из-за подобных возвратов к ветвлению предпочтителен полный перебор. Для корректного применения метода ветвей и границ необходимо использовать алгоритм вычисления нижних границ. Если использовать различные упрощения задачи (приближенное вычисление нижних границ, ограничение возвратов к ветвлению и т.п.), то метод становится приближенным, и из-за потерь точности время решения значительно увеличится.

**Метод поиска с запретами**

Метод поиска с запретами – стохастический метод глобального поиска [113]. Принцип его работы схож со спецификой человеческого поведения, т.е. с присутствием в поведении человека элементов случайности, другими словами, в нескольких идентичных ситуациях человек может повести себя по-разному. Одной из характеристик данного метода является сохранение листа запретов, в котором, к примеру, может храниться последовательность уже рассмотренных точек поискового пространства. Метод поиска с запретами выбирает случайную точку в поисковом пространстве, обнаруживает точки в некотором диапазоне имеющейся точки, и, при достижении установленного критерия, выбирает новую точку в другой области поиска, которая прежде не рассматривалась.

**Эволюционное программирование**

Эволюционное программирование основано на тех же принципах, на которых основан ГА, но, в отличии от ГА, содержит больше эвристических зависимостей, а также использует ранжированные мутации, применяется в ряде задач (комбинаторные и оптимизационные), а также в задачах машинного обучения [114].

**Эволюционные стратегии**

Эволюционные стратегии (ЭС) в процессе оптимизации позволяют приспособиться к любой изменяющейся модели из-за наличия адаптивного уровня мутации. Они применяется в различных областях: комбинаторики, экспертных системах, а также при машинном обучении [115].

**Эволюционные алгоритмы**

За последние 10 лет появилось несколько эволюционных алгоритмов (ЭА), которые работают по принципу естественного отбора из теории Дарвина. Они повторяют специфику поведения и развития биологических объектов. Начиная с 1960 г., эволюционные алгоритмы стали активно исследоваться и изучаться. Так, несколько исследователей независимо друг от друга создали три основных эволюционных алгоритма: ГА [106, 116], эволюционное программирование [117] и ЭС [118]. ЭА активно используются для решения как простых, так и сложных задач оптимизации [119, 120]. На рисунке 1.2 представлены основные виды ЭА.

Роевой интеллект (РИ) по своей специфике – особый тип эволюционных алгоритмов. Его принцип работы заключается в коллективном поведении децентрализованных и самоорганизующихся частиц. Существуют различные алгоритмы, основанные на РИ: метод роя частиц (МРЧ) [121]; муравьиный алгоритм (МА) [122]; алгоритм пчелиной колонии (АПК) [123]. МРЧ работает по принципу специфики поведения перемещения птиц, а также движения стай рыб. Пример самого простого МРЧ включает в себя весовые коэффициенты, а также коэффициент сужения [124]. Он легко применим и вычислительно эффективен. Его использование общепринято только для решения вещественных (непрерывных) задач. Однако также имеются примеры использования МРЧ, применительно к дискретным задачам [125]. Еще один алгоритм, основанный на РИ – это АПК [123], который работает по принципу поведения пчел, которые ищут мед. Также известен метаэвристический МА [126, 127] основанный на принципе поведения муравьев.

Дифференциальная эволюция (ДЭ) [128, 129] относится к классу стохастических алгоритмов и является методом популяционной глобальной

оптимизации. Существуют разные варианты данного алгоритма, которые используются в различных технических задачах. Обзор МРЧ и ДЭ, их преобразования, и другие схожие методы представлены в статье [130].

При решении задач моделирования радиоэлектронных систем и устройств также применяются биогеографическая оптимизация, оптимизация разрастающимися сорняками [131–135], ЭС с адаптацией ковариационной матрицы [136, 137], оптимизация управления ветром [138], эволюционное программирование [139, 140].

Рисунок 1.2 – Классификация эволюционных алгоритмов

Известна теорема, используемая для определения применимости алгоритмов оптимизации, которая носит название «Бесплатного обеда не бывает» и говорит о среднем поведении алгоритмов оптимизации, применительно к тем или иным областям задач оптимизации. В статье [141] изложено, что если имеется среднее решение возможных различных задач оптимизации, например в виде множества X, не существует алгоритма, который имел бы превосходства в производительности над другими. В другой статье [142] авторы показывают невозможность теоретического обоснования выбора наилучшей

многокритериальной универсальной функции оптимизации и заключают, что единственный способ показать преимущество одной стратегии над другой – это непосредственно сравнить их на примере конкретной области задач. Между тем в области проектирования радиоэлектронных систем и устройств существует огромное количество задач оптимизации и зачастую выбор наилучшего алгоритма для оптимизации представляется довольно непростой задачей. Поэтому целесообразно исследование новых алгоритмов оптимизации, если мы полагаем, что в рамках конкретных задач они могут показать более высокие результаты.

**Генетические алгоритмы**

ГА являются алгоритмами эвристического подхода, они используются для решения задач поиска и оптимизации. ГА включают в себя как элементы детерминированного, так и элементы стохастического подходов. Поэтому ГА нельзя отнести только лишь к методам случайного поиска. Необходимо отметить, что они находят применение не только в комбинациях с аналитическими методами, но и с другими алгоритмами поиска и оптимизации [143–145]. Принцип работы ГА построен на теории естественного отбора (выживает наиболее приспособленный). В процессе работы алгоритма рассматриваются сразу несколько ветвей эволюции. С помощью «функции приспособленности», которая определяет насколько приемлемо найденное решение проблемы и выступает в роли окружающей среды непосредственно при моделировании эволюционного процесса, ГА «создают» новые популяции (набор особей (параметров задачи)) объектов, генная структура которых наиболее приспособлена к имеющейся ситуации. Так, ГА имитирует эволюцию приспособления, используя механизмы изменчивости объектов.

Опишем пример работы простого ГА на примере функции с одной переменной. Имеются пространства решений и независимых переменных, а также взаимно однозначное отображение, переводящее пространство переменных в пространство решений, другими словами – целевая функция. Надо найти значение переменной, которое будет удовлетворять заданной целевой функции (условию). В первую очередь необходимо задать допустимые пределы, в которых истинное решение будет изменяться. Далее, в случайном порядке выбираем $n$ численных

значений переменной, другими словами – формируем первое поколение. Всякое значение переменной может быть представлено либо в бинарном, либо в реальном виде. Выполняем действия рекомбинации и мутации (которые рассмотрим ниже). Далее полученные значения переменных в процессе рекомбинаций и мутаций представляются в десятичном виде. Следующим шагом является вычисление целевой функции для полученных значений переменных и выборка $k$ значений переменных, которые бы удовлетворяли начальному условию. Далее формируется новое поколение, которое состоит из $k$ полученных значений и $l$ новых (случайно выбранных) значений переменных ($n=k+l$). Все описанные выше шаги неоднократно повторяются. В результате, получаем, что каждое последующее полученное поколение лучше или, по крайней мере, не хуже предыдущего.

Рассмотрим подробнее операции рекомбинации и мутации. Существует ряд способов рекомбинации. Остановимся на наиболее простом из них, который называется одноклеточным кроссовером или кроссинговером, принцип его работы следующий: пусть имеются два вектора, (набор решений равный $N$) $\boldsymbol{a_1}(a_{11}, a_{12}, \ldots, a_{1N})$ и $\boldsymbol{a_2}(a_{21}, a_{22}, \ldots, a_{2N})$, тогда в результате одноклеточного кроссовера получаются два новых вектора $\boldsymbol{a_3}(a_{11}, a_{12}, \ldots, a_{1m}\ a_{2\ m+1}, \ldots, a_{2N})$ и $\boldsymbol{a_4}(a_{21}, a_{22}, \ldots, a_{2m}\ a_{1\ m+1}, \ldots, a_{1N})$. В процессе работы кроссинговера значение $m$ выбирается хаотично (рисунок 1.3).

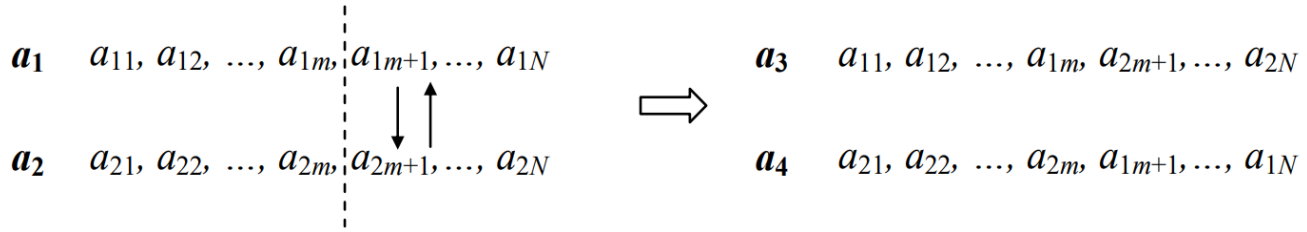



Рисунок 1.3 – Работа кроссинговера в ГА

Мутация – это хаотичный выбор любого значения переменной. Значение переменной представляется в двоичном виде. Некоторая часть разрядов числа, в соответствии с заданным коэффициентом мутации, изменяется на обратное значение (с 0 на 1 и с 1 на 0). Важными параметрами в данном случае являются непосредственно коэффициенты. Коэффициент рекомбинации обычно находится в

пределах от 0,6 до 1, а коэффициент мутации принято брать равным 0,1. Процесс мутации в ГА не даёт никакого улучшения в поиске решения, однако он исполняет роль страховки от локальных экстремумов.

Область применения ГА весьма обширна: создание разных вычислительных структур; автоматизированное проектирование; комбинаторные задачи; оптимизация развития в различных областях, включающих в себя биологические, социальные и когнитивные системы; проектирование нейронных сетей, а также непосредственно управление роботами в рамках машинного обучения; применение в экспертных и обучающихся системах и др. Основные области практического применения: оптимизация численных функций разных сложностей (стандартное использование ГА); распознавание объектов, силуэтов, речи и т.п. (например снимки из космоса или создание фотороботов); комбинаторные задачи (например задача о путешествующем коммивояжере, планирование работ и т.п.); планирование (от позиционирования объектов до различных экономических и социальных проблем); самообучающиеся системы (например использование в «классифицирующих системах», где ГА создают свод условий по типу *если… то* для решения какой-либо проблемы); контроль и управление (в различных комплексных системах, к примеру фабрики или заводы, где ГА используются для комплексного управления рядом параметров для оптимальной работы системы).

Предложен подход, названный комплексной оптимизацией с помощью ГА [146]. В нем применены ГА, зарекомендовавшие себя надёжным средством оптимизации в различных задачах технической электродинамики [147]. Рассмотрены некоторые из этих статей, исследование которых использовано при создании комплексной оптимизации с помощью ГА.

Известна статья [148], в которой структурная оптимизация выполняется интуитивно или эмпирически. В работе происходит выборка нескольких конструкций антенн, далее происходит отбор одной из них, которая имеет, исходя из результатов моделирования, приемлемую диаграмму направленности, а также минимальный КСВ в установленном диапазоне частот. Затем запускается параметрическая оптимизация антенны посредством ГА. Критерием оптимизации

является минимизация КСВ и расширение диапазона рабочих частот, а оптимизируются размещение и непосредственно параметры элементов заграждающих фильтров.

В статье [149] посредством ГА выполнен автоматизированный синтез, который можно назвать параметрическим, потому как выполняется оптимизация непосредственно геометрических параметров элементов антенны. В качестве этих параметров выступают пространственные координаты элементов антенны, что в общем случае ведет к абсолютно другим и особым конструкциям антенн. К конструкциям такой специфики невозможно прийти эмпирически, поэтому, можно говорить о том, что использование ГА в общем случае позволяет автоматизировать процесс структурного синтеза.

В статье [150] показан автоматизированный синтез на примере двухдиапазонной микрополосковой антенны, который является структурным, потому как посредством ГА кодируется наличие или отсутствие проводящих частей на поверхности антенны. В результате, минуя эмпирический подход, получена структура, которая соответствует установленным критериям.

Также имеются разнообразные преобразования ГА, позволяющие использовать их более продуктивно для определенных задач [147]. Помимо этого, известно, что существуют также оптимальные значения параметров ГА, например значения размера популяции и коэффициента мутации, которые, в совокупности позволяют минимизировать число итераций ГА до нахождения верного решения [151].

Известна также реализация в ТУСУРе [152] программного комплекса, включающего в себя объемный набор моделей квазистатического анализа, которые позволяют с допустимой точностью, но за гораздо меньшее время, чем модели электродинамического анализа, анализировать разные структуры, включающие в себя проводники и диэлектрики различной конфигурации и сложности. Таким образом, правильное применение моделей квазистатического анализа в процессе оптимизации с помощью ГА, позволяет существенно ускорить данный процесс.

#### 1.5.1.1 Обзор исследований по использованию генетических алгоритмов

Предложен новый алгоритм проектирования для противодействия межсимвольной помехе в высокоскоростной передаче данных, который оптимизирует глазковую диаграмму с использованием FIR-фильтра в качестве предварительного предусилителя передатчика [153]. В данной работе представлен быстрый анализ глазковой диаграммы, который относится к отклику системы линий передачи на единичный период. Обнаружено, что не только частотные потери, но и множественные отражения из-за рассогласования импеданса сильно влияют на межсимвольные помехи. Поэтому предложен систематический метод для эффективного проектирования FIR-фильтра для улучшения глазковых диаграмм. Оптимальный набор коэффициентов и номеров отводов определяется методом прямого поиска в соответствии с требуемыми характеристиками маски глаза для различных применений. Впоследствии, результаты сравнения для линий с потерями и без приведены для демонстрации значительного снижения межсимвольных помех, вызванных множественными отражениями и частотными потерями. Также приведены экспериментальные результаты для подтверждения эффективности предлагаемого метода.

Предложен способ контроля расположения микроконтактов, основанный на ГА, с целью минимизировать сопротивление электрического контакта [154]. Когда два больших проводника соединяются на ограниченной площади, реальная площадь контакта определяется количеством кластеров микроконтактов, где расположение кластеров определяются крупномасштабной волнистостью поверхности. Кроме того, на микроконтакты влияют микро-шероховатости поверхности. Общепризнано, что сопротивление при стягивании определяется частично количеством и размером микроконтактов, и частично их группировкой в кластеры. В данной работе основное внимание уделяется изучению параметров и строения кластеров из микроконтактов с точки зрения электрического

сопротивления контакта. Исследуется оптимизация местоположения и/или размеров микроконтактных областей, чтобы минимизировать электрическое сопротивление контакта. Получены оптимальные решения с помощью нового метода, использующего ГА с реальным кодированием, реализованного с методом отбора поколений и кроссовером, основанным на нормальном вероятностном распределении. Кроме того, эта работа подчеркивает преимущество формального метода оптимизации, когда в качестве ограничения выступает общая площадь контакта.

Предложен метод анализа и оптимизации целостности сигнала для сложных схем с множественными вводами и выводами, основанный на анализе *S*-параметров [155]. В работе предлагается эффективный метод анализа и оптимизации целостности сигнала для сложных схем MIMO используя анализ данных для обнаружения скрытой информации в модели черного ящика для *S*-параметров. Вместо многократного моделирования схемы интеллектуальная обработка данных использует математический алгоритм поиска непосредственно в модели, что позволяет значительно сэкономить время анализа и повысить эффективность. Оптимизация потока данных используется для большого объема данных, где обработка и анализ данных выполняются одновременно, и, следовательно, нет необходимости сохранять большие извлеченные данные. Предлагаемый метод анализа данных рассматривает как структуру межсоединений, так и структуру системы MIMO и может эффективно анализировать и оптимизировать работу с высокой эффективностью. Представлены два примера: анализ целостности сигнала двух связанных микрополосковых линий и паразитная связь между множественными сигнальными отверстиями через слой земля-питание, чтобы продемонстрировать эффективность предлагаемого метода анализа данных в планировании оптимизации целостности сигнала.

Исследовано ранжирование, основанное на многокритериальной оптимизации [156]. В последние годы растет интерес к обучению ранжирования. В работе рассмотрено текущее состояние обучения для ранжирования в

информационно-поисковых системах. Предложен подход для обучения ранжированию проблемы на основе многокритериальной оптимизации с использованием метода оптимизации Парето и ГА. Реализация метода была исследована на тестовых выборках данных, также проведено сравнение с существующими методами обучения ранжированию. Весовой вектор для функции ранжирования, полученный в этом исследовании, показывает эффективность предложенного метода.

Представлен синтез системы управления, основанный на многокритериальной оптимизации с использованием ГА [157]. Предложены подходы к параметрическому синтезу автоматической системы управления с использованием ГА, который выполняет приближение набора решений Парето-оптимального решения. В результате рассмотрены два подхода к многокритериальной оптимизации автоматической системы управления: 3-критериальная с учетом менее важных критериев, 2-критериальная с получением набора Парето-оптимальных решений по основным критериям. Затем для окончательного отбора был дополнительно задействован третий критерий, минимальное значение которого искалось в оптимальном по Парето наборе, полученном по основным критериям. Показано, что второй подход предпочтительнее первого, поскольку он позволяет получить лучшее решение за более короткое время и с меньшими затратами на вычисление. В данной статье представлены результаты многокритериальной оптимизации параметров системы, полученных в программах MATLAB/Simulink и Global Optimization Toolbox.

Выполнено проектирование схемы из линий задержки с использованием ГА для минимизации перекрестной наводки [158]. Большинство сигналов между микросхемами или корпусами на ПП требует определенных временных задержек для достижения хорошего времени распространения. Удлинение линии электропередачи, пропорциональное требуемой задержке времени, было обычной практикой из-за экономической эффективности. Однако компоновка линий становится все более плотной из-за небольшого размера корпусов или ПП, и это создает перекрестные помехи, вызывая сбой сигнала. В этой статье разработана

методология проектирования схемы из линий задержки для минимизации перекрестной помехи с использованием ГА. ГА требует большого количества оценок функций, и предлагается эффективный расчет перекрестных помех вместе с новой методикой генерации случайной линии, создания потомков и мутаций. Различные оптимальные результаты были получены и сопоставлены для разных целей. Некоторые из конструкций были реально изготовлены и экспериментально протестированы, показывая достоверность оптимальных результатов.

В работе [159] представлен новый глобальный алгоритм оптимизации для смешанных, целых, дискретных и непрерывных переменных. В алгоритме расширенная целевая функция строится путем введения функции коррекции для обработки как целочисленных, так и дискретных переменных как непрерывных. Затем оптимизация методом роя частиц применяется к расширенной целевой функции для нахождения глобальной оптимальной точки.

В работе [160] предлагается новый метод оптимизации распределительных систем, включающий комбинационную задачу как фактор задачи многоцелевой оптимизации (ЗМО). Увеличение нагрузки и глубокое внедрение распределенных генераторов (РГ) с использованием возобновляемых источников энергии служат причиной для беспокойства по поводу защиты интеллектуальной сети. Система вызывает отклонение напряжения и инвертирует поток мощности. Чтобы решить эту задачу, в систему распределения должны быть установлены защитные устройства. Тем не менее, необходимо рассмотреть несколько объектов для реализации системы безопасности, как правило, эти объекты также противоречат друг другу. Более того, также важна проблема расчета операционных затрат и поиска оптимального размещения управляющих устройств. Предложенный метод обеспечивает применение для системы распределения.

В работе [161] рассмотрено оптимальное согласование токовых реле направленного действия с использованием оптимизации с помощью ГА. Реле максимального тока, особенно реле IDMT (обратнозависимая характеристика выдержки времени), чаще всего используется защитным устройством в распределительных системах. Очень важно, чтобы во время дефектов или сбоев

реле перегрузки по току IDMT было способно изолировать только неисправную часть энергосистемы от работоспособной системы. Время работы реле IDMT может быть уменьшено при правильной координации между первичным и резервным реле, при выборе оптимальных значений TMS (многократной настройки времени) и PS (установки штекеров). В данной работе определены оптимальные значения TMS и PS. Задача сформулирована как ограниченная задача нелинейной оптимизации. Для решения задачи оптимизации используется ГА. Программа MATLAB разработана для определения оптимального значения целевой функции. Полученные результаты сравниваются с оптимизацией ГА.

В работе [162] исследуется оптимизация входного импеданса префрактальных антенн Коха с использованием ГА. Согласование импеданса обеспечивается с помощью вырезов, которые оптимизированы для минимизации обратных потерь. Возбуждение данной структуры осуществляется с использованием микрополосковой линии. Антенны разработаны с использованием пакета программного обеспечения Ansoft DesignTM, а новые структуры, оптимизированные с помощью ГА, моделируются, измеряются и сравниваются с одной и той же патч-антенной (прямоугольная микрополосковая антенна), но с учетом длин вырезов, рассчитанных по известным моделям, представленным в литературе. Получено значение обратных потерь антенны при оптимизации ГА ниже уровня минус 40 дБ на резонансной частоте.

В работе [163] представлена оптимизация уровня проникновения с распределенной генерацией (РГ) с учетом надежного функционирования устройств релейной защиты. Могут произойти значительные изменения со структурой распределительной сети с РГ, которая подключена к сети, и соответственно, в распределительной сети будет изменяться поток мощности и ток короткого замыкания. Это влияет на нормальное функционирование устройства релейной защиты в распределительной сети. Чем больше РГ подключено к сети, тем большее влияние приходится на работу устройства релейной защиты. Чтобы гарантировать надежное функционирование устройства релейной защиты в распределительной сети, необходимо изучить уровень

максимального проникновения РГ. В данной статье анализируется влияние РГ на защиту распределительных сетей. Построена расчетная модель распределительной сети с РГ с учетом надежного функционирования устройств релейной защиты и предложен метод расчета, основанный на методе ГА Нише, который поясняется на примере системы множественных РГ-систем, состоящих из 34 узлов.

В работе [164] представлен точный и надежный ГА для оценки частоты сигналов системы электропитания (СЭ). Задача оценки частоты искаженного электрического сигнала обозначена как задача оптимизации. Преимущество ГА при таком подходе заключается в использовании кодирования для ряда решений, которые облегчают работу компьютера, а также поиска подходящего решения из популяции возможных решений. ГА запрограммирован в программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС), а процедура оценки выполняется в режиме реального времени. Это стало возможным благодаря неявному параллелизму ПЛИС при вычислении их инструкций, подходящему выбору шагов ГА для изучения этого параллелизма и соответствующего выбора ПЛИС для лучшей производительности. Для оценки эффективности предлагаемого способа была смоделирована СЭ, имеющая типичные условия работы. Результирующие сигналы были проанализированы предложенным подходом ГА-ПЛИС, а перспективные результаты были сопоставлены с коммерческой передачей.

В работе [165] рассмотрена оптимизация при проектировании микрополосковых антенн с помощью ГА, роя частиц и по алгоритму светлячков. Они интегрированы в новое программное обеспечение (ПО) Оптимизатор Антенн, которое сочетает в себе атрибуты среды электромагнитного проектирования CST Microwave Studio с методами технических расчетов и программирования в MATLAB. Согласование импеданса и улучшение коэффициента передачи оптимизированы в предопределенном диапазоне частот, что подвело к созданию очень маленькой и компактной сверхширокополосной антенны 12x21 мм.

В работе [166] рассматривается оптимизация микрополосковых фильтров методом роя частиц. Для замедления частиц и ускорения сходимости вводится

коэффициент трения, также как и своего рода «неявный перезапуск». Также представлено сравнение с ГА.

В работе [167] рассмотрен параллельный многостратегичный эволюционный алгоритм с использованием интерфейса передачи сообщений для многокритериальной оптимизации. Алгоритмы эволюционной многокритериальной оптимизации (ЭМО) стали широко распространены и получили большой успех при решении двух- или 3-критериальных задач. Однако, с увеличением числа целей, большинство алгоритмов не могут работать хорошо из-за расширения объектного пространства. Поэтому существует необходимость в улучшении алгоритмов ЭМО для решения многокритериальных (четырех или более) задач оптимизации (МЗО). С этой целью в данной работе предлагается параллельный многостратегичный эволюционный алгоритм (ПМЭА), чтобы в полной мере использовать преимущества различных стратегий отбора. В частности, ПМЭА поддерживает три популяции одновременно, чтобы выбрать особи на основе трех стратегий: на подходе, основанном на декомпозиции, на показателях, и на оценке плотности на основе сдвига. ПМЭА использует интерфейс передачи сообщений для обмена информацией после выбора трех стратегий, для использования преимуществ различных подходов. Отмечено, что ПМЭА может более тщательно изучить объективное пространство и, таким образом, достичь более перспективных результатов. Проведена оценка ПМЭА на двух часто используемых наборах МЗО и сравнение результатов с несколькими современными многокритериальными одноранговыми алгоритмами. Численные результаты показывают, что ПМЭА может достичь статистически превосходной производительности или, по крайней мере, высокой конкурентоспособности в большинстве случаев.

В работе [168] представлена ЭС на основе гауссова классификатора (ЭСГК) для решения задач мультимодальной оптимизации. Для гарантии успеха такого подхода, эволюционный метод для таких задач должен отвечать двум важным требованиям: уметь различать различные области притяжения и защищать уже обнаруженные высококачественные решения, включая как глобальные, так и

локальные оптимумы. В ЭСГК задачи мультимодальной оптимизации рассматриваются как классические, так и гауссовы гибридные модели, используемые для сохранения местоположений и областей уже идентифицированных локальных или глобальных оптимумов. В ЭСГК вводится последовательная методика оценки ковариации гауссовой модели. Чтобы наилучшим образом скорректировать глобальный размер шага, вводится стратегия с названием «выбор выборки высшего ранг», а также предлагается классифицировать метод вместо обычного, но проблематичного запуска с использованием радиуса. Эксперименты проводятся по серии эталонных тестовых функций для сравнения ЭСГК с современными подходами мультимодальной оптимизации. Результаты показывают, что ЭСГК не только прост в программировании и понимании, но также обеспечивает высокую и стабильную производительность.

В работе [169] рассматривается оптимизация кольцевой микрополосковой антенны с использованием ГА. Микрополосковые антенны с круговыми кольцами обладают рядом интересных свойств, которые делают их перспективными в беспроводных применениях. Хотя некоторые методы анализа, такие как модель резонатора (cavity model), модель обобщенной линии передачи, область преобразования Фурье-Ханкеля и метод сопоставленного асимптотического расширения, уже исследованы, нет эффективного инструмента разработки, который был объединен с подходящим алгоритмом оптимизации. Приведенный здесь метод основан на хорошо известной модели резонатора, а оптимизация размеров и местоположения точки запитки круговой кольцевой антенны выполняется с помощью оптимизации посредством ГА для достижения приемлемой работы антенны в области требуемой резонансной частоты. Антенны, разработанные этой эффективной процедурой, были реализованы экспериментально, также было выполнено сравнение результатов. Кроме того, эти результаты также сравниваются с результатами, полученными с помощью ПО для электромагнитного моделирования на основе FEM и HFSS от ANSOFT.

В работе [170] рассматривается оптимизация формы СКИ на основе атомарных функций. Теория атомарных функций используется для задач оптимизации, связанных с СКИ. Рассматриваются несколько форм сигналов наряду с энергетическими характеристиками антенн. Изучается направленность антенн для биполярных и однополярных СКИ.

В работе [171] рассматриваются новые зонды и процедуры оценки для определения поля и поляризации. Быстрые темпы развития беспроводных технологий привели к новым требованиям к радиочастотной конструкции передатчиков. Задачей проектирования является оптимизация широкополосных устройств с минимальными размерами и весом, а также хорошим внешним видом, которые при этом хорошо работают в труднодоступных местах, например, с часто изменяющейся позицией в непосредственной близости от человеческого тела. Для оптимизации таких передатчиков требуются новые подходы к анализу, обеспечивающие точное измерение распределения напряженности электрического и магнитного полей даже в непосредственной близости от радиопередатчиков. Были проанализированы и построены новые полевые зонды с оптимизацией, что позволило не только оценить точечную напряженность поля, но и получить информацию о поляризации поля. Параметры эллипса восстанавливаются комбинацией простого алгоритма спуска и алгоритма обновления Гивенса, который показал себя быстродействующим и надежным. Разработанные датчики и процедуры значительно повышают качество информации, необходимой для анализа и оптимизации антенн и передатчиков.

В работе [172] предлагается ГА для многоцелевой оптимизации без ограничений. Многоцелевой ГА (MOGA) – это прямой метод многоцелевой оптимизации. По сравнению с традиционным многоцелевым методом оптимизации, целью которого является найти единственное решение Парето, MOGA стремится найти представление всей границы Парето. В процессе решения многоцелевых задач оптимизации с использованием ГА необходимо синтетически рассмотреть пригодность, разнообразие и элитарность решений. В данной работе, в частности, оптимальный метод последовательности изменяется для оценки

пригодности; плотность клеток и ранжирование на основе Парето объединяются для достижения вариабельности; элитарность решений поддерживается жадным выбором. Чтобы сравнить предложенный метод с другими, разработана система количественной оценки эффективности. Предложенный метод тестируется по некоторым хорошо известным многоцелевым ориентирам и его результаты сравниваются с другими MOGA. Результат показал, что метод надежен и эффективен.

Многозадачный выбор функций включает в себя выбор соответствующих функций из многозадачных наборов данных, что приводит к улучшенной многоуровневой точности обучения. Методы выбора многозначных признаков на основе поиска методом эволюционного подхода оказались полезными для идентификации компактного набора признаков, успешно улучшив точность многоколоночной классификации. Однако обычные методы часто нарушают бюджетные ограничения или приводят к неэффективному поиску из-за неэффективного изучения важных функций. В работе [173] предлагается эффективный метод выборки на основе поиска для многозадачной классификации с ограниченным бюджетом. В предлагаемом способе выполнено исследование по улучшению возможностей поиска традиционного ГА, что приводит к улучшенной многозадачной классификации. Эмпирические исследования с использованием 20 наборов реальных данных демонстрируют, что предлагаемый метод превосходит традиционные методы выбора многозадачных признаков.

Поскольку индустрия ПО становится чрезвычайно конкурентоспособной, крупные компании-разработчики ПО должны выбрать и использовать свой портфель проектов, чтобы получить максимальную отдачу при ограниченных ресурсах. Оптимизация портфеля проектов с использованием многокритериальных эволюционных алгоритмов является довольно многообещающей, поскольку она может предлагать Парето-оптимальные решения, которые трудно получить с помощью ручных подходов. В работе [174] предлагается усовершенствованный MOEA/D (многокритериальный эволюционный алгоритм на основе декомпозиции) на основе эталонного

расстояния (MOEA/D_RD) для решения проблем оптимизации портфеля ПО при оптимизации 2, 3 и 4 целевых функций. MOEA/D_RD заменяет решения на основе базового расстояния в процессе эволюции. Экспериментальное сравнение и анализ выполняются среди MOEA/D_RD и нескольких современных многокритериальных эволюционных алгоритмов, в т.ч. МЭА/D, ГА нераспределенной сортировки II (NSGA2) и ГА нераспределенной сортировки III (NSGA3). Результаты показывают, что MOEA/D_RD и NSGA2 могут более эффективно выполнять задачу оптимизации портфеля ПО. Для 4-критериальной оптимизации MOEA/D_RD является наиболее эффективным алгоритмом по сравнению с MOEA/D, NSGA2 и NSGA3 с точки зрения охвата, распределения и стабильности решений.

**Недостатки и преимущества ГА**

Анализируя статьи [175, 176, 177] можно обозначить некоторые недостатки и преимущества ГА. К недостаткам ГА можно отнести:

1. Проблематичность нахождения точного глобального оптимума.
2. Сложность в настройке для определения решений конкретной задачи.
3. Сложность оптимального кодирования параметров для всех задач.
4. Проблематичность в применении ГА для изолированных функций. Проблема изолированности («нахождение иголки в стоге сена») встречается для всякого метода оптимизации, потому как сама функция не несет в себе информации, указывающей на область, в которой нужно искать максимум. Поможет решить задачу в данном случае только случайная локализация особи в глобальном экстремуме (рисунок 1.4).

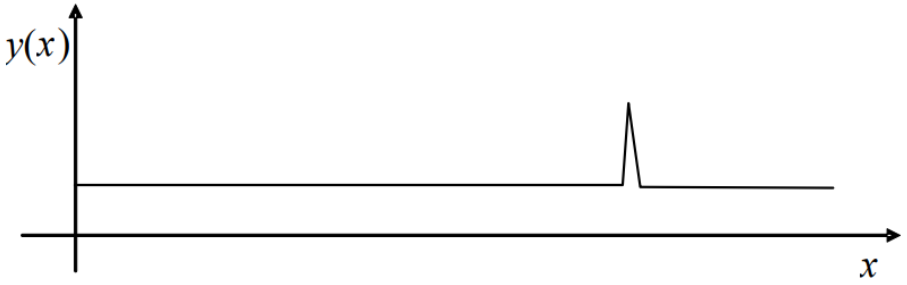



Рисунок 1.4 – Изолированная функция

5. Возникают сложности при работе ГА, когда необходимо оптимизировать сильно зашумленные функции. Вносимый функцией шум обычно оказывает сильное влияние на сходимость различных эволюционных методов, потому как зачастую сильно замедляет нахождение решения ГА (рисунок 1.5).

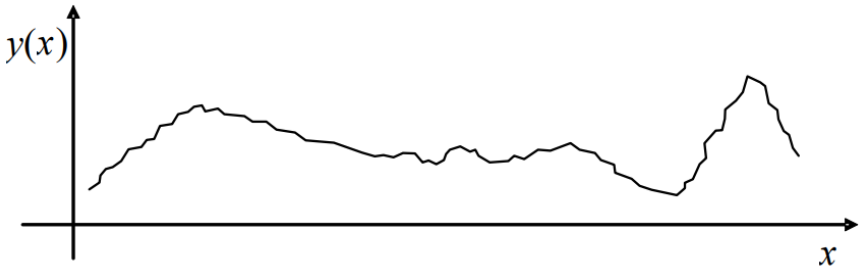



Рисунок 1.5 – Зашумленная функция

Тем не менее, целый список преимуществ использования ГА, сравнительно с другими методами глобальной оптимизации, говорит о целесообразности и эффективности использования ГА:

1. Простота в использовании.
2. Небольшая зависимость эффективности использования непосредственно от настроек оптимизатора, применительно для большого количества задач.
3. ГА может использоваться как универсальный метод оптимизации сложных функций с большим количеством параметров.
4. Работа ГА с закодированными параметрами позволяет исследовать любую проблемную задачу.
5. Использование ГА применительно для обширной области задач.
6. Возможно использование ГА непосредственно для неформализуемых задач, в том случае, когда имеется нечетко сформулированная целевая функция или же она вообще отсутствует.

Установлено, что использование ГА применительно к проблемам электродинамики, квазистатики и распространения радиоволн, ввиду его преимуществ, популяризировало его использование среди ученых. Из года в год, все большее количество научных работ, посвященных ГА, появляется в высокоцитируемых международных изданиях. Поиск в базе Scopus дает 65762

публикации по результатам конференций и 94510 журнальных статьи, связанных с ГА, с 1977 по 2016 год [178].

На основе указанного выше, представляется возможным использование ГА как универсального инструмента для оптимизации довольно сложных проблем [179–183]. К тому же, можно предположить, что результаты, полученные посредством ГА, будут лучше полученных, используя другие методы. Следовательно, при решении задачи оптимизации неисследованной и новой проблемы лучше применять ГА.

## 1.6 Цель и задачи работы

На основании обзора, приведенного выше, можно отметить, что было проведено углубленное исследование по оценке искажений импульсов, времени нарастания, изменению длительности, уменьшению амплитуды, а также формы напряжения для $N$=2, 3, 4. Однако ранее оптимизировалась лишь толщина покрывающего диэлектрического слоя, в частности по критерию минимизации модальных искажений [1]. Между тем оптимизация других параметров МПЛП, а также использование ряда других критериев и методов оптимизации при исследовании многопроводных структур, может быть весьма плодотворным. Целесообразными в этом направлении видятся исследования по ослаблению СКИ, а также увеличению длительности ослабляемого СКИ. Кроме того, может быть важным согласование МФ с трактом (например, для минимизации отражений полезных высокочастотных сигналов от входа МФ), а также уменьшение массы и габаритов МФ (например, для космических и морских применений). Поэтому актуально исследовать возможности: уменьшения амплитуды импульсов разложения на выходе МФ; выравнивания временных интервалов между ними при $N$ больше двух; максимизации разности максимальной и минимальной задержек импульсов для увеличения длительности СКИ, который будет разлагаться полностью; согласования тракта, а также уменьшения массы и габаритов МФ. Указанное представляется возможным выполнить с помощью параметрической

оптимизации ЭП и ГА. Кроме того, целесообразно расширить применение структур с модальным разложением для обработки импульсных сигналов.

**Цель работы** – выявить возможности совершенствования структур с модальным разложением, используемых для расщепления воздействующего импульса на последовательность импульсов, за счет увеличения числа проводников, а также оптимизации по различным критериям посредством эвристического поиска и генетического алгоритма.

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

1. Выполнить обзор методов моделирования и оптимизации МФ.
2. Выполнить многовариантный анализ и оптимизацию многопроводных микрополосковых МФ посредством ЭП и ГА.
3. Разработать макеты МФ и выполнить натурный эксперимент.
4. Сформулировать основные критерии оптимизации и апробировать их с помощью оптимизации многопроводных полосковых МФ посредством ЭП.
5. Сформулировать многокритериальные целевые функции и апробировать их с помощью оптимизации многопроводных микрополосковых МФ посредством ГА.
6. Рассмотреть использование многопроводных структур с модальным разложением в задачах формирования цуга импульсов.

# 2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОПРОВОДНЫХ СТРУКТУР

На первом этапе исследования, для освоения инструментария и получения навыков электрического моделирования многопроводных межсоединений ПП, выполнена оценка перекрестных наводок в схеме из отрезков МПЛП, отличающаяся комплексным исследованием во временной и частотной областях с точным учетом взаимовлияний проводников отрезка МПЛП и приближенным учетом неоднородностей на их стыках, при разных комбинациях активных проводников [184]. В 5-проводной линии передачи ПП системы автономной навигации (САН) выявлен максимальный уровень перекрестной наводки около 6% от амплитуды импульса со временем фронта и спада по 1 нс и плоской вершины по 2 нс в начале. Выявлено, что на некоторых частотах наводка на пассивных проводниках может достигать нескольких десятков процентов от уровня сигнала в активной линии: первый максимум составил около 20% от уровня сигнала в активной линии и наблюдался на частоте около 1,5 ГГц, близкой к частоте работы глобальных навигационных систем. В результате получен ценный опыт практического моделирования, важный для исследований многопроводных МФ.

В продолжение, на примере многопроводной шины ПП радиоприемного устройства (РПУ) САН КА выполнен ряд работ по локализации максимумов напряжения [185] и исследованию влияния на неё длительности СКИ в активной линии [186], а также перекрестных помех [187]. Выполнена оптимизация параметров входного сигнала по критерию максимизации пикового напряжения в шине ПП с помощью ГА [188]. Также разработан ряд практических и лабораторных работ по дисциплине «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем», проведенных в 2015–2016 учебном году у магистрантов 8-и групп ТУСУРа по направлениям «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Радиотехника» [189].

## 2.1 Предварительное моделирование микрополосковых структур

В качестве тестовых вычислений, выполнены предварительный многовариантный анализ и оптимизация различных структур в системе TALGAT [190, 191]. Рассмотрено построение геометрических моделей поперечных сечений, вычисление матриц погонных коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукций и временных откликов на воздействие СКИ для числа проводников $N$=1–5. На этом этапе моделирования ширина проводников ($w$), толщина проводников ($t$), расстояние между проводниками ($s$) и толщина диэлектрика ($h$) взяты фиксированными.

Поперечные сечения исследуемых структур в общем виде, а также их эквивалентные схемы, приведены на рисунке 2.1. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом, а длина линий $l$=4 м. Воздействие – трапециевидный импульс ($E(t)$) с амплитудой ЭДС 5 В, с фронтом, плоской вершиной и спадом по 50 пс.

На рисунках 2.2 представлены зависимости $U(t)$ на входе и выходе линий для $N$=1–5, а в таблицах 2.1–2.5 приведены матрицы **C** и **L**. Значения параметров линий следующие: $w$=510 мкм, $t$=30,5 мкм, $s$=750 мкм, $h$=190 мкм, расстояние от края до проводника $d$=2$s$, относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика $\varepsilon_r$=7,46. Длина сегмента – 25 мкм.

Из представленных результатов получены вторичные характеристики: матрицы характеристических импедансов ($\mathbf{Z}_C$), $\tau_i$ и их максимальные разности (max($\Delta\tau$)), а также максимальные значения напряжений (max($U(t)$)) в конце активного проводника (таблица 2.6).

В результате, при моделировании МПЛ с одинаковыми параметрами наблюдается уменьшение амплитуды СКИ на выходе с увеличением $N$. Также наблюдается увеличение значения max($\Delta\tau$) с 0,3 до 0,5 нс/м с ростом $N$ от 2 до 5.

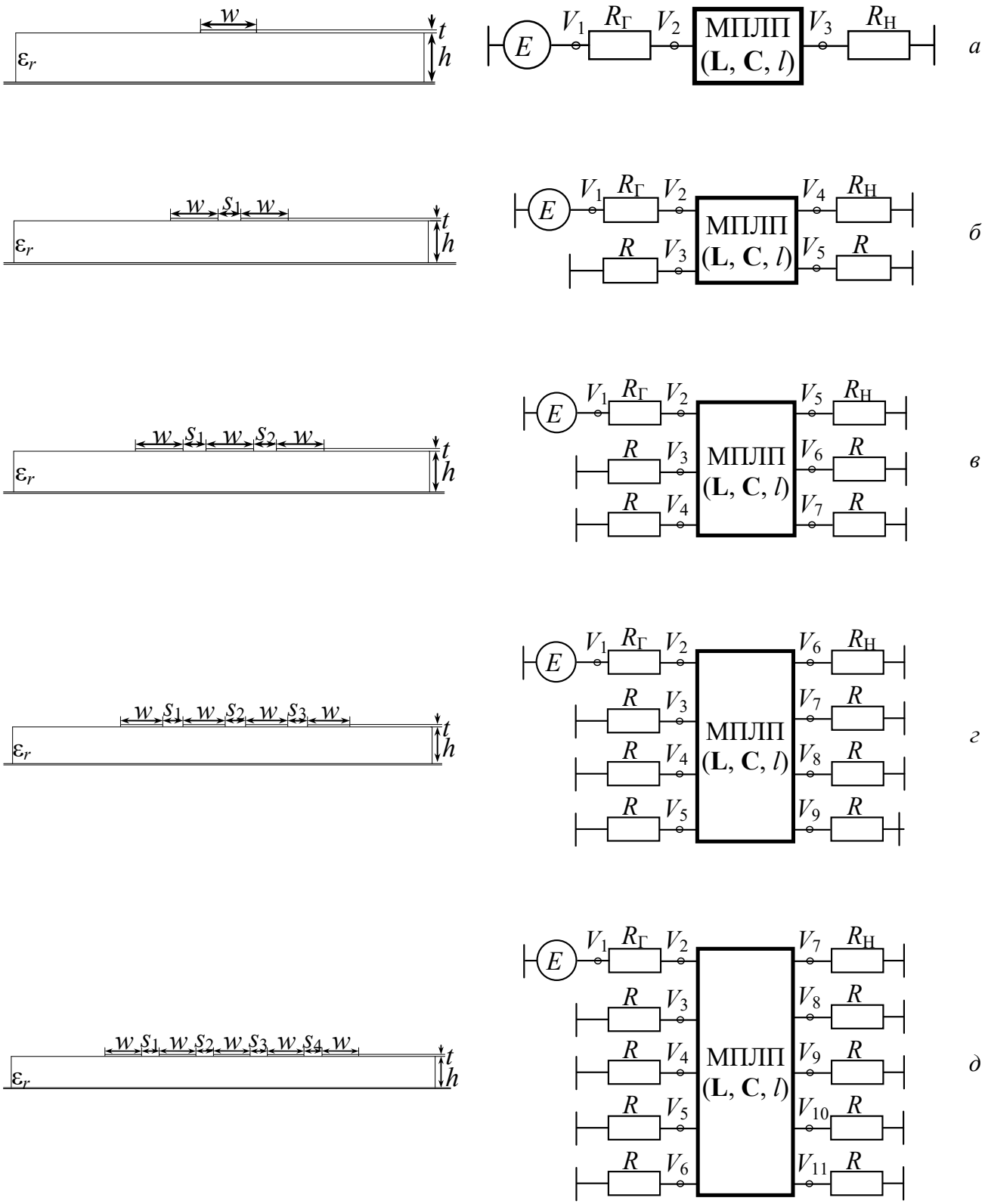



Рисунок 2.1 – Поперечные сечения и эквивалентные схемы для $N$=1–5 (*а–д*)

Таблица 2.1 – Матрицы **C** и **L** для *N*=1

| Тип | Значения элементов |
|---|---|
| **C**, Ф/м | 2,44272e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,39317e–007 |

Таблица 2.2 – Матрицы **C** и **L** для *N*=2

| Тип | Значения элементов | |
|---|---|---|
| C, Ф/м | 2,44359e–010<br>–2,56448e–012 | –2,56448e–012<br>2,44359e–010 |
| L, Гн/м | 2,39209e–007<br>1,08381e–008 | 1,08381e–008<br>2,39209e–007 |

Таблица 2.3 – Матрицы **C** и **L** для *N*=3

| Тип | Значения элементов | | |
|---|---|---|---|
| **C**, Ф/м | 2,44362e–010<br>–2,54929e–012<br>–4,80766e–013 | –2,54929e–012<br>2,44445e–010<br>–2,54929e–012 | –4,80766e–013<br>–2,54929e–012<br>2,44362e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,39205e–007<br>1,08205e–008<br>2,60206e–009 | 1,08205e–008<br>2,39101e–007<br>1,08205e–008 | 2,60206e–009<br>1,08205e–008<br>2,39205e–007 |

Таблица 2.4 – Матрицы **C** и **L** для *N*=4

| Тип | Значения элементов | | | |
|---|---|---|---|---|
| **C**, Ф/м | 2,44362e–010<br>–2,54805e–012<br>–4,74344e–013<br>–2,07075e–013 | –2,54805e–012<br>2,44448e–010<br>–2,54805e–012<br>–4,74344e–013 | –4,74344e–013<br>–2,54805e–012<br>2,44448e–010<br>–2,54805e–012 | –2,07075e–013<br>–4,74344e–013<br>–2,54805e–012<br>2,44362e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,39205e–007<br>1,08192e–008<br>2,59573e–009<br>1,12950e–009 | 1,08192e–008<br>2,39098e–007<br>1,08029e–008<br>2,59573e–009 | 2,59573e–009<br>1,08029e–008<br>2,39098e–007<br>1,08192e–008 | 1,12950e–009<br>2,59573e–009<br>1,08192e–008<br>2,39205e–007 |

Таблица 2.5 – Матрицы **C** и **L** для *N*=5

| Тип | Значения элементов | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **C**, Ф/м | 2,44363e–010<br>–2,54774e–012<br>–4,73645e–013<br>–2,03515e–013<br>–1,15674e–013 | –2,54774e–012<br>2,44449e–010<br>–2,53308e–012<br>–4,68033e–013<br>–2,03515e–013 | –4,73645e–013<br>–2,53308e–012<br>2,44451e–010<br>–2,53308e–012<br>–4,73645e–013 | –2,03515e–013<br>–4,68033e–013<br>–2,53308e–012<br>2,44449e–010<br>–2,54774e–012 | –1,15674e–013<br>–2,03515e–013<br>–4,73645e–013<br>–2,54774e–012<br>2,44363e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,39205e–007<br>1,08189e–008<br>2,59506e–009<br>1,12633e–009<br>6,29419e–010 | 1,08189e–008<br>2,39097e–007<br>1,08016e–008<br>2,58942e–009<br>1,12633e–009 | 2,59506e–009<br>1,08016e–008<br>2,39094e–007<br>1,08016e–008<br>2,595060e–00 | 1,12633e–009<br>2,58942e–009<br>1,08016e–008<br>2,39097e–007<br>1,08189e–008 | 6,29419e–010<br>1,12633e–009<br>2,59506e–009<br>1,08189e–008<br>2,39205e–007 |

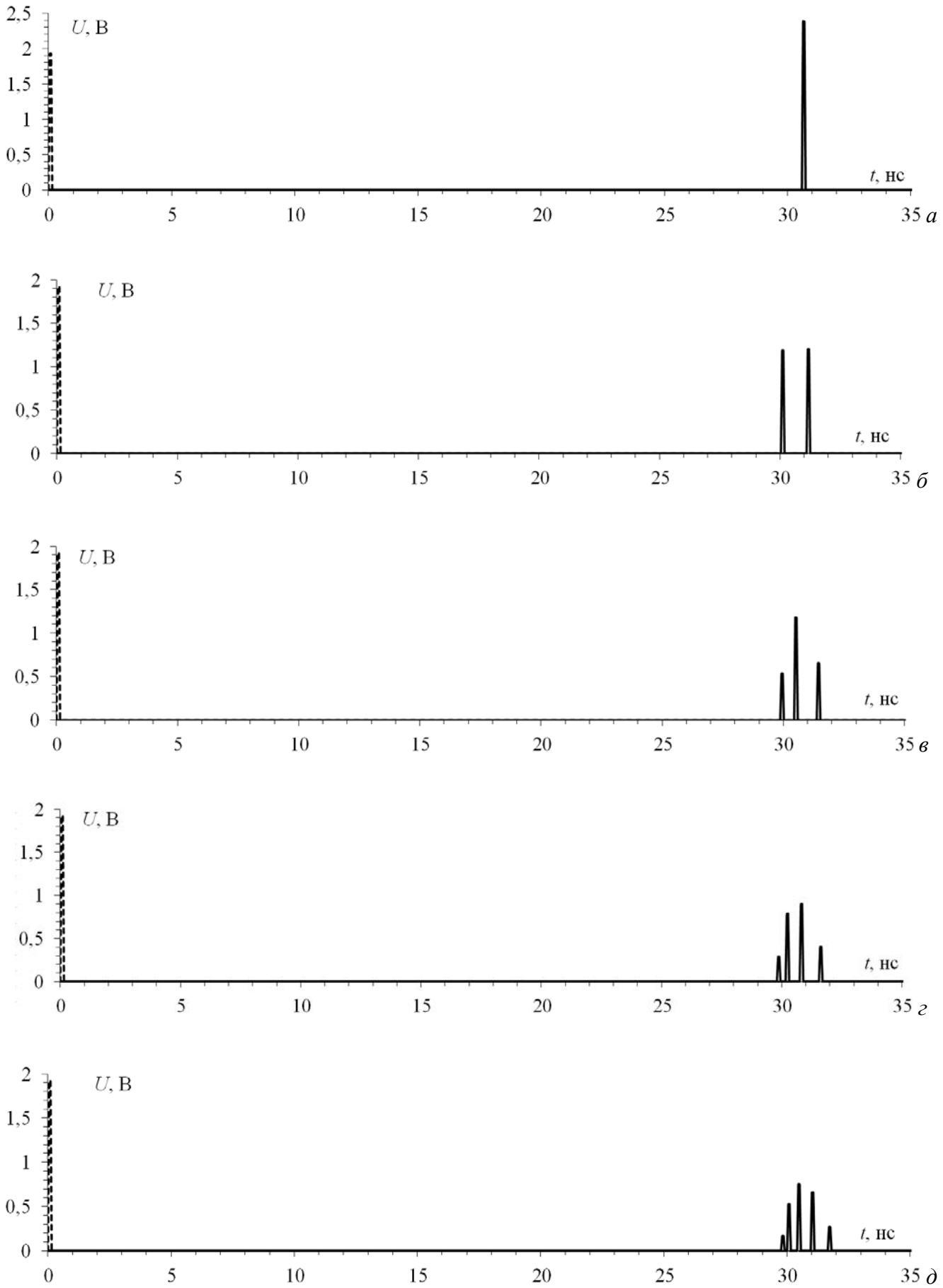



Рисунок 2.2 – $U(t)$ на входе (– –) и выходе (—) для $N$=1–5 (*а–д*)

Таблица 2.6 – Вторичные характеристики для $N$=1–5

| $N$ | $\mathbf{Z}_C$, Ом | | | | | $\tau_i$, нс/м | max(Δτ), нс/м | max($U(t)$), В |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 31,3004 | | | | | 7,6458 | | 2,38754 |
| 2 | 31,2847 | 0,87315 | | | | 7,5093 | 0,2663 | 1,20077 |
| | 0,87315 | 31,2847 | | | | 7,7756 | | |
| 3 | 31,2841 | 0,87027 | 0,19799 | | | 7,4681 | 0,3763 | 1,18329 |
| | 0,87027 | 31,2692 | 0,87027 | | | 7,6112 | | |
| | 0,19799 | 0,87027 | 31,2841 | | | 7,8444 | | |
| 4 | 31,284 | 0,87003 | 0,19684 | 0,08555 | | 7,4495 | 0,437 | 0,90146 |
| | 0,87003 | 31,2686 | 0,86741 | 0,19684 | | 7,5402 | | |
| | 0,19684 | 0,86741 | 31,2686 | 0,87003 | | 7,6863 | | |
| | 0,08555 | 0,19684 | 0,87003 | 31,2840 | | 7,8865 | | |
| 5 | 31,2840 | 0,86997 | 0,19670 | 0,08493 | 0,04768 | 7,4399 | 0,4748 | 0,753658 |
| | 0,86997 | 31,2685 | 0,86717 | 0,19570 | 0,08493 | 7,5017 | | |
| | 0,19670 | 0,86717 | 31,2680 | 0,86717 | 0,19670 | 7,6037 | | |
| | 0,08493 | 0,19570 | 0,86717 | 31,2685 | 0,86997 | 7,7413 | | |
| | 0,04768 | 0,08493 | 0,19670 | 0,86997 | 31,2840 | 7,9147 | | |

### 2.1.1 Многовариантный анализ 1-проводной структуры

В данном пункте приведено тестовое определение точного значения $w$, при котором $\mathbf{Z}_C$=50 Ом. Это достигалось путем оптимизации 1-проводной структуры посредством ГА (для освоения инструментария использования ГА при оптимизации полосковых структур). При оптимизации использовался простой ГА с параметрами: число особей – 50; количество поколений – 100; коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5; число бит для кодирования каждого параметра – 16. Параметры, использованные при оптимизации, следующие: $t$=105 мкм, $h$=190 мкм, $d$=1,5 мм, $\varepsilon_{r1}$=1, $\varepsilon_{r2}$=5. На рисунке 2.3 представлены вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе линии, полученные после оптимизации.

В результате оптимизации ГА получены следующие значения параметров: $w$=0,289723 мм, $\mathbf{Z}_C$=50,0625 Ом, τ=5,87794 нс/м, max($U$)=2,51072 В.

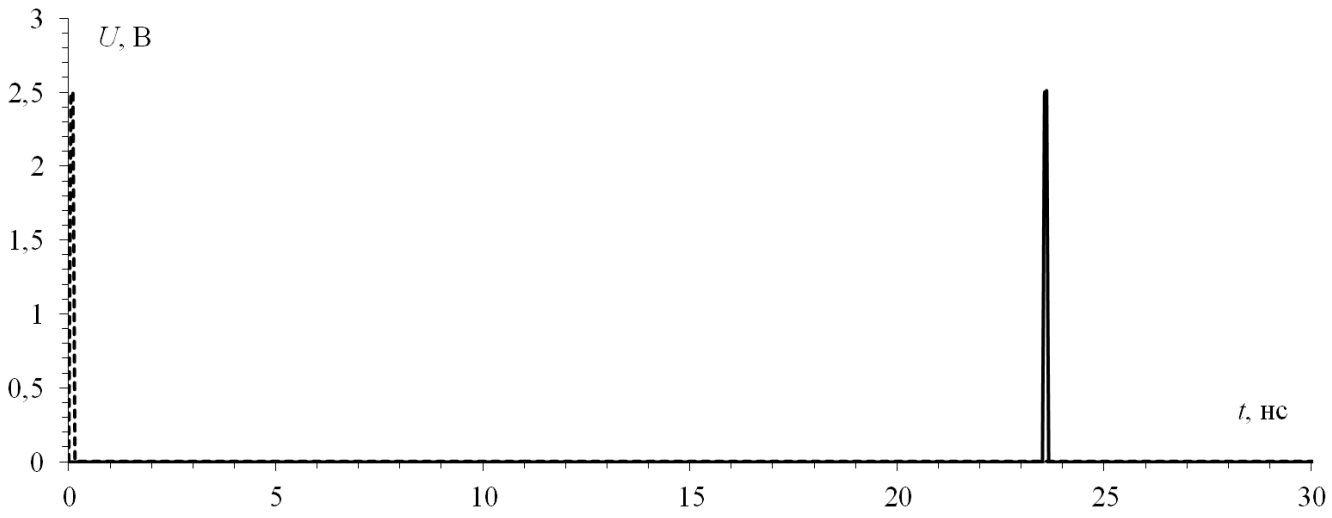



Рисунок 2.3 – $U(t)$ на входе (– –) и выходе (—)

для согласованной структуры с $N$=1 после оптимизации ГА

Для проверки, при помощи полного перебора найдено значение $w$, при котором $\mathbf{Z}_C$=50 Ом. Полный перебор позволяет увидеть все значения изменяемого параметра (в данном случае $w$) при различных значениях интересующего (в данном случае $\mathbf{Z}_C$). Поскольку параметры, при которых осуществлялся полный перебор остались неизменными, зависимости $U(t)$ на входе и выходе линии также не изменились. Результаты полного перебора представлены на рисунке 2.4.

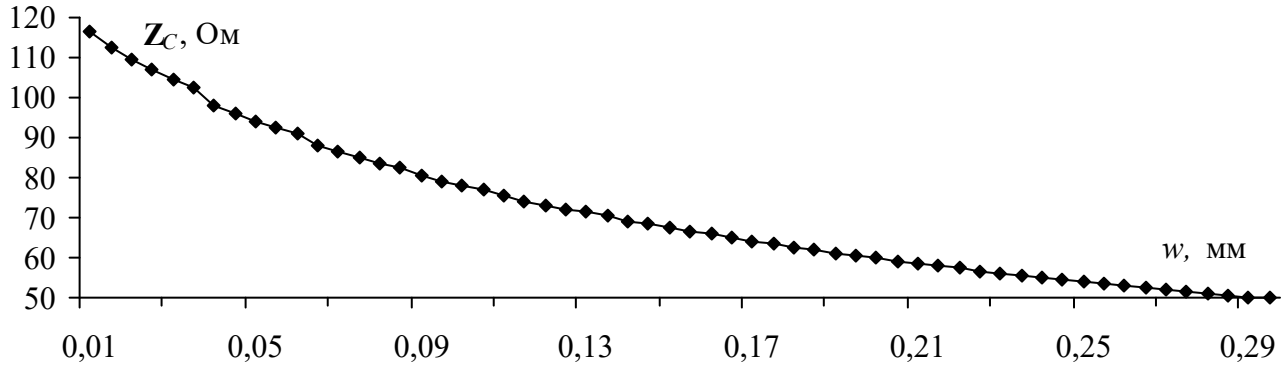



Рисунок 2.4 – Результаты оптимизации $\mathbf{Z}_C$ перебором параметра $w$

В результате данной оптимизации были получено значение $w$=290 мкм, при котором $\mathbf{Z}_C$=50 Ом. При этом $\tau$=7,914 нс/м, max($U$)=2,52 В.

### 2.1.2 Многовариантный анализ 2-проводной структуры

В данном пункте рассмотрено определение максимального значения параметра Δτ в зависимости от значения *s* на примере 2-проводной структуры. Также представлено среднегеометрическое значение волновых сопротивлений четной и нечетной мод $(Z_oZ_e)^{0,5}$. Исследование проводилось при следующих параметрах: $w$=290 мкм, $t$=105 мкм, $s$=1–30 мкм, $h$=190 мкм, $d$=2$s$, $\varepsilon_{r1}$=1, $\varepsilon_{r2}$=5. Результаты представлены на рисунке 2.5.

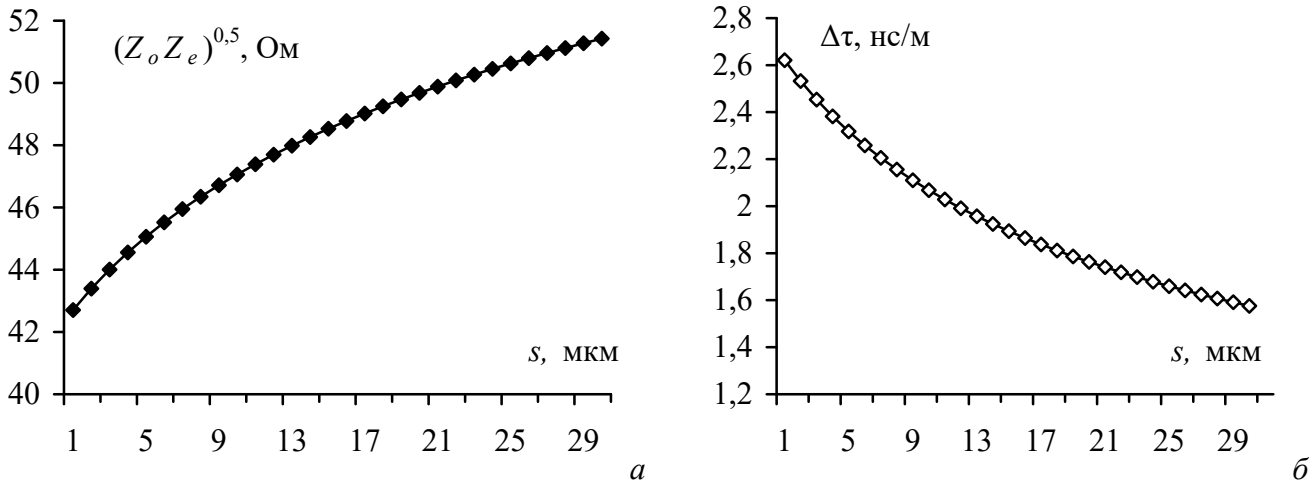



Рисунок 2.5 – Результаты оптимизации $(Z_oZ_e)^{0,5}$ (*а*) и Δτ (*б*) перебором параметра *s*

Выявлено, что при переборе *s* в диапазоне 1–30 мкм, максимальное значение параметра Δτ для $N$=2 достигается при $s$=1 мкм.

### 2.1.3 Оптимизация 3-, 4- и 5-проводной структур эвристическим поиском и генетическим алгоритмом

В данном подпункте представлены результаты оптимизации многопроводных МПЛ посредством ЭС и ГА [192]. Параметры, использованные при оптимизации: $w_1$=$w_2$=$w_3$=290 мкм, $t$=105 мкм, $h$=190 мкм, $d$=870 мкм, $\varepsilon_r$=5. Оптимизировались значения $s_i$ в диапазоне 10–1000 мкм при $N$=3–5 посредством

ЭП и ГА, когда источник ЭДС подключен к крайнему или центральному проводнику. Параметры ГА выбраны согласно пункту 2.1.1.

Для примера, представлены результаты оптимизации 5-проводной МПЛ, как самой сложной из рассматриваемых. Её поперечное сечение в общем виде представлено на рисунке 2.1*д*. Эквивалентная схема, когда источник ЭДС подключен к крайнему проводнику, представлена на рисунке 2.1*д*, а к центральному – на рисунке 2.6.

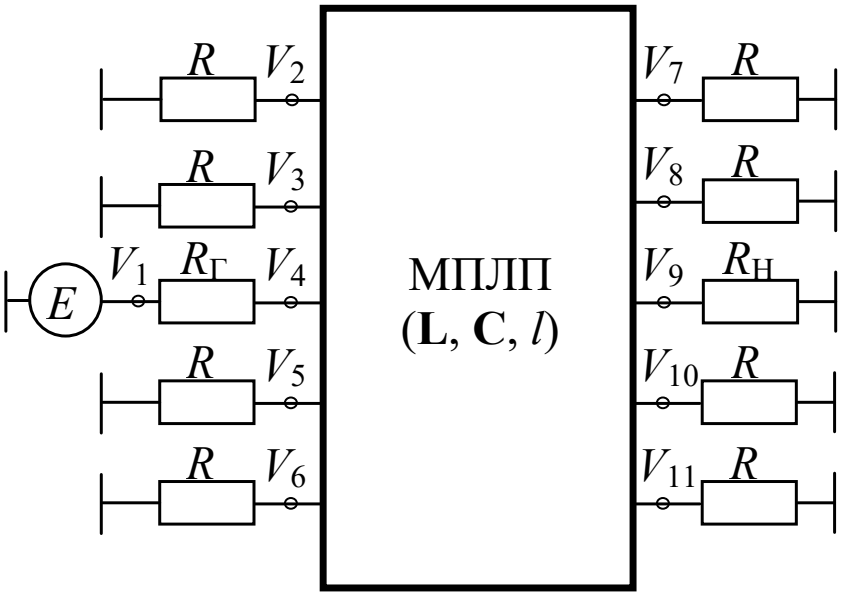



Рисунок 2.6 – Эквивалентная схема МФ
для $N$=5 с активным центральным проводником

В результате оптимизации параметра $s_i$ посредством ЭП, когда источник ЭДС подключен к крайнему проводнику, получены значения $s_1$=367 мкм, $s_2$=447 мкм, $s_3$=500 мкм, $s_4$=685 мкм. На рисунке 2.7 представлена зависимость $U(t)$ на входе и выходе линии, а в таблицах 2.7–2.8 представлены матрица $\mathbf{Z}_C$, значения $\tau_i$ и $\max(U(t))$ на выходе линии, а также матрицы **C** и **L**.

Таблица 2.7 – Матрицы **C** и **L** для $N$=5 при активном крайнем проводнике и оптимизации посредством ЭП

| Тип | Значения элементов | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **C**, Ф/м | 1,19050e–010 | –8,22027e–012 | –1,02174e–012 | –4,26532e–013 | –2,27789e–013 |
| | –8,22027e–012 | 1,19925e–010 | –6,27742e–012 | –8,72901e–013 | –3,42318e–013 |
| | –1,02174e–012 | –6,27742e–012 | 1,19172e–010 | –5,48782e–012 | –7,45767e–013 |
| | –4,26532e–013 | –8,72901e–013 | –5,48782e–012 | 1,18539e–010 | –3,59217e–012 |
| | –2,27789e–013 | –3,42318e–013 | –7,45767e–013 | –3,59217e–012 | 1,17845e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,91701e–007 | 4,33081e–008 | 1,07448e–008 | 4,20358e–009 | 1,97572e–009 |
| | 4,33081e–008 | 2,90403e–007 | 3,47510e–008 | 8,71557e–009 | 3,13958e–009 |
| | 1,07448e–008 | 3,47510e–008 | 2,91516e–007 | 3,07476e–008 | 6,47728e–009 |
| | 4,20358e–009 | 8,71557e–009 | 3,07476e–008 | 2,92512e–007 | 2,07721e–008 |
| | 1,97572e–009 | 3,13958e–009 | 6,47728e–009 | 2,07721e–008 | 2,93567e–007 |

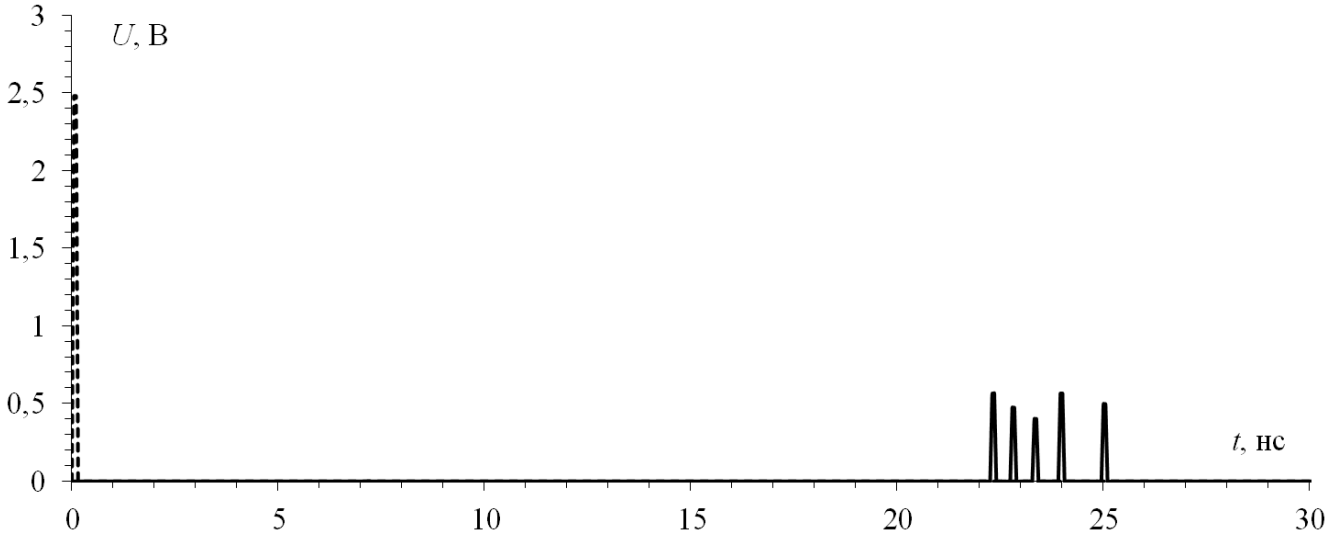



Рисунок 2.7 – $U(t)$ на входе (– –) и выходе (—) для $N$=5 при активном крайнем проводнике и оптимизации посредством ЭП

Таблица 2.8 – Вторичные характеристики для $N$=5 при активном крайнем проводнике и оптимизации посредством ЭП

| $\mathbf{Z}_C$, Ом | | | | | $\tau_i$, нс/м | max(Δτ), нс/м | max($U(t)$), В |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 49,57990 | 5,397930 | 1,18942 | 0,459347 | 0,220123 | 5,5653 | 0,6742 | 0,566758 |
| 5,397930 | 49,33210 | 4,27196 | 0,966171 | 0,347484 | 5,6871 | | |
| 1,18942 | 4,27196 | 49,53630 | 3,77197 | 0,731115 | 5,8207 | | |
| 0,459347 | 0,966171 | 3,77197 | 49,7223 | 2,52911 | 5,9787 | | |
| 0,220123 | 0,347484 | 0,731115 | 2,52911 | 49,92510 | 6,2395 | | |

В итоге, для $N$=5 с помощью ЭП получены оптимальные значения $s_1$=367 мкм, $s_2$=447 мкм, $s_3$=500 мкм и $s_4$=685 мкм, при которых удалось получить

max($U(t)$) на выходе линии 0,56 В. В данном случае минимизация max($U(t)$) на выходе линии достигнута выравниванием амплитуд первого и четвертого импульсов.

В результате оптимизации параметра $s_i$, методом ЭП, когда источник ЭДС подключен к центральному проводнику получены значения $s_1$=320 мкм, $s_2$=420 мкм, $s_3$=510 мкм, $s_4$=672 мкм. На рисунке 2.8 представлена зависимость $U(t)$ на входе и выходе линии, а в таблицах 2.9–2.10 представлены матрица $\mathbf{Z}_C$, значения $\tau_i$ и max($U(t)$) на выходе линии, а также матрицы **C** и **L**.

Таблица 2.9 – Матрицы **C** и **L** для $N$=5 при активном центральном проводнике и оптимизации посредством ЭП

| Тип | Значения элементов | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **C**, Ф/м | 1,19564e–010 | –9,65183e–012 | –1,08141e–012 | –4,38691e–013 | –2,31527e–013 |
| | –9,65183e–012 | 1,20573e–010 | –6,77441e–012 | –8,70361e–013 | –3,3933e–013 |
| | –1,08141e–012 | –6,77441e–012 | 1,19279e–010 | –5,32653e–012 | –7,44435e–013 |
| | –4,38691e–013 | –8,70361e–013 | –5,32653e–012 | 1,18520e–010 | –3,69704e–012 |
| | –2,31527e–013 | –3,3933e–013 | –7,44435e–013 | –3,69704e–012 | 1,17873e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,90876e–007 | 4,94258e–008 | 1,21395e–008 | 4,48053e–009 | 2,07621e–009 |
| | 4,94258e–008 | 2,89391e–007 | 3,71164e–008 | 8,89954e–009 | 3,20811e–009 |
| | 1,21395e–008 | 3,71164e–008 | 2,91309e–007 | 2,99866e–008 | 6,48809e–009 |
| | 4,48053e–009 | 8,89954e–009 | 2,99866e–008 | 2,92535e–007 | 2,13173e–008 |
| | 2,07621e–009 | 3,20811e–009 | 6,48809e–009 | 2,13173e–008 | 2,93541e–007 |

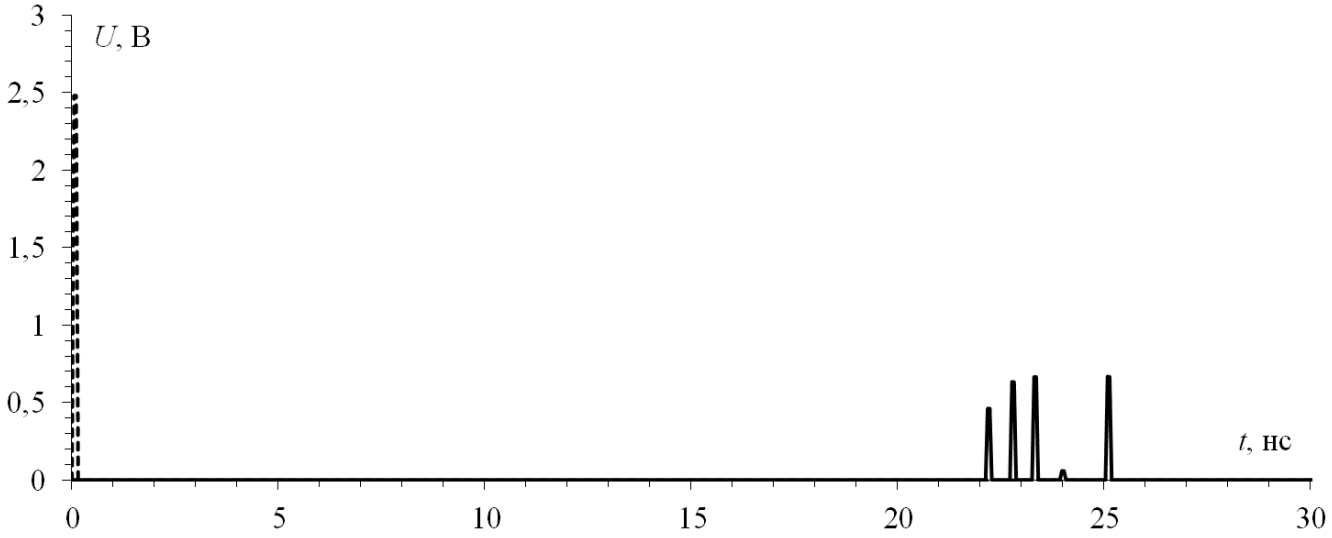



Рисунок 2.8 – $U(t)$ на входе (– –) и выходе (—) для $N$=5 при активном центральном проводнике и оптимизации посредством ЭП

Таблица 2.10 – Вторичные характеристики для $N$=5 при активном центральном проводнике и оптимизации посредством ЭП

| $\mathbf{Z}_C$, Ом | | | | | $\tau_i$, нс/м | max($\Delta\tau$), нс/м | max($U(t)$), В |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 49,4360 | 6,20280 | 1,33725 | 0,486604 | 0,229803 | 5,53375 | 0,7261 | 0,670336 |
| 6,20280 | 49,15360 | 4,57227 | 0,983313 | 0,353218 | 5,68119 | | |
| 1,33725 | 4,57227 | 49,5020 | 3,67335 | 0,731679 | 5,81501 | | |
| 0,486604 | 0,983313 | 3,67335 | 49,72680 | 2,597350 | 5,98325 | | |
| 0,229803 | 0,353218 | 0,731679 | 2,597350 | 49,91780 | 6,25986 | | |

Как видно, max($U(t)$) на выходе линии при подключении источника ЭДС к центральному проводнику больше, чем к крайнему.

В результате оптимизации параметра $s_i$, посредством ГА, когда источник ЭДС подключен к крайнему проводнику получены значения $s_1$=500 мкм, $s_2$=560 мкм, $s_3$=720 мкм, $s_4$=840 мкм. На рисунке 2.9 представлена зависимость $U(t)$ на входе и выходе линии, а в таблицах 2.11–2.12 представлены матрица $\mathbf{Z}_C$, значения $\tau_i$ и max($U(t)$) на выходе линии, а также матрицы **C** и **L**.

Таблица 2.11 – Матрицы **C** и **L** для $N$=5 при активном крайнем проводнике и оптимизации посредством ГА

| Тип | Значения элементов | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **C**, Ф/м | 1,18256e–010 | –5,58828e–012 | –8,60082e–013 | –3,39584e–013 | –1,77538e–013 |
| | –5,58828e–012 | 1,18741e–010 | –4,72958e–012 | –6,88893e–013 | –2,70969e–013 |
| | –8,60082e–013 | –4,72958e–012 | 1,18326e–010 | –3,32587e–012 | –5,72428e–013 |
| | –3,39584e–013 | –6,88893e–013 | –3,32587e–012 | 1,17987e–010 | –2,69318e–012 |
| | –1,77538e–013 | –2,70969e–013 | –5,72428e–013 | –2,69318e–012 | 1,1772e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,92952e–007 | 3,09842e–008 | 7,61481e–009 | 2,83345e–009 | 1,38699e–009 |
| | 3,09842e–008 | 2,92232e–007 | 2,68849e–008 | 5,81118e–009 | 2,20965e–009 |
| | 7,61481e–009 | 2,68849e–008 | 2,92858e–007 | 1,94011e–008 | 4,38949e–009 |
| | 2,83345e–009 | 5,81118e–009 | 1,94011e–008 | 2,93413e–007 | 1,57168e–008 |
| | 1,38699e–009 | 2,20965e–009 | 4,38949e–009 | 1,57168e–008 | 2,93788e–007 |

Таблица 2.12 – Вторичные характеристики для $N$=5 при активном крайнем проводнике и оптимизации посредством ГА

| $\mathbf{Z}_C$, Ом | | | | | $\tau_i$, нс/м | max($\Delta\tau$), нс/м | max($U(t)$), В |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 49,8075 | 3,81469 | 0,85932 | 0,319253 | 0,158049 | 5,6502 | 0,4984 | 0,566141 |
| 3,81469 | 49,6683 | 3,28775 | 0,658517 | 0,250234 | 5,7519 | | |
| 0,85932 | 3,28775 | 49,7856 | 2,35707 | 0,50492 | 5,8359 | | |
| 0,319253 | 0,658517 | 2,35707 | 49,8872 | 1,90945 | 5,9565 | | |
| 0,158049 | 0,250234 | 0,50492 | 1,90945 | 49,9641 | 6,1486 | | |

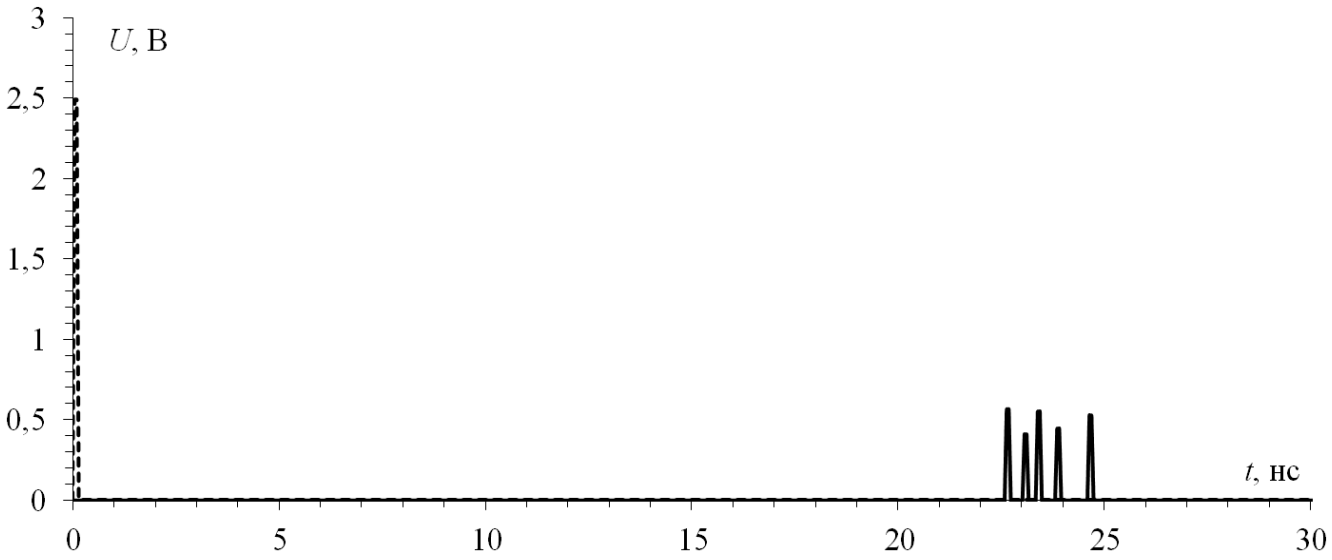



Рисунок 2.9 – $U(t)$ на входе (– –) и выходе (—) для $N$=5 при активном крайнем проводнике и оптимизации посредством ГА

В результате оптимизации параметра $s_i$, посредством ГА, когда источник ЭДС подключен к центральному проводнику получены значения $s_1$=990 мкм, $s_2$=700 мкм, $s_3$=800 мкм, $s_4$=570 мкм. На рисунке 2.10 представлена зависимость $U(t)$ на входе и выходе линии, а в таблицах 2.13–2.14 представлены матрица $\mathbf{Z}_C$, значения $\tau_i$ и max($U(t)$) на выходе линии, а также матрицы **C** и **L**.

Таблица 2.13 – Матрицы **C** и **L** для $N$=5 при активном центральном проводнике и оптимизации посредством ГА

| Тип | Значения элементов | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **C**, Ф/м | 1,17653e–010 | –2,08810e–012 | –5,30163e–013 | –2,3449e–013 | –1,50266e–013 |
| | –2,08810e–012 | 1,17937e–010 | –3,5144e–012 | –5,92473e–013 | –2,87989e–013 |
| | –5,30163e–013 | –3,5144e–012 | 1,18024e–010 | –2,83247e–012 | –6,68822e–013 |
| | –2,3449e–013 | –5,92473e–013 | –2,83247e–012 | 1,18235e–010 | –4,72574e–012 |
| | –1,50266e–013 | –2,87989e–013 | –6,68822e–013 | –4,72574e–012 | 1,18051e–010 |
| **L**, Гн/м | 2,93886e–007 | 1,23335e–008 | 3,92068e–009 | 1,76106e–009 | 1,11899e–009 |
| | 1,23335e–008 | 2,93485e–007 | 2,02599e–008 | 4,64192e–009 | 2,30455e–009 |
| | 3,92068e–009 | 2,02599e–008 | 2,93343e–007 | 1,67376e–008 | 5,32434e–009 |
| | 1,76106e–009 | 4,64192e–009 | 1,67376e–008 | 2,93037e–007 | 2,65197e–008 |
| | 1,11899e–009 | 2,30455e–009 | 5,32434e–009 | 2,65197e–008 | 2,93289e–007 |

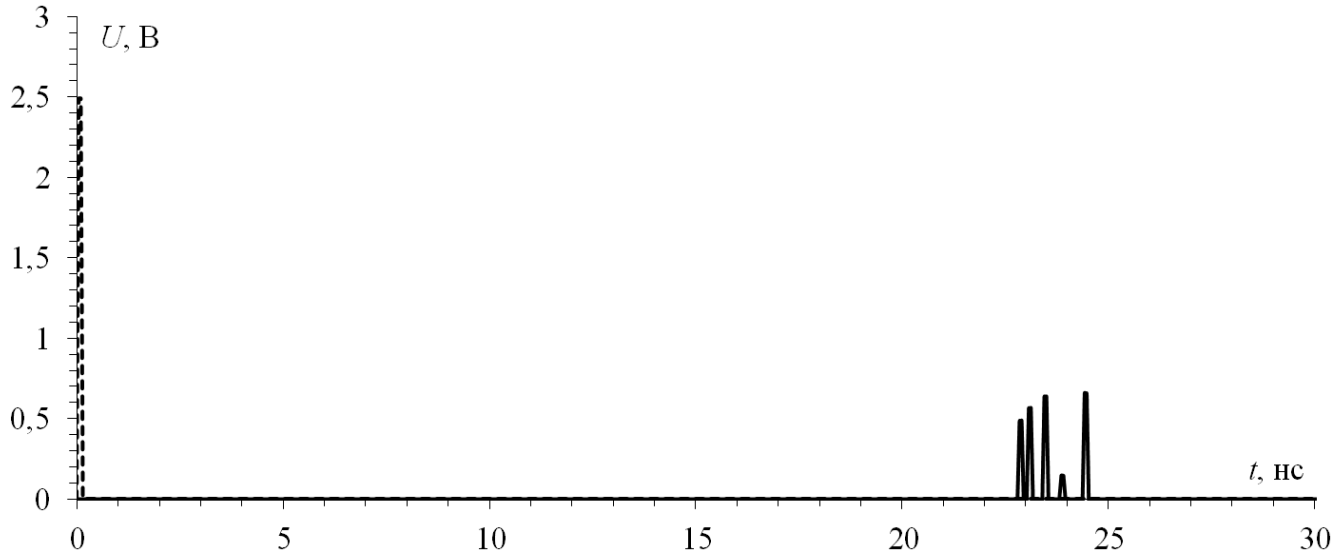



Рисунок 2.10 – $U(t)$ на входе (– –) и выходе (—) для $N$=5 при активном центральном проводнике и оптимизации посредством ГА

Таблица 2.14 – Вторичные характеристики для $N$=5 при активном центральном проводнике и оптимизации посредством ГА

| $\mathbf{Z}_C$, Ом | | | | | $\tau_i$, нс/м | max(Δτ), нс/м | max($U(t)$), В |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 49,98360 | 1,49375 | 0,454044 | 0,202567 | 0,128851 | 5,7002 | 0,3977 | 0,668806 |
| 1,49375 | 49,9022 | 2,46953 | 0,53202 | 0,262012 | 5,7569 | | |
| 0,454044 | 2,46953 | 49,8758 | 2,02696 | 0,609437 | 5,8519 | | |
| 0,202567 | 0,53202 | 2,02696 | 49,8165 | 3,25560 | 5,9546 | | |
| 0,128851 | 0,262012 | 0,609437 | 3,25560 | 49,8687 | 6,0979 | | |

В таблице 2.15 приведены значения max($U$), полученные в результате оптимизации посредством ГА и ЭП.

Таблица 2.15 – Значения max($U$), В при различных методах оптимизации

| Способы подключения для $N$=3–5 | ГА | ЭП |
|---|---|---|
| $N$=3, активный крайний проводник | 0,841917 | 0,84232 |
| $N$=3, активный центральный проводник | 1,20803 | 1,28210 |
| $N$=4, активный крайний проводник | 0,648848 | 0,705917 |
| $N$=4, активный центральный проводник | 0,693004 | 0,728059 |
| $N$=5, активный крайний проводник | 0,566141 | 0,566758 |
| $N$=5, активный центральный проводник | 0,668806 | 0,670336 |

*Рассмотрено построение структур поперечных сечений МПЛ и вычисление откликов для числа проводников N=1–5, отличающееся различным подключением активных проводников. Выявлено, что при добавлении к связанной МПЛ дополнительных проводников до трех, четырех и пяти, с помощью оптимизации посредством ЭП можно получить max(U(t)) в 3; 3,6 и 4,5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии, тогда как оптимизация посредством ГА дала меньший уровень амплитуд импульсов разложения в МПЛП, как при активном крайнем, так и при активном центральном проводниках.*

## 2.2 Моделирование многопроводных структур с круговой симметрией

В данном подразделе представлены результаты исследования многопроводных линий с круговой симметрией для модальной фильтрации [193].

При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения многопроводной линии, вычислить матрицы погонных коэффициентов **C** и **L**, составить схему для моделирования, задать нагрузки и воздействие, вычислить временной отклик на воздействие в диапазоне параметров. Указанное представляется целесообразным выполнить для многопроводной линии, имеющей 2–8 проводников, расположенных по кругу, в центре которого расположен опорный проводник с диэлектрической оболочкой.

Вычисление параметров и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяются только квази-Т волны. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались. Радиус всех проводников 0,9 мм, расстояние от центра опорного проводника до центра проводников 2,6 мм, относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика $\varepsilon_r$=5. Из матриц **C** и **L** для каждой линии вычислены τ, $\mathbf{Z}_C$ и матрицы собственных векторов ($\mathbf{S}_v$). Векторы τ, нс/м равны:

$$\begin{pmatrix}4{,}58\\5{,}27\end{pmatrix},\quad \begin{pmatrix}5{,}57\\4{,}49\\4{,}49\end{pmatrix},\quad \begin{pmatrix}5{,}81\\4{,}17\\4{,}5\\4{,}5\end{pmatrix},\quad \begin{pmatrix}6\\4{,}52\\4\\4{,}52\\4\end{pmatrix},\quad \begin{pmatrix}6{,}14\\3{,}85\\3{,}97\\4{,}5\\4{,}5\\3{,}97\end{pmatrix},\quad \begin{pmatrix}6{,}25\\4{,}43\\4{,}43\\3{,}72\\3{,}87\\3{,}87\\3{,}72\end{pmatrix},\quad \begin{pmatrix}6{,}34\\4{,}24\\4{,}24\\3{,}56\\3{,}7\\3{,}59\\3{,}7\\3{,}59\end{pmatrix}. \qquad (2.1)$$

Анализ элементов τ показывает совпадение некоторых значений. Это означает одновременный приход мод к концу проводника, а значит наложение импульсов, что препятствует уменьшению значения max($U(t)$). Причина совпадения связана с круговой симметрией и спецификой диэлектрического заполнения. Максимальные значения разностей $\tau_i$ приведены в таблице 2.16. Видно, что с ростом $N$ они увеличиваются, что способствует модальной фильтрации, а именно разложению СКИ большей длительности.

Аналитическая оценка возможности модального разложения возможна с помощью выражения для амплитуды импульсов разложения в конце активного проводника при полном согласовании (2.2):

$$U = \mathbf{S}_v \mathrm{diag}(U_m), \qquad (2.2)$$

где $U_m$=0,5$\mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{E}$; $\mathbf{S}_v$ – матрица размера $N\times N$, содержащая собственные векторы матрицы **LC**; **E** – вектор размера $N\times 1$, состоящий из значений амплитуд источников напряжения, где $N$ – количество проводников.

Значения max($U(t)$) в конце активного проводника для $N$=2–8, вычисленные аналитически (max($U_A(t)$)) и по временному отклику (max($U_R(t)$)) при условии, что источник амплитудой $E(t)$ 5 В подключался между активным и опорным проводниками, приведены в таблице 2.16.

Видно, что $\mathbf{Z}_C$, уменьшаются с ростом $N$. Можно предположить, что амплитуды импульсов не изменятся значительно при нагрузках на концах проводников равных диагональному значению $\mathbf{Z}_C$ (в силу симметрии они равны) или даже при едином значении 50 Ом для всех $N$.

Таблица 2.16 – Вычисленные параметры линий

| $N$ | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| max($\mathbf{Z}_C$), Ом | 72,8 | 71,6 | 69,7 | 67,1 | 63,3 | 57,9 | 49,2 |
| max($\Delta\tau$), нс/м | 0,69 | 1,08 | 1,64 | 2 | 2,29 | 2,53 | 2,78 |
| max($U_A(t)$), В | 1,23 | 1,66 | 1,24 | 0,99 | 0,83 | 0,71 | 0,62 |
| max($U_R(t)$), В | 1,23 | 1,65 | 1,24 | 0,99 | 0,82 | 0,7 | 0,62 |

Вычислены зависимости $U(t)$ в начале и конце активного проводника с резисторами 50 Ом. Зависимости $U(t)$ при воздействии импульса с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс и амплитудой 5 В для $N$=2–8, при $l$=4 м представлены на рисунках 2.11–2.13, а зависимость max($U(t)$) от количества проводников представлена на рисунке 2.13. Видно, что исходный импульс раскладывается на последовательность импульсов. Значения max($U_R(t)$), представлены в таблице 2.16. Видно, что они практически совпадают с вычисленными аналитически. Этот факт важен, поскольку позволяет в перспективе быструю оптимизацию по аналитической формуле, т.е. без затратного вычисления временного отклика. *Предложено совершенствование защиты от СКИ за счет МПЛП, отличающееся использованием конфигураций с круговой симметрией. Показано, что с ростом N от 2 до 8 ослабление СКИ возрастает от 2 до 4 раз, но при N=3 ослабление ухудшается до 1,5 раза из-за наложения двух импульсов с одинаковой задержкой. Выявлено совпадение некоторых значений* $\tau_i$, *что означает одновременный приход мод к концу проводника, а значит наложение импульсов, препятствующее уменьшению max(U(t)). Выявлено уменьшение диагональных значений* $\mathbf{Z}_C$ *с ростом N. В дальнейшем, используя подобный подход, данная структура может быть исследована более детально, а также могут быть исследованы другие структуры.*

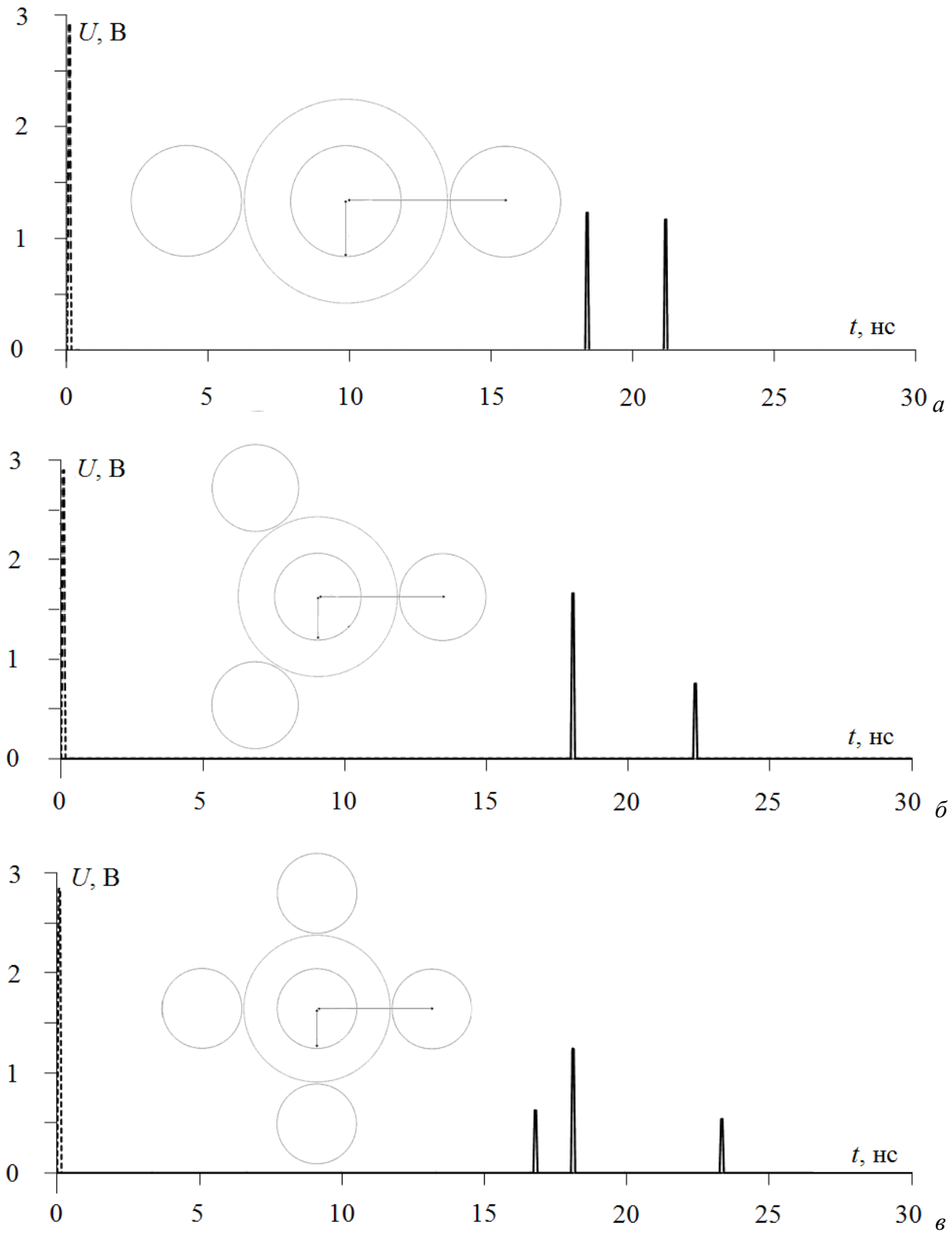



Рисунок 2.11 – Поперечные сечения и $U(t)$ в начале (– –) и конце (—) активного проводника для 2- (*а*), 3- (*б*) и 4- (*в*) проводной линий с центральным опорным проводником

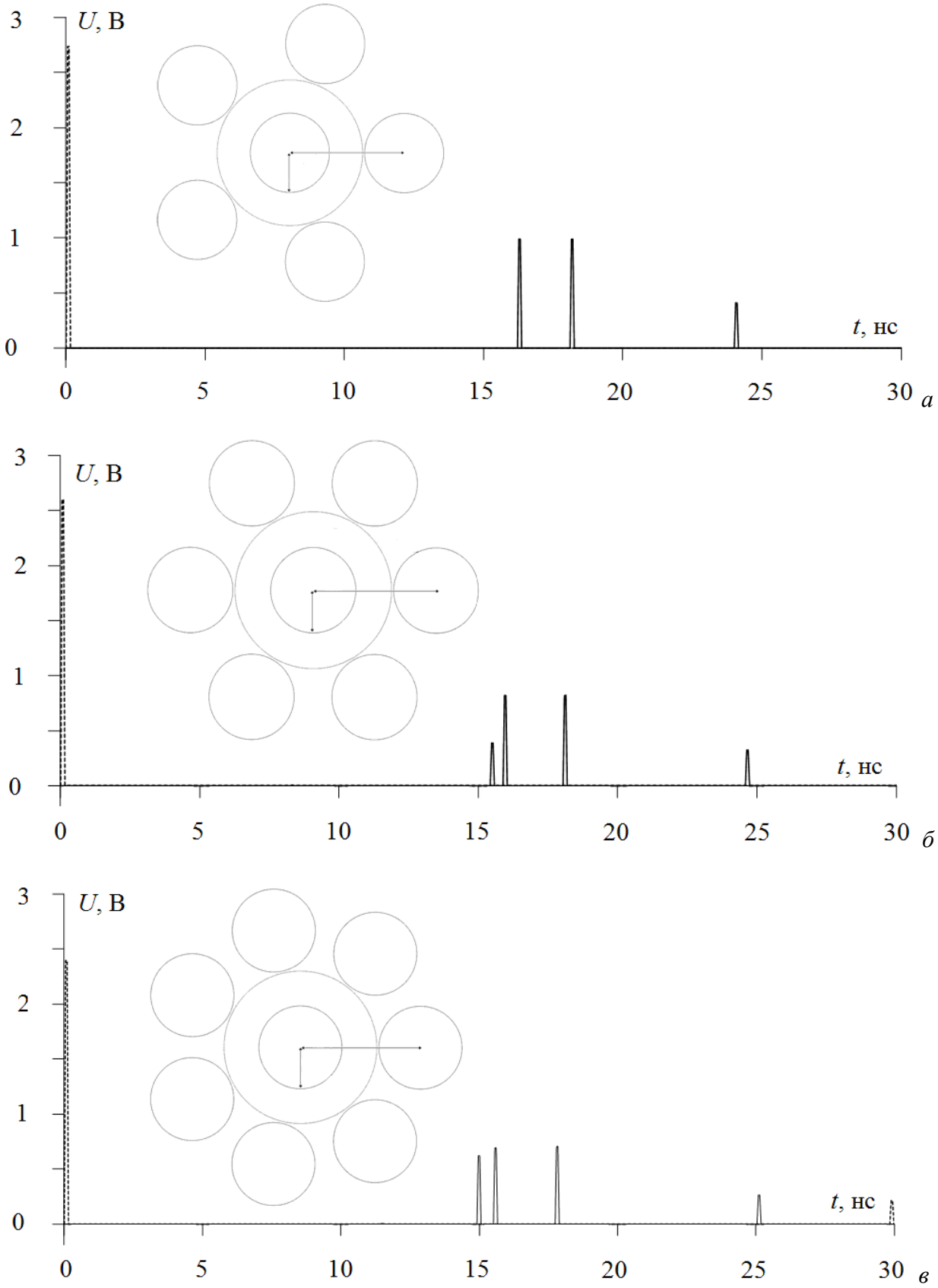



Рисунок 2.12 – Поперечные сечения и $U(t)$ в начале (– –) и конце (—) активного проводника для 5- (*а*), 6- (*б*) и 7- (*в*) проводной линий с центральным опорным проводником

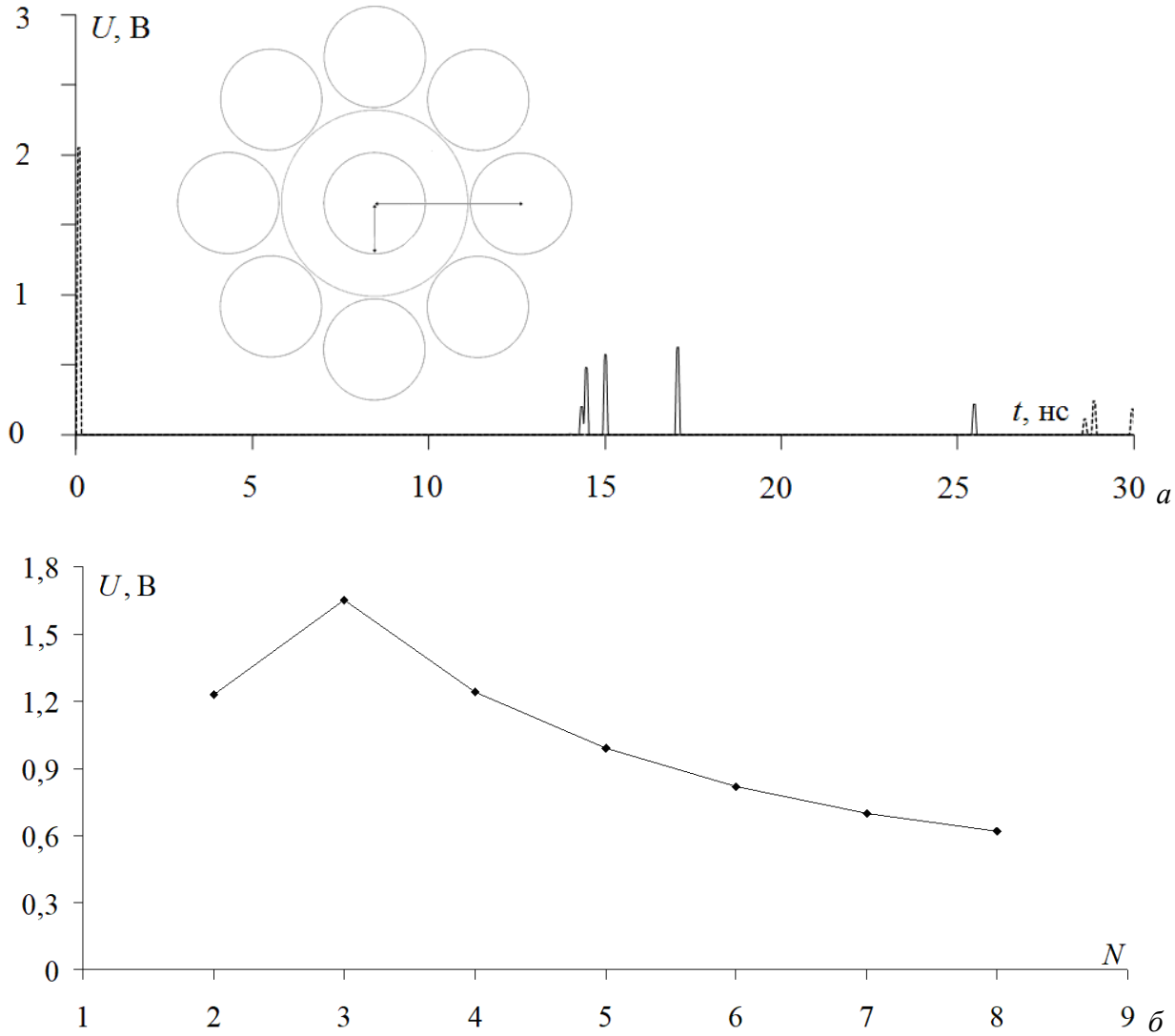



Рисунок 2.13 – Поперечное сечение и $U(t)$ в начале (– –) и конце (—) активного проводника для 8- (*а*) проводной линии с центральным опорным проводником и зависимость max($U(t)$) от количества проводников (*б*)

## 2.3 Асимметрия матриц погонных параметров

В данном подразделе представлены результаты оценки влияния асимметрии матриц погонных параметров многопроводных линий передачи, вычисленных методом моментов, на зависимость $U(t)$ в конце линии. На примере трех видов МПЛП показано, что влияние асимметрии матриц несущественно [194].

На этапе моделирования МПЛП, в ходе вычисления матриц её погонных параметров (**L**, **C**, **R** и **G**) методом моментов, выявлено, что из-за погрешностей самого метода и округления чисел, значения внедиагональных элементов могут отличаться, причем с удалением от главной диагонали это различие возрастает. При этом известно, что по теории эти матрицы должны быть симметричны. В работе [195] при моделировании линии передачи с реализацией пассивного проводника в вырезе опорной плоскости показано, что сегментация, особенно на торцах проводников, влияет на результаты вычисления матриц **L** и **C**. Поэтому представляет интерес исследование влияния сегментации для сложных МПЛП.

Построены геометрические модели поперечных сечений МПЛП, представленных на рисунке 2.14 ($w$ и $t$ – ширина и толщина проводников, $s$ – расстояние между проводниками, $h$ – толщина диэлектрика, $\varepsilon_{r1}$, $\varepsilon_{r2}$ – относительные диэлектрические проницаемости, $r_1$ – радиус проводников, $r_2$ – радиус внутреннего диэлектрического слоя, $r_3$ – радиус внешнего диэлектрического слоя).

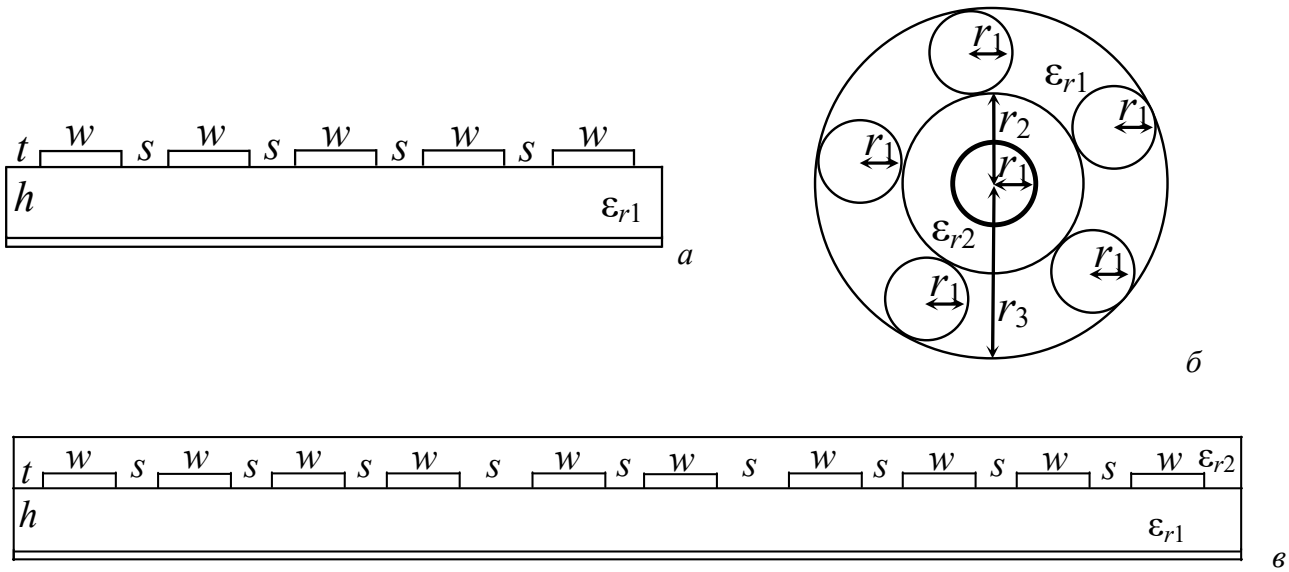



Рисунок 2.14 – Поперечные сечения: 5-проводной микрополосковой (*а*), 5-проводной с круговым сечением (*б*) и 10-проводной микрополосковой с покрывающим диэлектриком (*в*)

Вычисления выполнялись в системе TALGAT. При учете потерь в проводниках и диэлектриках использовались модели и методики из [205].

Асимметрия оценивалась как $(|X_A–X_C|/|X_C|)\cdot100\%$, где $X_A$ и $X_C$ – элементы асимметричной (исходной) и симметрированной матриц соответственно. Полученные максимальные значения для матриц погонных параметров при учащении сетки представлены в таблице 2.17, а при изменении расстояния между проводниками МПЛП – в таблице 2.18.

Из таблицы 2.17 видно, что учащение сетки сказывается по-разному для всех рассмотренных МПЛП. Видно, что при наличии в структуре покрывающего слоя асимметрия матриц больше. Однако асимметрия матрицы **C** невелика и составляет не более 7% для 10-проводной МПЛП с покрывающим диэлектриком, в то время как для остальных структур она не превышает 0,74%. Между тем наименьшее значение асимметрии достигается в матрицах **L** и **R** (до 0,02%). Также отметим, что наибольшее значение асимметрии (65%) наблюдается в матрице **G**. Из таблицы 2.18 видно, что на асимметрию также оказывает влияние сама геометрия МПЛП. Временной отклик на выходе МПЛП из рисунка 2.14*в* при воздействии трапециевидного импульса общей длительностью 150 пс, на нагрузке 50 Ом, представлен на рисунке 2.15.

Из рисунка 2.15 видно, что увеличение количества сегментов на торцах проводников оказывает существенное влияние на результирующую зависимость $U(t)$. Видно существенное различие задержек выходных импульсных сигналов и малые отличия их амплитуд, но зависимости $U(t)$ при использовании симметрированных и асимметричных (исходных) матриц полностью совпадают.

*В результате, различие значений внедиагональных элементов может возрастать не только с удалением от главной диагонали, но и при изменении геометрических размеров структуры. Однако использование асимметричных матриц погонных параметров при анализе сложных МПЛП может не влиять на зависимость U(t) на выходе. Тем не менее, контроль асимметрии целесообразен.*

Таблица 2.17 – Асимметрия матриц погонных параметров МПЛП при изменении числа сегментов

| Число сегментов | **C**, % | **L**, % | **R**, % | **G**, % |
|---|---|---|---|---|
| 5-проводная структура (число сегментов на торцах) | | | | |
| 1 | 0,056967 | 8,22907e-006 | 1,05795e-005 | 3,5579 |
| 3 | 0,135803 | 8,18991e-006 | 1,02956e-005 | 4,4906 |
| 5 | 0,149433 | 8,20314e-006 | 1,02766e-005 | 4,7017 |
| 7 | 0,154152 | 8,2091e-006 | 1,02692e-005 | 4,7845 |
| 10-проводная структура без покрывающего диэлектрика (число сегментов на торцах) | | | | |
| 1 | 0,040365 | 7,17364e-006 | 1,22711e-005 | 1,43199 |
| 3 | 0,686243 | 1,79896e-005 | 1,88659e-005 | 15,1475 |
| 5 | 0,716243 | 1,82463e-005 | 1,8865e-005 | 15,8665 |
| 7 | 0,734718 | 1,83494e-005 | 1,88593e-005 | 16,1542 |
| 10-проводная структура с покрывающим диэлектриком (число сегментов на торцах) | | | | |
| 1 | 6,77067 | 9,43829e-005 | 5,14857e-005 | 13,7604 |
| 3 | 6,91447 | 6,3098e-005 | 5,02885e-005 | 13,0291 |
| 5 | 6,97655 | 6,06925e-005 | 5,34395e-005 | 12,9613 |
| 7 | 7,01451 | 6,16032e-005 | 5,47532e-005 | 12,9771 |
| 5-проводная структура с круговым сечением (общее число сегментов) | | | | |
| 10 | 5,44463 | 5,71433e-005 | 0,0183074 | 0,4384 |
| 30 | 0,29360 | 1,84197e-007 | 0,00194855 | 57,491 |
| 90 | 1,75624 | 4,52872e-007 | 0,000349026 | 64,819 |
| 150 | 1,30612 | 3,22365e-007 | 0,000243344 | 51,514 |
| 200 | 1,01251 | 2,14841e-007 | 0,000187494 | 35,086 |
| 300 | 0,55094 | 1,16765e-007 | 0,000181883 | 17,469 |

Таблица 2.18 – Асимметрия матриц погонных параметров МПЛП при изменении s

| *s*, мкм | **C**, % | **L**, % | **R**, % | **G**, % |
|---|---|---|---|---|
| 5-проводная структура при одном сегменте на торцах проводников | | | | |
| 1 | 1,63594 | 4,21766e-006 | 4,30287e-006 | 145,349 |
| 400 | 0,05046 | 6,98395e-006 | 9,66866e-006 | 2,34846 |
| 800 | 0,01177 | 2,66182e-006 | 5,10127e-006 | 0,27482 |
| 2000 | 0,06139 | 2,45774e-006 | 1,89692e-006 | 1,11682 |
| 5-проводная структура при семи сегментах на торцах проводников | | | | |
| 1 | 1,69367 | 1,51354e-006 | 1,88527e-006 | 83,955 |
| 400 | 0,10258 | 7,12043e-006 | 9,47494e-006 | 2,9520 |
| 800 | 0,04108 | 2,91685e-006 | 5,14066e-006 | 0,0819 |
| 2000 | 0,09645 | 2,46006e-006 | 1,89449e-006 | 2,1124 |

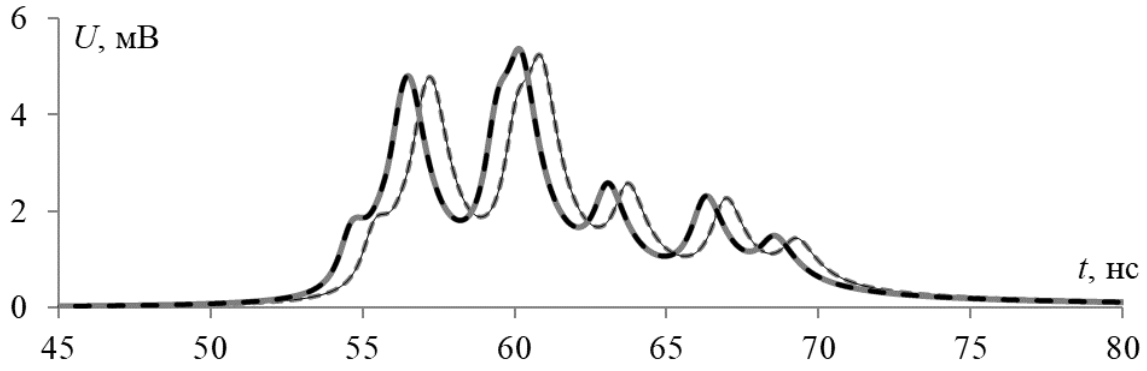



Рисунок 2.15 – *U*(*t*) на выходе МПЛП из рисунка 2.14*в*:
при одном сегменте на торцах проводников с симметрированными (– –)
и асимметричными (—) матрицами; при семи сегментах
с симметрированными (—) и асимметричными (– –) матрицами

## 2.4 Основные результаты раздела

1. Рассмотрено построение структур поперечных сечений МПЛ и вычисление откликов для числа проводников *N*=1–5, отличающееся различным подключением активных проводников. Выявлено, что при добавлении к связанной

МПЛ дополнительных проводников до трех, четырех и пяти, с помощью оптимизации посредством ЭП можно получить max($U(t)$) в 3; 3,6 и 4,5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии, тогда как оптимизация посредством ГА дала меньший уровень амплитуд импульсов разложения в МПЛП, как при активном крайнем, так и при активном центральном проводниках.

2. Предложено совершенствование защиты от СКИ за счет МПЛП, отличающееся использованием конфигураций с круговой симметрией. Показано, что с ростом $N$ от 2 до 8 ослабление СКИ возрастает от 2 до 4 раз, но при $N$=3 ослабление ухудшается до 1,5 раза из-за наложения двух импульсов с одинаковой задержкой. Выявлено совпадение некоторых значений $\tau_i$, что означает одновременный приход мод к концу проводника, а значит наложение импульсов, препятствующее уменьшению max($U(t)$). Выявлено уменьшение диагональных значений $\mathbf{Z_C}$ с ростом $N$. В дальнейшем, используя подобный подход, данная структура может быть исследована более детально, а также могут быть исследованы другие структуры.

3. Выявлено, что различие значений внедиагональных элементов может возрастать не только с удалением от главной диагонали, но и при изменении геометрических размеров структуры. Однако использование асимметричных матриц погонных параметров при анализе сложных МПЛП может не влиять на зависимость $U(t)$ на выходе. Тем не менее, контроль асимметрии целесообразен.

# 3. РАЗРАБОТКА МАКЕТОВ МНОГОПРОВОДНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

В данном разделе представлены результаты моделирования, разработки и изготовления МФ на основе многопроводных МПЛ, а также проведение и сравнение результатов моделирования и эксперимента [196, 197].

В разделе 2 продемонстрировано моделирование идеализированных структур, причем без учета потерь, что может давать зависимости $U(t)$, существенно отличающиеся от реальных. Поэтому возникает необходимость оптимизации многопроводных МПЛ для $N$=3, 4, 5 по критерию минимизации $\max(U(t))$ на конце линии для реальных условий, а также изготовления ПП с макетами многопроводных МПЛ и проведения натурного эксперимента.

Целесообразно выполнить моделирование, трассировку и натурный эксперимент над десятью структурами ПП. Значения параметров для данных плат оптимизировались по критерию минимизации $\max(U(t))$ на выходе активного проводника в измерительном тракте 50 Ом при учете технологических возможностей изготовления ПП. Представляется возможным рассмотреть пять видов ПП: на основе 1-, 2-, 3-, 4- и 5-проводной МПЛ.

Моделирование и оптимизация выполнялись в программном продукте TALGAT. При этом допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяются только квази-Т-волны.

За основу данного исследования взята работа [192], в которой предложено совершенствование защиты от СКИ за счет добавления к связанной МПЛ дополнительных проводников до 3-, 4- и 5-проводной МПЛ. Более подробно данное исследование описано в разделе 2.

## 3.1 Предварительный анализ и моделирование

В качестве изготовителя ПП выбрано ООО «МАЖтранс». Основные технические требования изготовителя: минимальная ширина проводника при толщине фольги 18 мкм – 0,2 мм, при толщине фольги 35 мкм – 0,25 мм; минимальный зазор между проводниками и площадками при толщине фольги 18 мкм – 0,2 мм, при толщине фольги 35 мкм – 0,25 мм.

Для определения точных значений указанных параметров проведено предварительное моделирование одиночной и связанной МПЛ. При $h$=500 мкм брались два типовых значения $t$ (18 мкм и 35 мкм), при этом, типовое значение диэлектрической проницаемости FR-4, по данным изготовителя, составляет 3,8. Для оценки влияния разброса реальных значений $\varepsilon_r$, взяты также значения ±0,3. Наконец, с шагом 10 мкм подбиралось такое значение $w$, при котором обеспечивается значение волнового сопротивления 50 Ом. В таблице 3.1 приведены значения параметров одиночной МПЛ при таком моделировании.

Таблица 3.1 – Значения параметров одиночной МПЛ для $\mathbf{Z}_C$=50 Ом

| $h$, мкм | $t$, мкм | $\varepsilon_r$ | $w$, мкм | $\mathbf{Z}_C$, Ом |
|---|---|---|---|---|
| 500 | 18 | 3,5 | 1100 | 50,8626 |
| | | 3,8 | 1050 | 50,5226 |
| | | 4,1 | 990 | 50,6709 |
| | 35 | 3,5 | 1100 | 50,2838 |
| | | 3,8 | 1030 | 50,5166 |
| | | 4,1 | 990 | 50,0487 |

Для связанной МПЛ моделирование выполнено при двух значениях длины (1 м и 4 м) и тех же значениях $t$. При этом рассматривались случаи с учетом и без учета потерь, а также изменялось нижнее граничное значение $s$ в соответствии с данными изготовителя. Таблица 3.2 описывает значения параметров, при которых обеспечивается минимизация напряжения выходного сигнала.

Таблица 3.2 – Значения параметров связанной МПЛ для минимизации выходного напряжения $U$ при воздействующем импульсе с амплитудой $E(t)$ 1 В

| Длина линии, м | $t$, мкм | Учет потерь | $s$, мкм | $U$, В |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 18 | Есть | 250 | 0,0917733 |
| | | Нет | 250 | 0,157254 |
| | 18 | Есть | 200 | 0,0907753 |
| | | Нет | 200 | 0,156347 |
| | 35 | Есть | 250 | 0,0953904 |
| | | Нет | 250 | 0,155847 |
| 4 | 18 | Есть | 250 | 0,0232895 |
| | | Нет | 250 | 0,1532 |
| | 18 | Есть | 200 | 0,0229206 |
| | | Нет | 200 | 0,152831 |
| | 35 | Есть | 250 | 0,0287011 |
| | | Нет | 250 | 0,153377 |

Исходя из таблиц 3.1 и 3.2, взяты следующие параметры многопроводных линий (обеспечивающие значение $\mathbf{Z}_C$ одиночной линии близкое к 50 Ом при минимальной амплитуде напряжения на выходе связанной линии), являющиеся далее постоянными для всех структур: $w$=1000 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, $d$=3000 мкм, $\varepsilon_r$=3,8, тангенс угла диэлектрических потерь tgδ=0,017. Далее с шагом 5 мкм оптимизировался параметр $s_i$, посредством ЭП, который, как выяснилось, оказывает наибольшее влияние на минимизацию max($U(t)$) в конце линии.

Далее вычислялся временной отклик линий длиной $l$=100 см на воздействие импульса с амплитудой $E(t)$ 0,609 В с длительностью фронта 300 пс, спада – 260 пс и плоской вершины – 80 пс (по уровням 0,1–0,9), так что общая длительность (по уровню 0,5) – 240 пс (оцифрованный сигнал осциллографа вычислительного комбинированного С9-11). Также вычислялся временной отклик линий длиной $l$=60 см на воздействие импульса с амплитудой $E(t)$ 0,643 В с

длительностью фронта 40 пс, спада – 28 пс, и плоской вершины – 16 пс (по уровням 0,1–0,9), так что общая длительность (по уровню 0,5) – 40 пс.

Учитывались потери в диэлектриках и проводниках. Для учета потерь в диэлектриках, через матрицу **G**, использована широко известная модель частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь материала FR-4 [198]. Для учета потерь в проводниках, через матрицу **R**, ее элементы (с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости) исходно задавались на частоте 1 МГц, а затем пересчитывались для каждой частоты в спектре воздействующего импульса для учета скин-эффекта [2]. Так как в данных структурах опорный проводник представлен бесконечной проводящей плоскостью, влияние потерь в нем незначительно, то недиагональные элементы матрицы **R** приняты равными нулю. Диагональные элементы матрицы **R** определены по выражению [199]

$$r=1/(w\sigma t)+r_s/w, \tag{3.1}$$

где σ – удельная проводимость материала проводника,

$$r_s=(\pi f\mu_0/\sigma)^{1/2}, \tag{3.2}$$

где $f$ – частота, $\mu_0$ – магнитная проницаемость вакуума, $\sigma=5{,}81\times10^7$ См/м, для меди.

Известно, что при построении геометрической модели поперечного сечения, длина подынтервала при сегментации больше чем 3 сегмента на торце проводника, приводит к малым изменениям погонных параметров (менее 0,2%) и еще меньшим – зависимостей $U(t)$ на выходе линии. С другой стороны, при сегментации меньше, чем 3 сегмента на торце проводника, изменения более существенны [200]. Поэтому при моделировании установлена сегментация по 5 сегментов на торцах и по 100 сегментов по ширине проводника. Пример сегментации для $N$=5 представлен на рисунке 3.1.

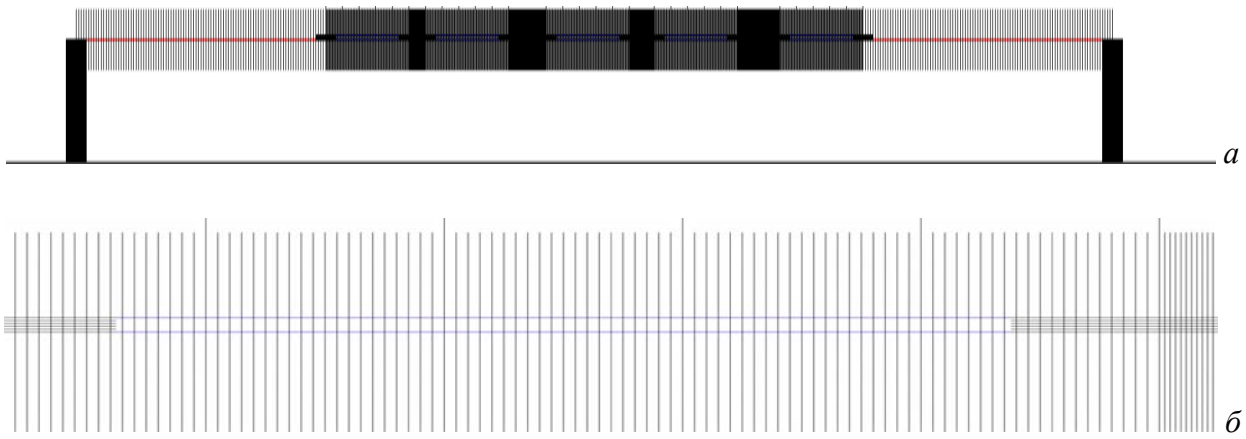



Рисунок 3.1 – Сегментация границ поперечного сечения (*а*)
и её увеличенный фрагмент на торцах проводников (*б*)

Результаты моделирования 1–5-проводных МПЛ представлены в таблицах 3.3, 3.4. Согласно разделу 2.1.1, в котором исследуется согласованная одиночная МПЛ, согласование линии с трактом достигается при равенстве амплитуды напряжения в начале линии max($U_{вх}(t)$) (узел *V*2) половине амплитуды $E(t)$ (узел *V*1). Поэтому, для оценки согласования исследуемых структур с трактом, в таблицах 3.3, 3.4 также представлены значения max($U_{вх}(t)$) исследуемых линий.

Таблица 3.3 – Результаты моделирования для $N$=1–5 при воздействии импульсом с амплитудой $E(t)$ 0,609 В и общей длительностью 240 пс

| $N$ | $s_i$, мкм | max(Δτ), нс/м | max($U_{вх}(t)$), В | max($U_{вых}(t)$), В | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | Без учета потерь | С учетом потерь |
| 1 | – | – | 0,309 | 0,3 | 0,15 |
| 2 | 350 | 0,47 | 0,306 | 0,15 | 0,08 |
| 3 | 200, 800 | 0,62 | 0,302 | 0,13 | 0,077 |
| 4 | 200, 800, 500 | 0,68 | 0,302 | 0,14 | 0,075 |
| 5 | 200, 800, 500, 800 | 0,71 | 0,302 | 0,14 | 0,07 |

Таблица 3.4 – Результаты моделирования для $N$=1–5 при воздействии импульсом с амплитудой $E(t)$ 0,643 В и общей длительностью 40 пс

| $N$ | $s_i$, мкм | max(Δτ), нс/м | max($U_{вх}(t)$), В | max($U_{вых}(t)$), В | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | Без учета потерь | С учетом потерь |
| 1 | – | – | 0,328 | 0,3 | 0,06 |
| 2 | 320 | 0,47 | 0,321 | 0,15 | 0,03 |
| 3 | 200, 685 | 0,63 | 0,317 | 0,11 | 0,02 |
| 4 | 200, 720, 550 | 0,69 | 0,317 | 0,1 | 0,024 |
| 5 | 200, 220, 200, 800 | 0,85 | 0,317 | 0,08 | 0,02 |

Кроме того, при моделировании с воздействием более коротким оцифрованным сигналом (40 пс по уровню 0,5) для 2-проводной МПЛ при $s$=320 мкм, вычислены коэффициенты индуктивной и емкостной связей [201].

$$k_L = \frac{L_{12}}{L_{11}} = \frac{6,29e^{-8}\text{Гн/м}}{2,86e^{-7}\text{Гн/м}} = 0,22, \quad k_C = \frac{|C_{12}|}{C_{11}} = \frac{1,56e^{-11}\text{Ф/м}}{1,13e^{-11}\text{Ф/м}} = 1,381. \tag{3.3}$$

*Представлены результаты предварительного моделирования многопроводных микрополосковых МФ, отличающиеся учетом потерь в проводниках и диэлектриках, использованием реальных параметров МФ и реальных оцифрованных воздействий разной длительности. Полученные результаты могут использоваться для разработки и изготовления макетов, проведения натурного эксперимента и сравнения его результатов с результатами моделирования.*

## 3.2 Макеты и натурный эксперимент

На основе значений параметров из подраздела 3.1, разработано 10 структур МПЛ и выполнена их трассировка на ПП. Изготовлена ПП и произведен монтаж резисторов 50 Ом типа 0603 и SMA-соединителей (рисунок 3.2).

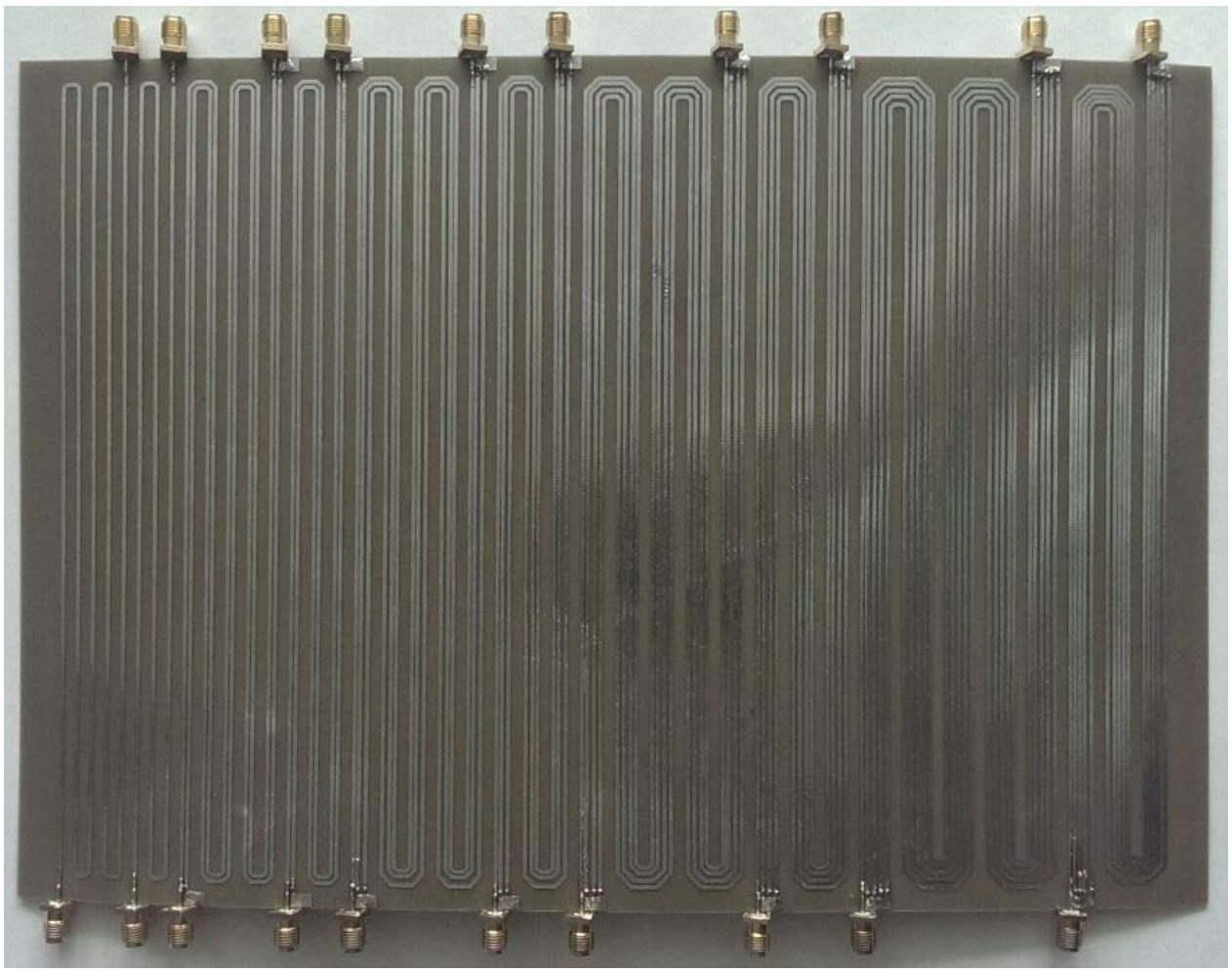


Рисунок 3.2 – Фотография ПП с установленными резисторами типа 0603 и SMA-соединителями

При проведении натурного эксперимента в качестве исходного использовался импульс осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, с амплитудой $E(t)$ 0,657 В, длительностью фронта – 28 пс, спада – 24 пс и плоской вершины – 12 пс (по уровням 0,1–0,9), а общей длительностью (по уровню 0,5) – 36 пс.

Измерены геометрические размеры макетов после изготовления ПП. Получены следующие значения параметров: $w$=1000 мкм, $t$=18 мкм и $h$=500 мкм. Из предварительного сравнения результатов моделирования и эксперимента в дальнейшем принято, что $\varepsilon_r$=4,5 и tgδ=0,025 на частоте $f$=1 МГц.

Значение $w$ оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось для остальных структур, как и значения $t$, $h$ и $\varepsilon_r$. Значения $s_i$ для линий различны, поскольку они оптимизировались по

критерию минимизации max($U(t)$) на выходе активного проводника МФ [192]. Для 2-проводной МПЛ $s$=320 мкм, 3-проводной – $s_1$=200 мкм и $s_2$=685 мкм, 4-проводной – $s_1$=200 мкм, $s_2$=720 мкм и $s_3$=550 мкм, а 5-проводной – $s_1$=200 мкм, $s_2$=220 мкм, $s_3$=200 мкм и $s_4$=800 мкм.

Отдельные макеты МПЛ длиной $l$=60 см представлены на рисунке 3.3. На концах пассивных проводников для $N$=2–5 установлены резисторы с сопротивлением 50 Ом. Для соединения макетов с измерительным трактом установлены SMA-соединители.

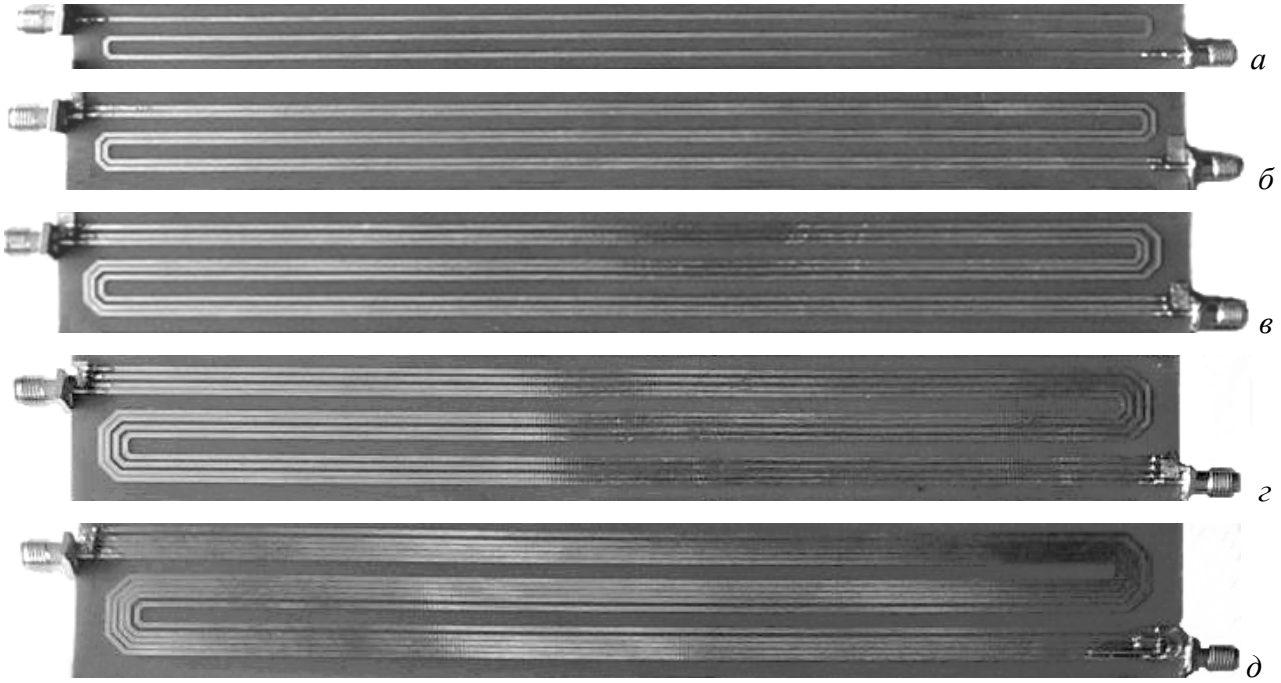



Рисунок 3.3 – Макеты с 1- (*а*), 2- (*б*), 3- (*в*), 4- (*г*) и 5- (*д*) проводными МПЛ

Для проведения эксперимента использовалась схема, представленная на рисунке 3.4. Перед этим выполнена программная калибровка канала. Поэтому погрешности измерения времени составляют не более ±2%, а напряжения – ±3%. Для соединения макетов с генератором и стробоскопическим преобразователем прибора С9-11 (с полосой пропускания 25,85 ГГц и временем нарастания переходной характеристики не превышающей 13,5 пс) использовались дополнительно два коаксиальных переходника ПК2-20-03Р-13 и один коаксиальный переходник 2.236.482, которые дают дополнительные задержки около 232 пс и 104 пс соответственно, так что суммарная задержка равна 336 пс.

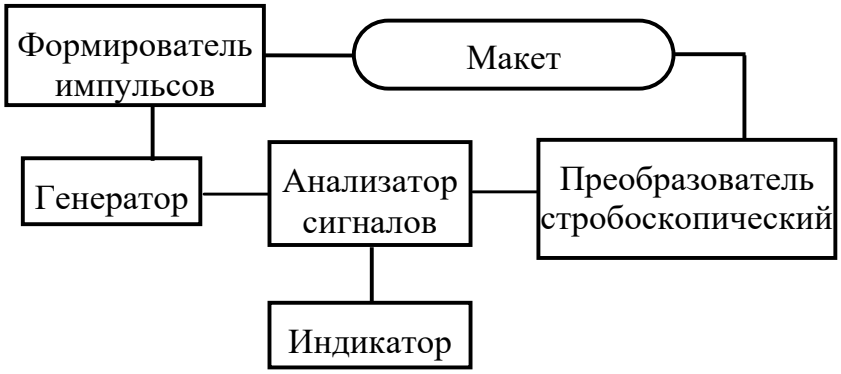



Рисунок 3.4 – Схема экспериментальной установки

Измеренные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 1-, 2-, 3-, 4- и 5-проводной МПЛ представлены на рисунках 3.5*а–в* и 3.6*а*, *б*. Значения max($U(t)$) в 6,6; 11,5; 13,7; 12,6 и 15,3 раза меньше амплитуды исходного сигнала (таблица 3.5). При моделировании (рисунки 3.5*а–в* и 3.6*а*, *б*) получено, что с учетом потерь значения амплитуды входного напряжения в 6,4; 12,4; 16,4; 18,25 и 22 раза меньше, чем исходного (таблица 3.5).

Таблица 3.5 – Амплитуды выходного напряжения и отклонение

| *N* | *U*, В | | | Отклонение, % |
|---|---|---|---|---|
| | Без учета потерь | С учетом потерь (П) | Эксперимент (Э) | (П–Э)/(П+Э)×100% |
| 1 | 0,33 | 0,103 | 0,099 | ±2 |
| 2 | 0,164 | 0,053 | 0,057 | ±3,6 |
| 3 | 0,125 | 0,04 | 0,048 | ±9,1 |
| 4 | 0,11 | 0,036 | 0,052 | ±18,2 |
| 5 | 0,084 | 0,03 | 0,043 | ±17,8 |

Расхождение результатов эксперимента и моделирования с учетом потерь может быть связано с неточным вычислением матриц потерь, а также с неучетом влияния частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости материала ПП. Тем не менее, результаты эксперимента сопоставимы с результатами моделирования с учетом потерь: с ростом *N* от 1 до 5, отклонение возрастает с ±2% до ±18%, что вполне естественно при уменьшении амплитуды. В итоге, результаты эксперимента подтверждают возможность разложения исходного импульса в конце активного проводника МПЛ, что ранее было показано только при моделировании (рисунки 3.5*а–в* и 3.6*а*, *б*).

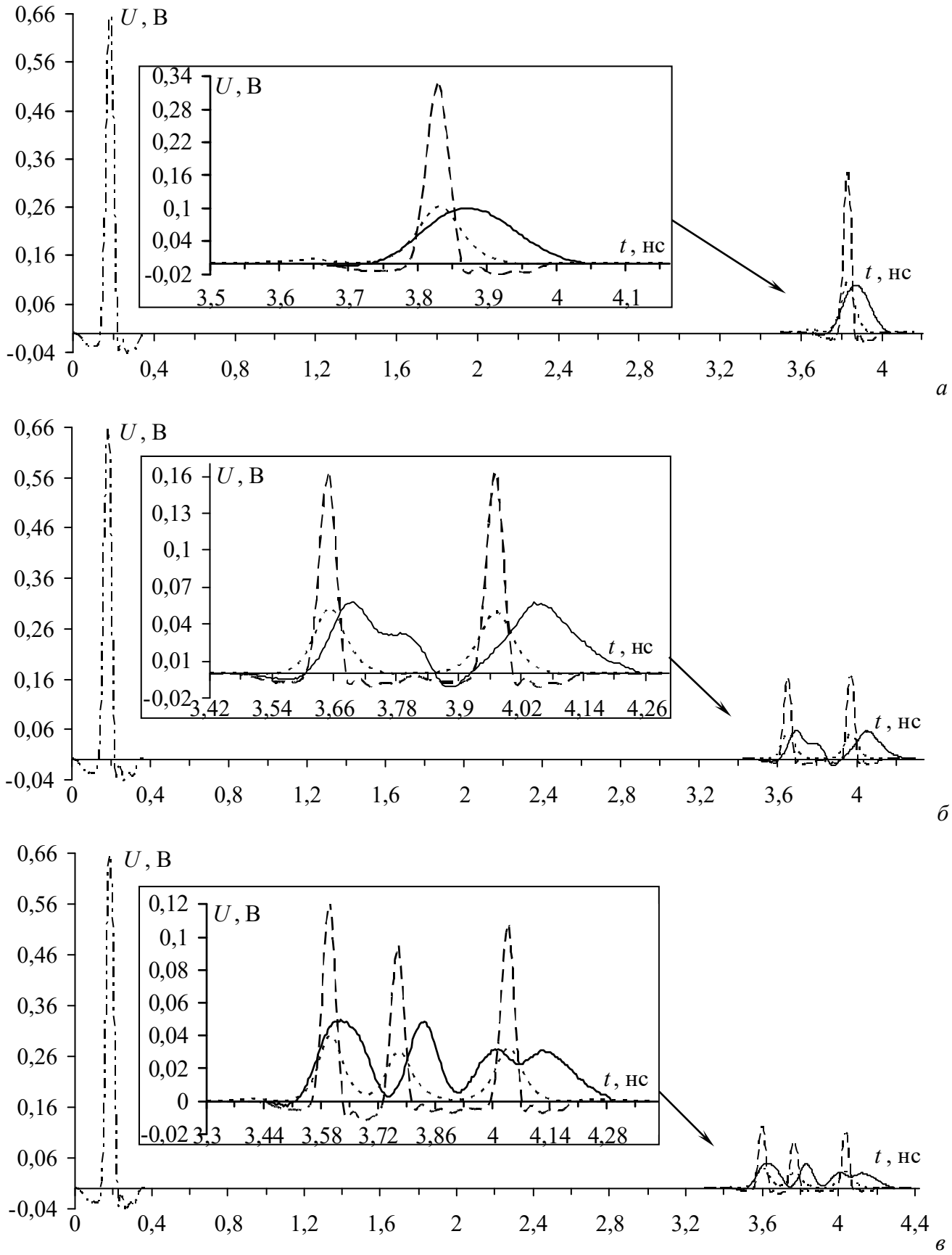
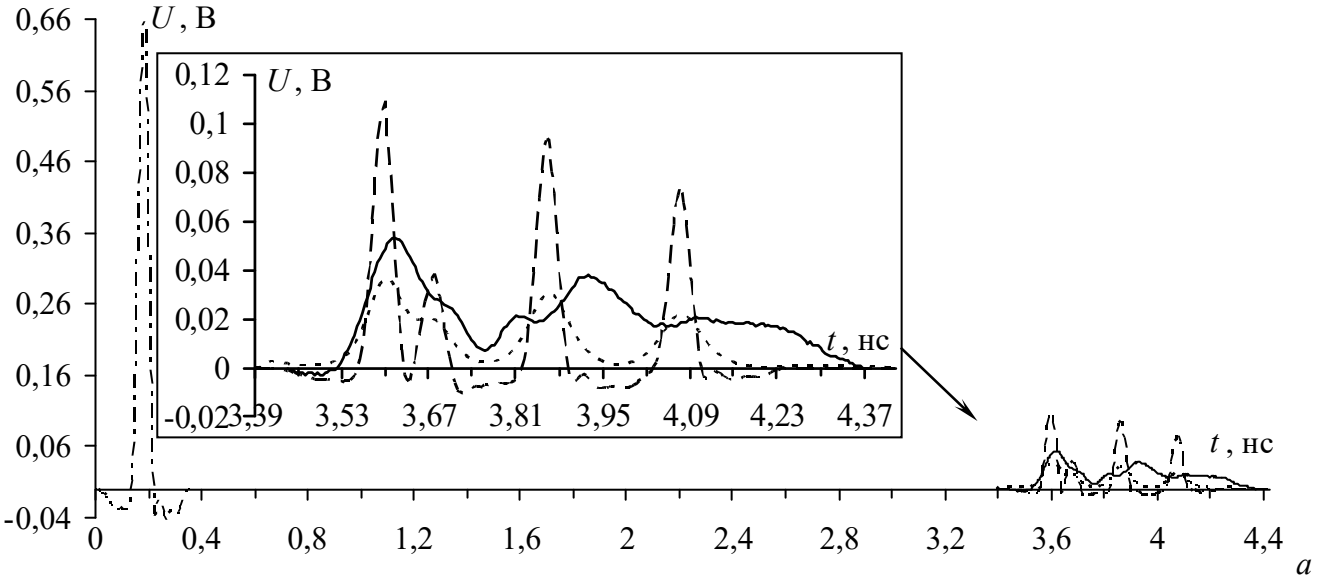



Рисунок 3.5 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе 1- (*а*), 2- (*б*) и 3- (*в*) проводных МФ, полученные при моделировании без учета (– –), с учетом (···) потерь и экспериментально (—)



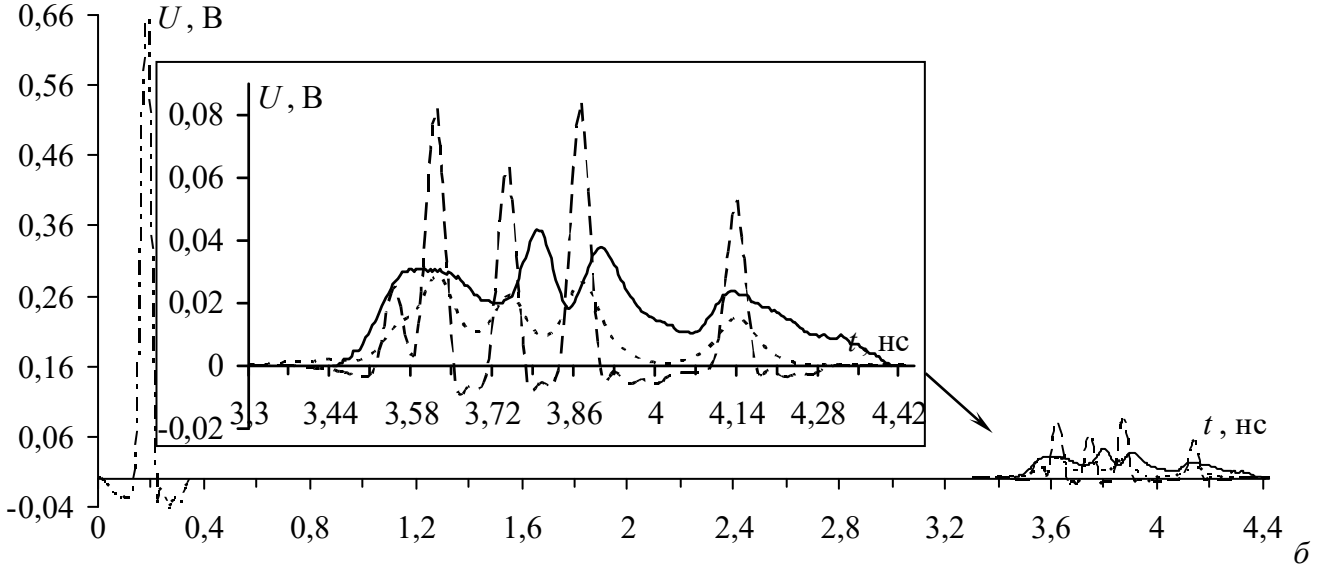




Рисунок 3.6 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе 4- (*а*) и 5- (*б*) проводных МФ, полученные при моделировании без учета (– –), с учетом (···) потерь и экспериментально (—)

Зависимости $U(t)$ на входе и выходе 1-, 2-, 3-, 4- и 5-проводной МПЛ, полученные при моделировании линий с $l$=100 см с учетом и без учета потерь представлены на рисунке 3.7*а–в* и 3.8*а*, *б*. При моделировании (рисунки 3.7*а–в* и 3.8*а*, *б*) получено, что с учетом потерь значения max($U(t)$) в 10,3; 19,9; 26,3; 27,4 и 32,85 раза меньше амплитуды исходного сигнала (таблица 3.6). Отметим, что увеличение длины (с 60 см до 100 см) существенно влияет на уровень амплитуды импульсов, при моделировании с учетом потерь. Помимо выраженного затухания импульсного сигнала в конце линий, наблюдается увеличение временных

интервалов между импульсами разложения, что особенно выражено для первых двух импульсов при $N$=4, 5. Однако при моделировании с учетом потерь и увеличением длины (с 60 см до 100 см) также возрастает влияние дисперсии, что выражено в увеличении времени фронта и спада импульсов разложения. Этот факт важен, поскольку в некоторых случаях, это может привести к еще большему уровню результирующей амплитуды (при наложении спада одного импульса на фронт следующего), что нежелательно. В результате, наблюдается корреляция значений амплитуд напряжения на выходе линий при моделировании с $l$=60 см и $l$=100 см. Между тем как уже говорилось ранее, сопоставимы результаты эксперимента и моделирования с учетом потерь для $l$=60 см. Исходя из этого, можно предположить, что будут сопоставимы результаты эксперимента и моделирования с учетом потерь и для $l$=100 см.

Таблица 3.6 – Значения max($U$($t$)) на выходе для $l$=60 см и $l$=100 см

| $N$ | $U$, В | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 60 см | | 100 см | |
| | Без учета потерь | С учетом потерь | Без учета потерь | С учетом потерь |
| 1 | 0,33 | 0,103 | 0,33 | 0,064 |
| 2 | 0,164 | 0,053 | 0,16 | 0,033 |
| 3 | 0,125 | 0,04 | 0,123 | 0,025 |
| 4 | 0,11 | 0,036 | 0,11 | 0,024 |
| 5 | 0,084 | 0,03 | 0,087 | 0,02 |

*Разработана и изготовлена ПП с макетами. В результате эксперимента получены значения амплитуд напряжения на выходе МПЛ в 6,6; 11,5; 13,7; 12,6 и 15,3 раза меньше амплитуды ЭДС. При моделировании получено, что с учетом потерь значения амплитуд напряжения в 6,4; 12,4; 16,4; 18,25 и 22 раза меньше амплитуды ЭДС. Полученные результаты эксперимента сопоставимы с результатами моделирования с учетом потерь: с ростом N от 1 до 5, отклонение возрастает с ±2% до ±18%, что вполне естественно при уменьшении амплитуды.*

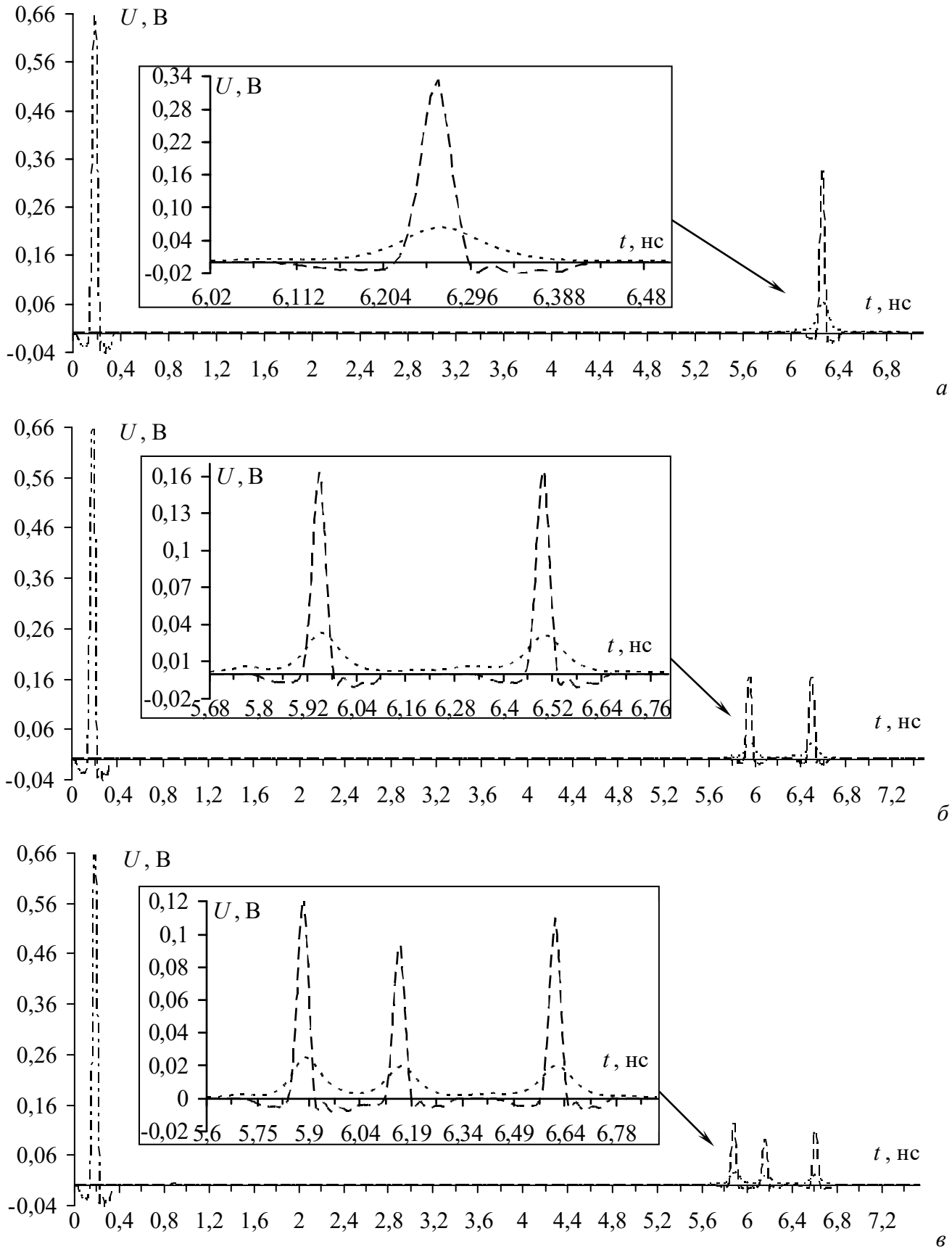



Рисунок 3.7 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе 1- (*а*), 2- (*б*) и 3- (*в*) проводных МФ, полученные при моделировании без учета (– –), и с учетом (···) потерь

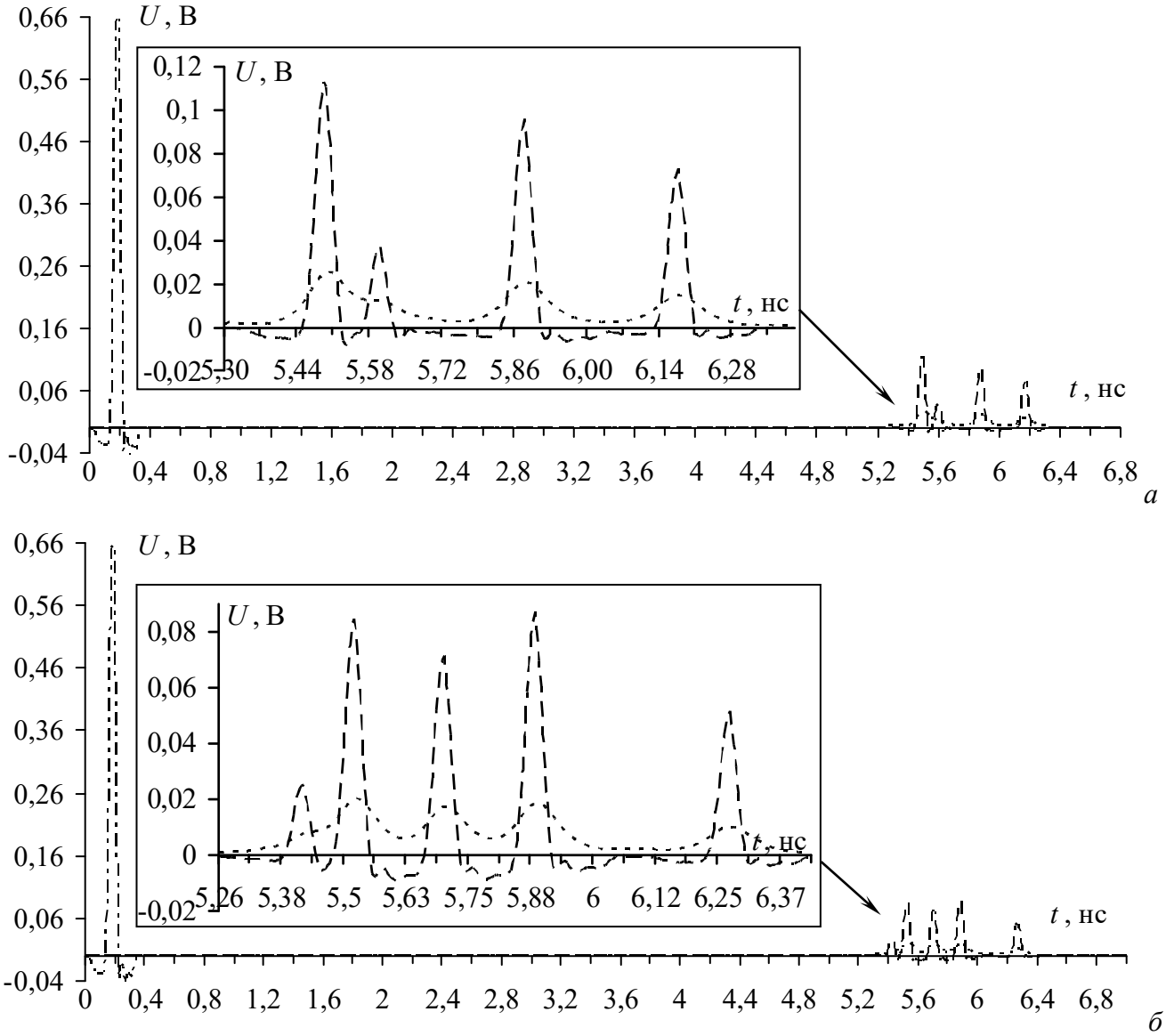



Рисунок 3.8 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе 4- (*а*) и 5- (*б*) проводных МФ, полученные при моделировании без учета (– –), и с учетом (···) потерь

*В итоге, результаты эксперимента подтверждают возможность разложения исходного импульса в конце активного проводника МПЛ, что раньше было показано только при моделировании. При моделировании МПЛ с учетом потерь при длине 100 см получены значения амплитуд напряжения в 10,3; 19,9; 26,3; 27,4 и 32,85 раза меньше амплитуды ЭДС.*

## 3.3 Частотные характеристики

В данном подразделе представлены результаты исследования частотных характеристик многопроводных МФ [202].

Как было отмечено в данном разделе, а также в разделе 2, ранее исследовался временной отклик на воздействие только опасных СКИ, в то время как влияние МФ на полезные высокочастотные сигналы не исследовалось. Поэтому, полезно исследование частотных характеристик многопроводных МФ. Целесообразно начать его с исследования модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ для МФ на основе многопроводных МПЛ в диапазоне частот.

В качестве объекта исследования выбрана ПП, состоящая из макетов многопроводных МПЛ. Рассмотрены многопроводные МПЛ из 2–5 проводников, детальное исследование которых, а также натурный эксперимент во временной области, выполнены в работах [196, 197]. Поперечные сечения указанных линий в общем виде представлены на рисунке 2.1*б–д*. Эквивалентные схемы указанных МПЛ представлены на рисунке 3.9.

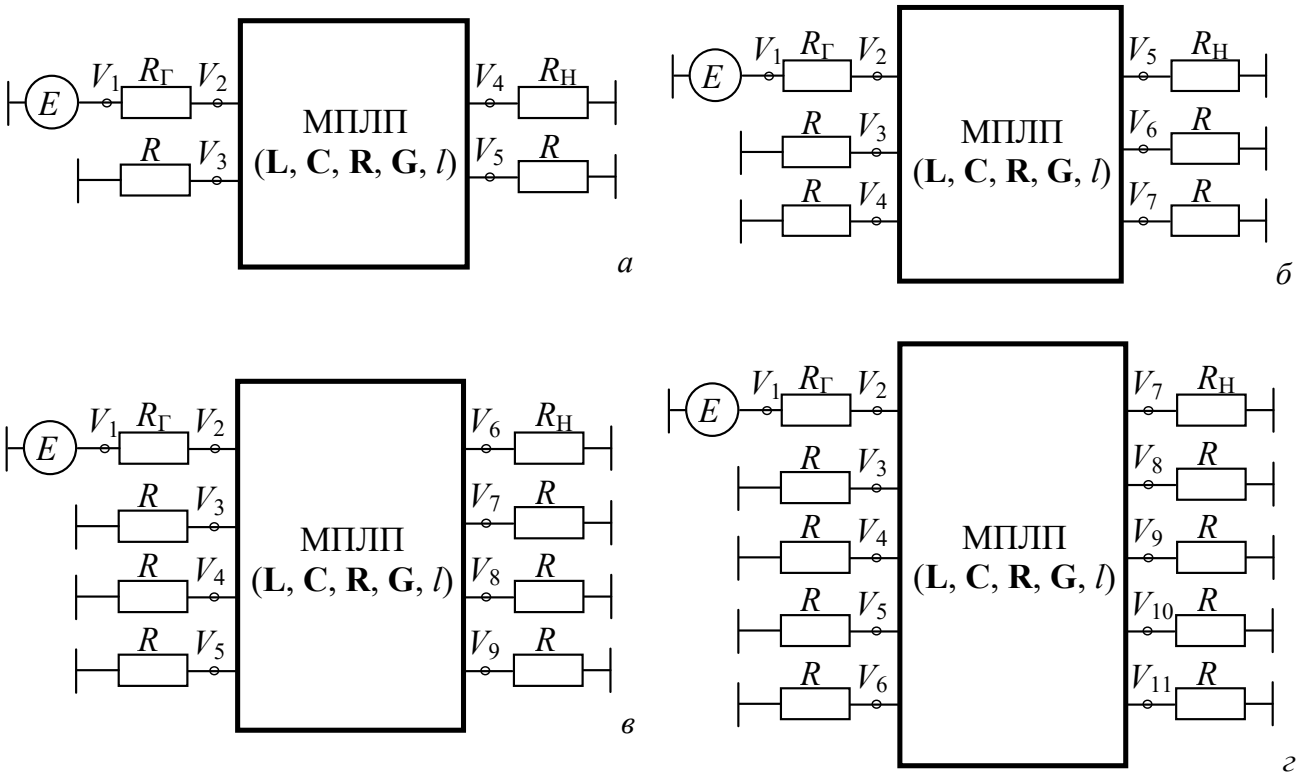



Рисунок 3.9 – Эквивалентные схемы 2- (*а*), 3- (*б*), 4- (*в*) и 5- (*г*) проводных МФ

Моделирование МПЛ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Учитывались потери в проводниках и диэлектриках. Параметры поперечного сечения выбраны так, чтобы согласовать макеты линий с измерительным трактом 50 Ом скалярного анализатора цепей Р2М-40 при измерении частотной зависимости $|S_{21}|$.

Параметры ПП для изготовления макетов многопроводных МФ представлены в подразделе 3.2. Макеты МПЛ представлены на рисунке 3.3*б–д*. Длина каждой МПЛ равна 60 см. Значения сопротивлений ($R_{\text{Г}}$, $R_{\text{Н}}$ и $R$) приняты равными 50 Ом. Для соединения макетов с измерительным трактом установлены SMA-соединители.

Выполнено вычисление $|S_{21}|$ каждого из изготовленных макетов. Оценено влияние потерь на $|S_{21}|$. Для этого выполнено моделирование без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. При моделировании без потерь значения матриц **R** и **G** приняты равными нулю. При учете потерь для вычисления элементов матрицы **G** использована широко известная модель частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь материала FR-4, а элементы матрицы **R** вычислены с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в плоскости земли по методике [203], реализованной в TALGAT [204].

На рисунке 3.10 приведены вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ для каждого из макетов, а в таблице 3.7 для них сведены полосы пропускания по уровню минус 3 дБ при моделировании с учетом и без учета потерь, а также полученные экспериментально.

Из результатов измерений видно, что полоса пропускания линий составляет 0,53–0,47 ГГц, однако при моделировании с учетом потерь она несколько расширяется для всех макетов до 0,55–0,52 ГГц. Кроме того, потери приводят к уменьшению затухания на частотах резонансов.

Таблица 3.7 – Полоса пропускания (ГГц) многопроводных МФ

| *N* | Моделирование | | Эксперимент | Отклонение, % |
|---|---|---|---|---|
| | Без потерь | С потерями | | (П–Э)/(П+Э)×100% |
| 2 | 0,7 | 0,55 | 0,53 | ±1,85 |
| 3 | 0,61 | 0,52 | 0,48 | ±4 |
| 4 | 0,64 | 0,52 | 0,48 | ±4 |
| 5 | 0,65 | 0,53 | 0,47 | ±6 |

Из сравнения видно, что измеренные и вычисленные зависимости согласуются (максимальное отклонение ±6%) для 2-, 3-, 4- и 5-проводных структур в диапазоне до 4,5, 5,5, 6,5 и 6,0 ГГц соответственно. Также видно, что измеренные зависимости имеют меньшую полосу пропускания, которая не превышает 0,55 ГГц. Для 4-проводного МФ на частоте 7,5 ГГц и для 5-проводного МФ на 2,4 ГГц наблюдается отрицательный выброс до минус 62 дБ, что объясняется спецификой исследуемой ПП, а также погрешностью проведения натурного эксперимента. На несовпадение результатов могло повлиять различие реальных и используемых при моделировании значений параметров ПП, а также наличие неоднородностей в тракте.

*Представлены результаты исследования МФ в частотной области, отличающиеся тем, что они впервые выполнены на основе изготовленных макетов многопроводных МПЛ. Сравнены результаты вычислительного и натурного экспериментов для пяти разных структур в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. Выявлено, что изготовленные макеты имеют более узкую полосу пропускания, по сравнению с моделированием, которая составляет около 0,55 ГГц. Результаты в частотной области, в совокупности с полученными ранее результатами во временной области, показывают, что многопроводные микрополосковые МФ могут обеспечить защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды, при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала.*

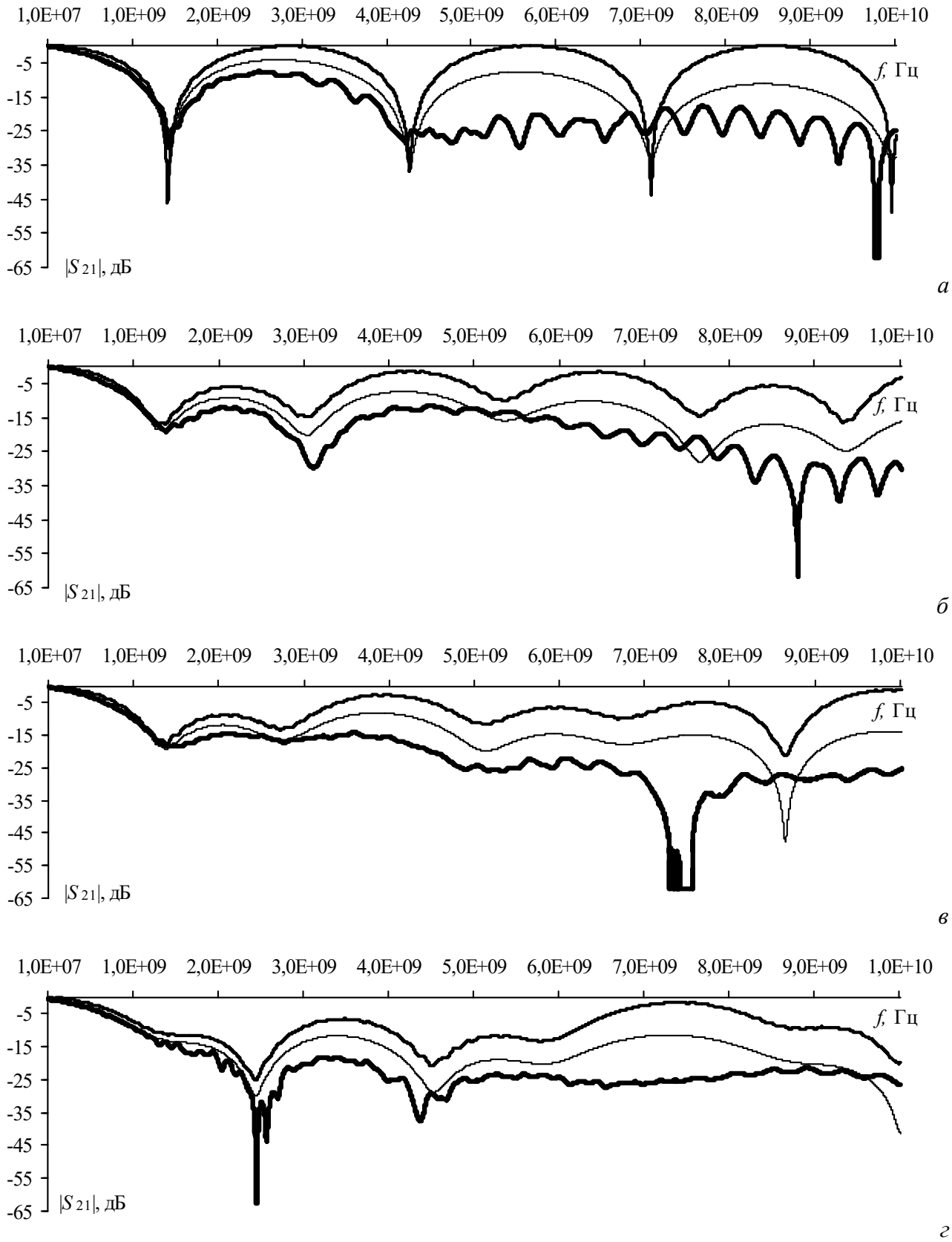



Рисунок 3.10 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ для 2- (*а*), 3- (*б*), 4- (*в*) и 5- (*г*) проводного МПЛ, полученные в результате моделирования без учета (—) и с учетом потерь (—) и эксперимента (—)

## 3.4 Основные результаты раздела

1. Представлены результаты предварительного моделирования многопроводных микрополосковых МФ, отличающиеся учетом потерь в проводниках и диэлектриках, использованием реальных параметров МФ и реальных оцифрованных воздействий разной длительности. Результаты могут использоваться для разработки и изготовления макетов, проведения натурного эксперимента и сравнения его результатов с результатами моделирования.

2. Разработана и изготовлена ПП с макетами. В результате эксперимента получены значения амплитуд напряжения на выходе МПЛ в 6,6; 11,5; 13,7; 12,6 и 15,3 раза меньше амплитуды ЭДС. При моделировании получено, что с учетом потерь значения амплитуд напряжения в 6,4; 12,4; 16,4; 18,25 и 22 раза меньше амплитуды ЭДС. Результаты эксперимента и моделирования с учетом потерь сопоставимы: с ростом $N$ от 1 до 5, отклонение возрастает с ±2% до ±18%, что естественно при уменьшении амплитуды. Эксперимент подтвердил возможность разложения исходного импульса в конце активного проводника МПЛ. При моделировании МПЛ с учетом потерь при длине 100 см получены значения амплитуд напряжения в 10,3; 19,9; 26,3; 27,4 и 32,85 раза меньше амплитуды ЭДС.

3. Представлены результаты исследования МФ в частотной области, отличающиеся тем, что они впервые выполнены на основе изготовленных макетов многопроводных МПЛ. Сравнены результаты вычислительного и натурного экспериментов для пяти разных структур в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. Выявлено, что макеты имеют более узкую полосу пропускания (0,55 ГГц) по сравнению с моделированием. Результаты в частотной области, в совокупности с полученными ранее результатами во временной области, показывают, что многопроводные микрополосковые МФ могут обеспечить защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды, при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала.

4. Таким образом, добавление к связанной микрополосковой линии дополнительных нагруженных проводников, до 5, позволяет уменьшить амплитуду выходного напряжения при воздействии сверхкороткого импульса на крайний проводник: после параметрической оптимизации эвристическим поиском, при длине проводников 60 см с нагрузками 50 Ом и длительности импульса 36 пс (по уровню 0,5) амплитуда уменьшается на 33% при уменьшении полосы пропускания полезного сигнала от 0,53 до 0,47 ГГц.

# 4. ОПТИМИЗАЦИЯ МНОГОПРОВОДНЫХ ПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ЭВРИСТИЧЕСКИМ ПОИСКОМ

## 4.1 Формулировка критериев оптимизации

В данном подразделе представлена формулировка основных критериев оптимизации МФ [205, 206].

Оптимизация может выполняться по различным критериям. Для получения более высоких характеристик многопроводных МФ актуальны критерии, рассмотренные ниже.

1. Минимизация $\max(U(t))$ на выходе МФ:

$$\max(U(t)) \rightarrow \min. \tag{4.1}$$

Данный критерий наиболее важен, поскольку именно амплитуда напряжения на выходе МФ определяет его основную характеристику: ослабление фильтра. Однако в зависимости от заданного воздействия оптимизация по данному критерию может давать различные результаты. Кроме того, требуется затратное вычисление временного отклика, что затрудняет оптимизацию сложных структур.

2. Выравнивание разностей задержек импульсов разложения:

$$\min|t_{i+1}-t_i| \rightarrow \max,\ i=1,\ \ldots,\ Np-1, \tag{4.2}$$

где $Np$ – количество импульсов разложения, $t_i$ – значение задержки $i$-го импульса.

Данный критерий важен для увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разлагаться, и предотвращения наложения импульсов, увеличивающего $\max(U(t))$ на выходе линии.

3. Максимизация разности максимальной и минимальной задержек импульсов:

$$(t_{\max}-t_{\min}) \rightarrow \max, \tag{4.3}$$

где $t_{\max}$, $t_{\min}$ – максимальное и минимальное значения задержки импульса соответственно.

Данный критерий важен для дополнительного увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разлагаться. Отметим, что в данной формулировке этот критерий может давать импульсы разложения в любой части оси времени. Между тем, увеличение задержки импульсов может быть нежелательным. Чтобы его минимизировать, можно использовать другие формулировки:

$$(t_{\min} - l/\mathrm{c}) \to \min, \tag{4.4}$$

$$(\varepsilon_{r\max}^{0.5} l/\mathrm{c} - t_{\max}) \to \min, \tag{4.5}$$

где $l$ – длина МФ, с – скорость света в вакууме, $\varepsilon_{r\max}$ – максимальное значение $\varepsilon_r$ диэлектриков МФ.

Действительно, критерий (4.4) устремляет время задержки первого импульса к минимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в вакууме. Критерий (4.5) устремляет время задержки последнего импульса к максимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в диэлектрике с максимальным значением $\varepsilon_r$.

Как отмечено ранее, минимизация $\max(U(t))$ требует моделирования временного отклика. Однако оно может быть вычислительно затратным, и поэтому актуально его ускорение. Между тем при согласовании каждой моды МПЛП вычисление амплитуд импульсов разложения возможно по аналитическому выражению (2.2).

По (2.2) вычислены $\max(U(t))$ на выходе МФ и приведены в таблицах 4.2 и 4.3. Как видно, они очень близки к амплитудам, полученным по отклику. (Исключение составляет последний случай очень сильной связи, для которого погрешность выражения (2.2) велика, поскольку оно не учитывает отражения мод.) Этот факт важен, поскольку позволяет быструю оптимизацию по аналитическому выражению, т.е. без затратного вычисления временного отклика.

Что касается максимизации $\min|t_{i+1} - t_i|$ и максимизации $(t_{\max} - t_{\min})$, то, в общем случае, они также требуют вычисления временного отклика, поскольку необходимы значения моментов прихода импульсов разложения к концу линии. Однако опыт практического моделирования МФ показал, что при согласовании

МФ и слабой связи между проводниками max($U(t)$) определяется амплитудами первых (не испытавших отражения) импульсов. Моменты их прихода к концу МФ определяются значениями $\tau_i$, умноженными на $l$. Тогда для оптимизации нет необходимости вычислять временной отклик, а достаточно вычислить лишь $\tau_i$, что значительно снижает вычислительные затраты. Критерии оптимизации несколько изменятся. Так, (4.2) примет вид

$$\min|\tau_{i+1}-\tau_i|\rightarrow\max,\ i=1,\ \ldots,\ N-1. \tag{4.6}$$

Из (4.3) получим

$$(\tau_{\max}-\tau_{\min})\rightarrow\max, \tag{4.7}$$

где $\tau_{\max}$, $\tau_{\min}$ – максимальное и минимальное из значений погонных задержек мод соответственно, а из (4.4) и (4.5) получим

$$(\tau_{\min}-1/c)\rightarrow\min, \tag{4.8}$$

$$(\varepsilon_{r\max}^{0,5}/c-\tau_{\max})\rightarrow\min. \tag{4.9}$$

Таким образом, представленные аналитические выражения могут значительно ускорить вычисление целевой функции.

## 4.2 Выравнивание временных интервалов между импульсами разложения сверхкороткого импульса в микрополосковых модальных фильтрах

В данном подразделе представлены результаты максимизации длительности СКИ, полностью разлагаемого в многопроводных МФ, за счет выравнивания временных интервалов между импульсами разложения [207].

В разделе 2 предложено совершенствование защиты от СКИ за счет добавления к связанной МПЛ дополнительных проводников до 3-, 4- и 5-проводной МПЛ, в которых, получены max($U(t)$) в 3, 3,6 и 4,5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии. Однако остались без внимания разности задержек между импульсами разложения, что привело к их различным значениям, ограничив максимальную длительность импульса, который будет полностью

разлагаться. Между тем неучет разностей задержек между импульсами может стать причиной неполного разложения импульса при увеличении его длительности и, как следствие, наложения импульсов, что приведет к увеличению уровня амплитуды импульсов в конце линии. Поэтому целесообразно исследование возможностей выравнивания разностей задержек между импульсами разложения.

При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения МПЛ, вычислить матрицы погонных коэффициентов **C** и **L**, составить схему для моделирования, задать нагрузки и воздействие, вычислить временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров, а также выполнить оптимизацию параметров МПЛ. Указанное представляется целесообразным выполнить для МПЛ, имеющей 3, 4 и 5 проводников.

Вычисление параметров и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

Поперечные сечения исследуемых МПЛ в общем виде, а также их эквивалентные схемы, представлены на рисунке 2.1*в–д*. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом. Линии моделировались при следующих параметрах: $w$=290 мкм, $t$=105 мкм, $h$=190 мкм (стандартный материал), $\varepsilon_r$=5, $l$=4 м. Значение $w$ оптимизировано для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось, как и значения $t$, $h$ и $\varepsilon_r$. Значения $s_i$ для каждой линии различны, поскольку они оптимизировались по критерию выравнивания разностей задержек между импульсами разложения в конце активного проводника МПЛ.

В 3-, 4- и 5-проводной линиях распространяются соответственно, 3, 4 и 5 мод с соответствующими им характеристиками. Выполнялась параметрическая оптимизация ЭП. Оптимизированные значения расстояний между проводниками: $s_1$=170 мкм, $s_2$=540 мкм для $N$=3; $s_1$=70 мкм, $s_2$=335 мкм, $s_3$=250 мкм для $N$=4; $s_1$=15 мкм, $s_2$=32 мкм, $s_3$=290 мкм, $s_4$=200 мкм для $N$=5. Значения всех $s_i$ заметно

отличаются от значений, полученных в пункте 2.1.3 [192], т.к. выравнивание разностей задержек между импульсами разложения достигается за счет приближения центральных проводников к крайним. При $R$=50 Ом вычислялся временной отклик на воздействие импульса с амплитудой $E(t)$ 5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс.

Значения $\tau_i$: 5,37, 5,81, 6,25 нс/м для $N$=3; 5,02, 5,49, 5,96, 6,43 нс/м для $N$=4; 4,2, 4,8, 5,4, 6, 6,6 нс/м для $N$=5. Минимальные разности задержек между импульсами разложения: 0,44 нс/м для $N$=3; 0,47 нс/м для $N$=4; 0,6 нс/м для $N$=5. Для оценки возможности модального разложения необходимо вычислить минимальную разность $\tau_i$. Амплитуды импульсов разложения при согласовании каждой моды вычисляются с помощью выражения (2.2). Значения max($U(t)$) в конце активного проводника для $N$=3–5, при разных критериях оптимизации, вычисленные по (2.2) аналитически (max($U_A(t)$)) и по временному отклику (max($U_R(t)$)) из рисунка 4.1, а также минимальные значения разностей $\tau_i$, приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Вычисленные параметры линий

| Критерий оптимизации | Минимизация max($U(t)$) [192] | | | Выравнивание $\Delta\tau_i$ | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $N$ | 3 | 4 | 5 | 3 | 4 | 5 |
| min($\Delta\tau_i$), нс/м | 0,21 | 0,09 | 0,12 | 0,44 | 0,47 | 0,6 |
| max($U_A(t)$), В | 0,97 | 0,74 | 0,66 | 1,16 | 1,15 | 0,9 |
| max($U_R(t)$), В | 0,84 | 0,70 | 0,56 | 1,14 | 1,08 | 0,65 |

Из таблицы 4.1 видно, что при оптимизации по критерию выравнивания $\Delta\tau_i$, значение min($\Delta\tau_i$) увеличилось с ростом $N$ почти в 1,4 раза, а по сравнению с оптимизацией по критерию минимизации max($U$) – в 2 раза для $N$=3 и в 5 раз для $N$=4 и $N$=5.

Однако улучшение одного параметра влечет за собой ухудшение другого. Так, согласно таблице 4.1, max($U(t)$) в 2,2; 2,3 и 3,9 раза меньше уровня сигнала в

начале линии, что меньше аналогичных значений (3, 3,6 и 4,5) при оптимизации по критерию минимизации амплитуды выходного сигнала.

Отметим также тенденцию увеличения различия между значениями max($U(t)$), вычисленных аналитически и по отклику, с ростом числа $N$, что особо сильно проявляется при $N$=5. Это обусловлено неполным согласованием линии передачи. Однако, сам факт довольно точного вычисления значений max($U(t)$) по выражению (2.2) важен, поскольку позволяет в перспективе быструю оптимизацию по аналитической формуле, т.е. без затратного вычисления временного отклика.

Очевидно, что в зависимости от необходимой задачи можно получать те или иные результаты. Так, при оптимизации по критерию выравнивания разности задержек между импульсами разложения наблюдается приближение центральных проводников к крайним, однако это не позволяет получить минимально возможный уровень СКИ на выходе линии.

Как отмечалось ранее, неучет разностей задержек между импульсами может стать причиной неполного разложения импульса и, как следствие, наложения импульсов, что приведет к увеличению амплитуд импульсов в конце линии. Но если напряжение, полученное в результате их наложения, не превышает max($U(t)$), то это наложение можно считать не критичным.

Отметим, что косвенное экспериментальное подтверждение полученного результата содержится в работе [208], где показано повышенное ослабление МФ при уплотнении его витков.

*Показано обеспечение максимизации длительности СКИ, полностью разлагаемого в многопроводных МФ, отличающееся тем, что оно достигается за счет выравнивания временных интервалов между импульсами разложения. Показано значительное (до 4-х раз) уменьшение амплитуды напряжения на выходе линии. Полученные результаты позволяют лучше понять специфику распространения сигналов в многопроводных МПЛ.*

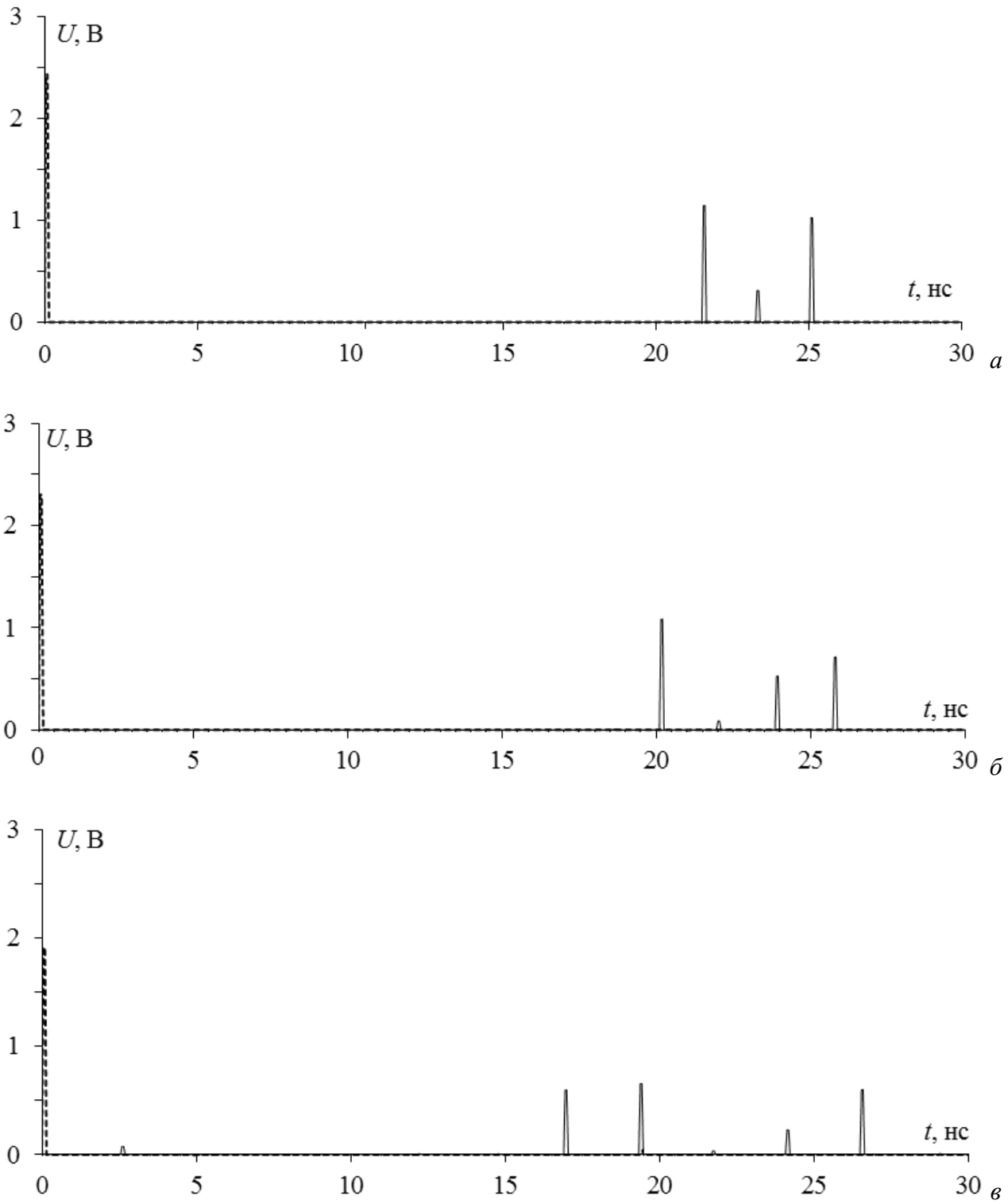



Рисунок 4.1 – $U(t)$ в начале (- -) и конце (—) МПЛ для 3- (*а*), 4- (*б*) и 5- (*в*) проводных линий

## 4.3 Максимизация длительности полностью разлагаемого сверхкороткого импульса в микрополосковых модальных фильтрах

В данном подразделе представлены результаты максимизации разности задержек между первым и последним импульсами разложения в многопроводных МФ [205, 206].

При исследовании МФ на основе многопроводных МПЛ необходимо уделять внимание еще одному, не менее важному, критерию оптимизации – разности максимальной и минимальной задержек, неучет которого, приводит к неконтролируемому варьированию ее значения в разных структурах, и, как следствие, ограничивает максимальную длительность исходного импульса, который будет полностью разлагаться. Поэтому возникает необходимость оптимизации многопроводного МФ по данному критерию, а также формулировка основных критериев оптимизации.

При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения МПЛ, вычислить матрицы погонных коэффициентов **C** и **L**, составить схему для моделирования, задать нагрузки и воздействие, вычислить временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров, а также выполнить оптимизацию параметров МПЛ. Указанное представляется целесообразным выполнить для МПЛ, имеющей 3, 4 и 5 проводников.

Вычисление параметров линии и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались, чтобы устранить их влияние на первом этапе исследования.

Исследовались МПЛ при следующих параметрах: $t$=105 мкм и $h$=190 мкм (стандартный материал), $\varepsilon_r$=5. Значение ширины проводников $w$ оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии

50 Ом. Получено значение 290 мкм, которое не менялось, как и значения $t$, $h$ и $\varepsilon_r$. Затем оптимизировались значения $s_1$ для 2-проводной, $s_1$ и $s_2$ для 3-проводной, $s_1$, $s_2$ и $s_3$ для 4-проводной и $s_1$, $s_2$, $s_3$ и $s_4$ для 5-проводной МПЛ. Рассмотрено два значения нижней границы диапазона $s_1$ для 3-проводной МПЛ: 50 и 1 мкм. Первое взято из практических соображений как минимальное для технологии ПП. Второе взято для оценки предельных значений интересующих характеристик. Поперечные сечения исследуемых МПЛ в общем виде, а также их эквивалентные схемы представлены на рисунке 2.1*в–д*. При $R_Г=R_Н=R=50$ Ом и $l=4$ м вычислялся временной отклик на воздействие импульса с амплитудой $E(t)$ 5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс.

Вычисленные зависимости $U(t)$ в начале и конце МФ представлены на рисунках 4.2–4.5. Для сравнения в таблицах 4.2, 4.3 приведены результаты оптимизации ЭП для $N$=3–5 по трём различным критериям: минимизации $\max(U(t))$, из [192]; максимизации $\min|t_{i+1}-t_i|$, из [207]; максимизации $(t_{max}-t_{min})$, предложенной в данном подразделе.

Таблица 4.2 – Результаты оптимизации по разным критериям для $N$=3

| Критерий | $\max(U(t))\to\min$ | $\min\|t_{i+1}-t_i\|\to\max$ | $(t_{max}-t_{min})\to\max$ | |
|---|---|---|---|---|
| $s_1$, $s_2$, мкм | 400, 540 | 170, 540 | 50, 50 | 1, 10 |
| $\tau_{max}-\tau_{min}$, нс/м | 0,534 | 0,88 | 1,78 | 3 |
| $t_{max}-t_{min}$, нс | 2,136 | 3,52 | 7,12 | 12 |
| $\max(U_R(t))$, В | 0,842 | 1,14 | 1,22 | 0,8 |
| $\max(U_A(t))$, В | 0,838 | 1,16 | 1,25 | 1,27 |

Таблица 4.3 – Результаты оптимизации по разным критериям для $N$=4, 5

| Критерий | $\max(U(t))\to\min$ | | $\min\|t_{i+1}-t_i\|\to\max$ | | $(t_{max}-t_{min})\to\max$ | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $N$ | 4 | 5 | 4 | 5 | 4 | 5 |
| $s_i$, мкм | 500, 675, 650 | 367, 447, 500, 685 | 70, 335, 250 | 15, 32, 290, 200 | 50, 50, 50 | 50, 50, 50, 50 |
| $\tau_{max}-\tau_{min}$, нс/м | 0,45 | 0,67 | 1,4 | 2,39 | 1,98 | 2,11 |
| $t_{max}-t_{min}$, нс | 1,8 | 2,68 | 5,6 | 9,56 | 7,92 | 8,44 |
| $\max(U_R(t))$, В | 0,70 | 0,56 | 1,08 | 0,65 | 1,05 | 0,87 |
| $\max(U_A(t))$, В | 0,70 | 0,56 | 1,16 | 0,68 | 1,06 | 0,88 |

Для $s_i \geq 50$ мкм оптимизированные значения $s_i$ оказались в нижней границе диапазона ($s_1$=50 мкм, $s_2$=50 мкм), а для $s_i \geq 1$ мкм – вблизи неё ($s_1$=1 мкм, $s_2$=10 мкм). Они заметно отличаются от значений, полученных в [192, 207], как видно из таблиц 4.2 и 4.3.

Для 3-проводной линии при $s_1$=50 мкм, $s_2$=50 мкм $\tau_i$ равны 4,7, 5,2, 6,49 нс/м, а разность их максимального и минимального значений составила 1,78 нс/м (увеличившись в 2 раза относительно предыдущего критерия). При $s_1$=1 мкм, $s_2$=10 мкм $\tau_i$ оказались равными 3,45, 4,17, 6,5 нс/м, а аналогичная разность увеличилась до 3 нс/м, (т.е. ещё в 1,7 раза), причем выявлено, что на это значительно влияет только $s_1$. Во столько же возросло и значение ($t_{max}$–$t_{min}$). Для 4-проводной линии при $s_1$=$s_2$=$s_3$=50 мкм $\tau_i$ равны 4,65, 4,88, 5,49, 6,63 нс/м, а их максимальная разность составила 1,98 нс/м (увеличившись в 1,4 раза относительно предыдущего критерия). Для 5-проводной линии при $s_1$=$s_2$=$s_3$=$s_4$=50 мкм $\tau_i$ оказались равными 4,63, 4,76, 5,06, 5,72, 6,74 нс/м, а максимальная разность уменьшилась до 2,11 нс/м, (т.е. в 0,9 раза относительно предыдущего критерия), причем выявлено, что на это значительно влияет только $s_1$, значение которого в предыдущем критерии составляло 15 мкм для 5-проводной линии.

Далее вычислены max($U(t)$) на выходе МФ из рисунков 4.2–4.5. Как видно, улучшение одного параметра (рост разности задержек) может ухудшать другой (увеличивать max($U(t)$)). Так, при переходе от минимизации max($U(t)$) к максимизации ($t_{max}$–$t_{min}$) значение max($U(t)$) возрастает от 0,842 В до 1,22 В (в 1,45 раза) для 3-проводной линии, от 0,70 В до 1,05 В (в 1,5 раза) для 4-проводной линии и 0,56 В до 0,87 В (в 1,55 раза) для 5-проводной линии. Однако для 3-проводной линии при уменьшении $s_i$ значение max($U(t)$) уменьшается до 0,8 В, давая наилучший результат.

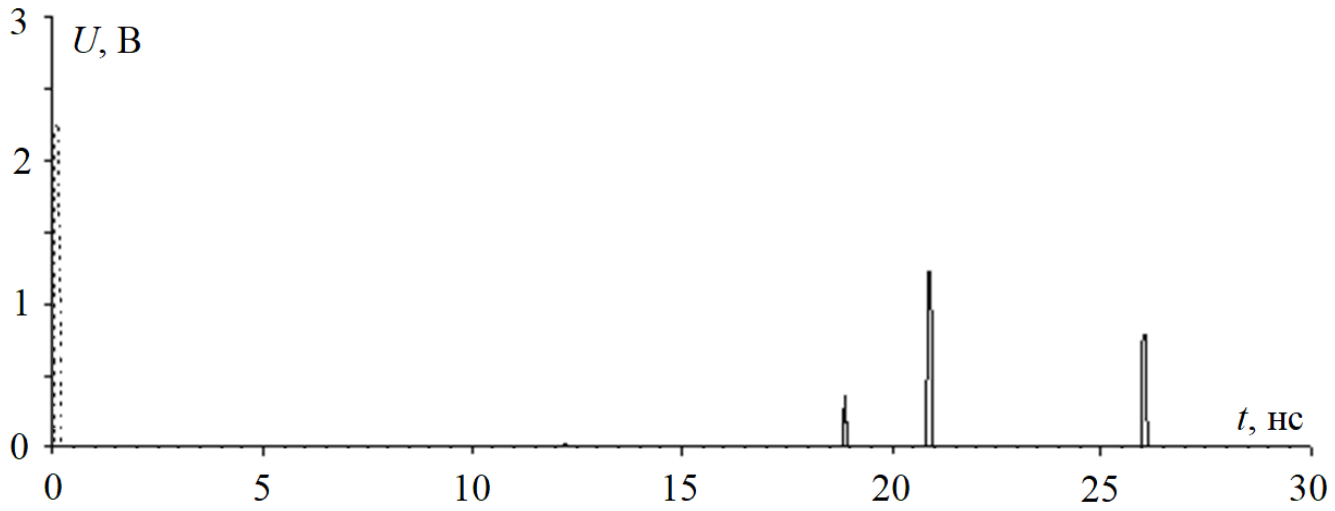



Рисунок 4.2 – $U(t)$ в начале (- -) и конце (—) 3-проводного МФ при $s_1$=$s_2$=50 мкм

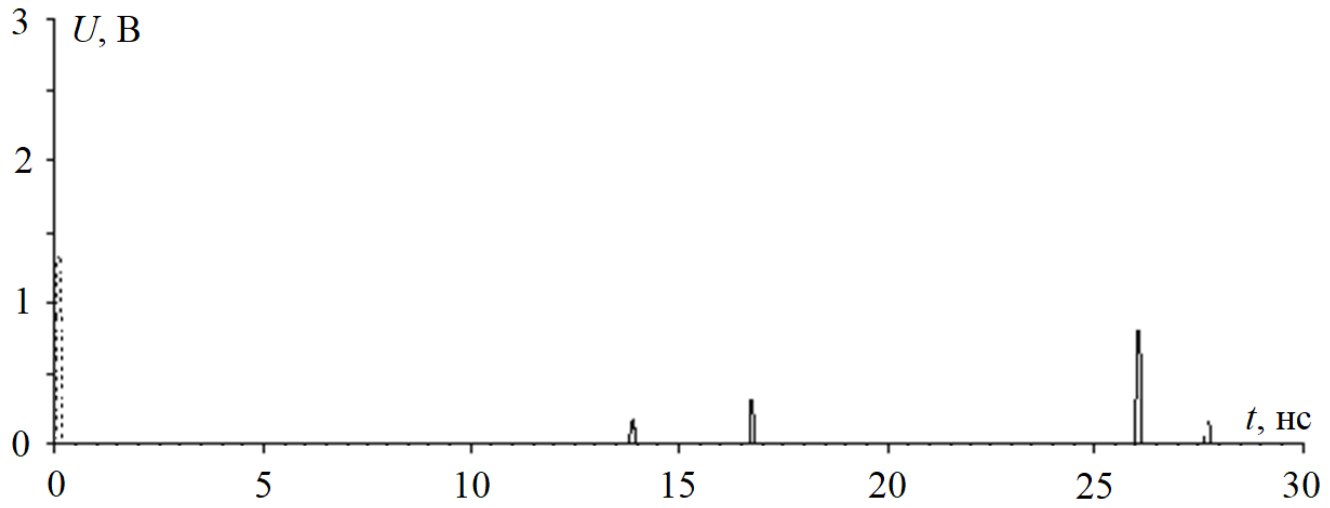



Рисунок 4.3 – $U(t)$ в начале (- -) и конце (—) 3-проводного МФ при $s_1$=1 мкм и $s_2$=10 мкм (импульс 4 на отклике – отражение самой быстрой моды от конца проводника, приходящее в его начало)

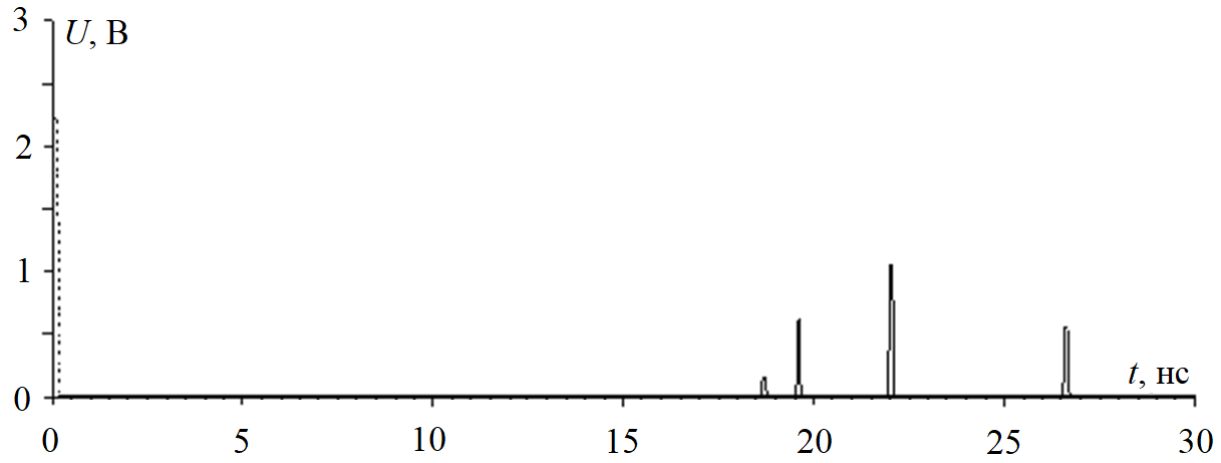



Рисунок 4.4 – $U(t)$ в начале (- -) и конце (—)4-проводного МФ, $s_1$=$s_2$=$s_3$=50 мкм

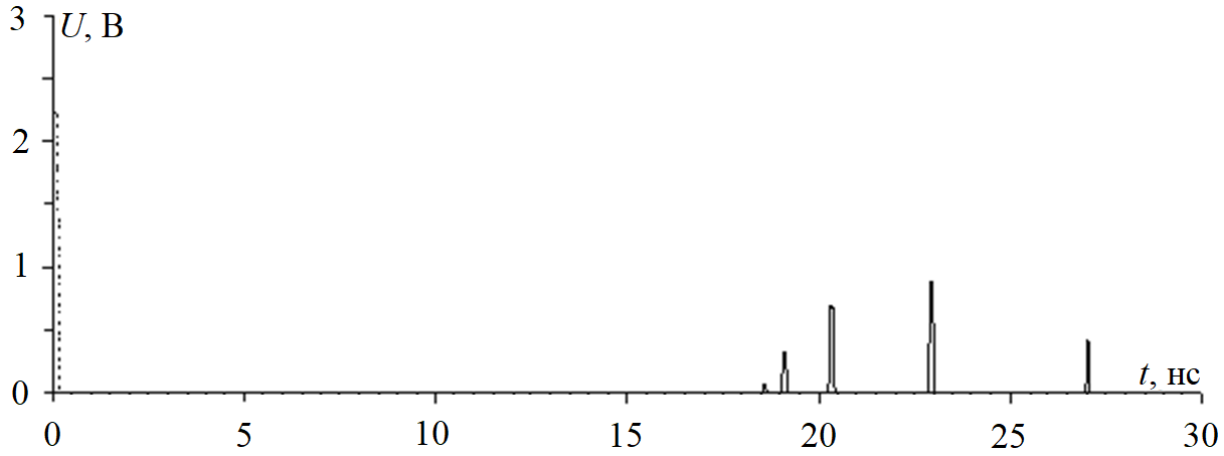



Рисунок 4.5 – $U(t)$ в начале (- -) и конце (—) 5-проводного МФ, $s_1$=$s_2$=$s_3$=$s_4$=50 мкм

*Показано обеспечение максимизации длительности СКИ, полностью разлагаемого в многопроводных МФ, отличающееся тем, что оно достигается за счет максимизации разности задержек между первым и последним импульсами разложения. Представлена формулировка основных критериев оптимизации, а также аналитических функций для ускорения их вычисления. Впервые представлены результаты оптимизации многопроводных МФ по трем разным критериям. Оптимизируемые параметры изменялись пользователем. Из этих критериев можно получить единую целевую функцию. В таком случае можно использовать любые методы оптимизации и получать более высокие характеристики МФ.*

## 4.4 Отдельный учет потерь в проводниках и диэлектриках микрополосковых модальных фильтров

В данном подразделе выполняется моделирование временного отклика 2–5 проводных МФ на СКИ длительностью 240 и 40 пс. Показывается влияние потерь в проводниках и диэлектриках на выходной сигнал. Выполнена оценка амплитуды напряжения на выходе линии при воздействии СКИ разной длительностью. Показано влияние дисперсии на зависимость $U(t)$ [209].

Для моделирования выбраны многопроводные МПЛ длиной $l$=100 и 60 см, состоящие из 1–5 проводников, детальное исследование которых, а также

натурный эксперимент во временной области, выполнены в работах [196, 197]. Поперечные сечения исследуемых МПЛ в общем виде представлены на рисунке 2.1*в–д*, а эквивалентные схемы указанных МФ – на рисунке 3.9. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом. Параметры многопроводных МФ приняты следующими: $w$=1000 мкм, $t$=18 мкм и $h$=500 мкм, $\varepsilon_r$=3,8, tgδ=0,017. Значение $w$ предварительно оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось для остальных структур, как и значения $t$, $h$, $\varepsilon_r$ и tgδ. Значения $s_i$ для линий различны, поскольку они оптимизировались по критерию минимизации max($U(t)$) на выходе активного проводника МФ [192]. При длине 100 см для 2-проводной МПЛ $s$=350 мкм, 3-проводной – 200 и 800 мкм, 4-проводной – 200, 800 и 50 мкм, а 5-проводной – 200, 800, 500 и 800 мкм соответственно, а при длине 60 см – 320 мкм; 200 и 685 мкм; 200, 720 и 550 мкм и 200, 220, 200 и 800 мкм для двух-, трех, четырех- и 5-проводной МПЛ соответственно.

Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Потери рассчитывались согласно методикам, описанным в подразделе 3.3. В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11 с амплитудой $E(t)$ 0,609 В с длительностью фронта 300 пс, спада – 260 пс и плоской вершины – 80 пс (по уровням 0,1–0,9), так что общая длительность (по уровню 0,5) – 240 пс, и сигнал с амплитудой $E(t)$ 0,643 В с длительностью фронта 28 пс, спада – 20 пс и плоской вершины – 16 пс (по уровням 0,1–0,9), так что общая длительность (по уровню 0,5) – 40 пс. Зависимости $U(t)$ представлены на рисунке 4.6. Очевидно, что при воздействии сигналом с $t_\Sigma$=240 пс на многопроводный МФ длиной 60 см, сигнал не разложится полностью, а при воздействии импульсом с $t_\Sigma$=40 пс на линию длиной 100 см, разложение сигнала гарантировано. Между тем интересна возможность разложения импульса с $t_\Sigma$=240 пс в линии с длиной 100 см и $t_\Sigma$=40 пс в линии длиной 60 см.

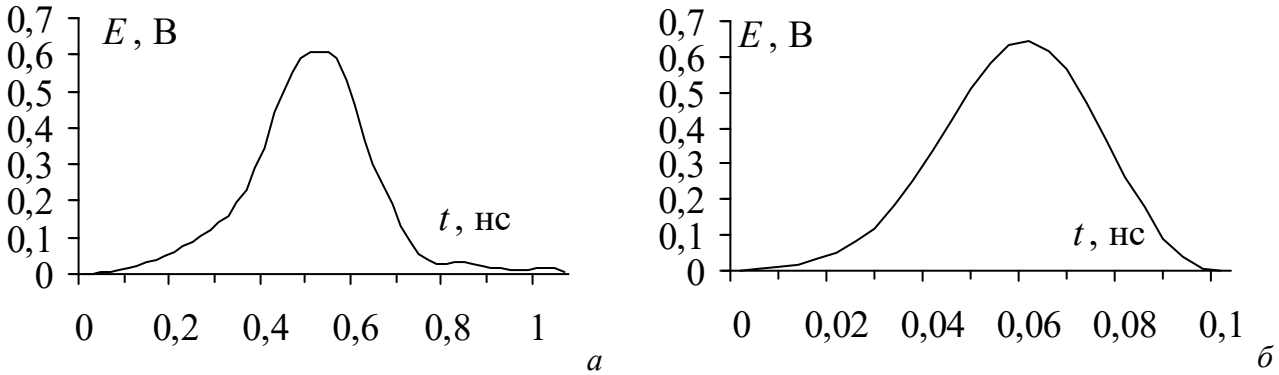



Рисунок 4.6 – $E(t)$ с длительностями 240 пс (а) и 40 пс (б)

Поэтому при моделировании на линию длиной 100 см выбрано воздействие импульса с $t_{\Sigma}$=240 пс, а на линию длиной 60 см – $t_{\Sigma}$=40 пс. Вычислены зависимости $U(t)$ на выходе $N$-проводных МФ. Значения амплитуд импульсов на выходе многопроводных МФ с учетом потерь и без потерь сведены в таблицу 4.4. Зависимости $U(t)$ на выходе многопроводных МФ с потерями, без потерь, а также с потерями только в проводниках и только в диэлектриках, приведены в таблице 4.5. При учете потерь, амплитуда напряжения на выходе 1-проводной МПЛ длиной $l$=100 см, при воздействии импульсом с $t_{\Sigma}$=240 пс и амплитудой $E(t)$ 0,609 В, ослабляется на выходе до 0,196 В, что в 3,11 раза меньше амплитуды $E(t)$, тогда как при воздействии импульсом с $t_{\Sigma}$=40 пс и амплитудой $E(t)$ 0,643 В происходит ослабление на выходе до 0,065 В, что в 9,95 раза меньше амплитуды $E(t)$ (при длине линии всего 60 см).

Таблица 4.4 – Значения max($U(t)$) (В) на выходе $N$-проводных структур

| $N$ | Без учета потерь | | С учетом потерь | |
|---|---|---|---|---|
| | 240 пс | 40 пс | 240 пс | 40 пс |
| 1 | 0,3060 | 0,3064 | 0,1957 | 0,0647 |
| 2 | 0,1550 | 0,1595 | 0,0882 | 0,0330 |
| 3 | 0,1377 | 0,1197 | 0,0761 | 0,0249 |
| 4 | 0,1439 | 0,1094 | 0,0755 | 0,0247 |
| 5 | 0,1433 | 0,0850 | 0,0755 | 0,0236 |

Анализируя таблицу 4.5, можно отметить значительное влияние потерь на амплитуду сигнала. Так, в 1-проводной МПЛ амплитуда напряжения на выходе

для случая с $t_{\Sigma}$=240 пс, $l$=100 см при моделировании без потерь составляет 0,302 В. При учете потерь отдельно в проводниках, диэлектрике и в совокупности, амплитуда уменьшается до 0,218, 0,201 и 0,15 В что в 1,4, 1,5 и 2 раза меньше, чем при моделировании без потерь. Видно, что потери в диэлектриках особенно сильно влияют на результирующий уровень амплитуды, что более явно наблюдается для случая $t_{\Sigma}$=40 пс, $l$=60 см. Так, при учете потерь отдельно в проводниках, диэлектрике и в совокупности, амплитуда напряжения на выходе МПЛ составляет 0,192, 0,09 и 0,06 В, что в 1,68, 3,6 и 5,4 раза меньше амплитуды напряжения при моделировании без потерь (0,323 В).

Также, можно отметить, что при учете потерь в диэлектриках наблюдается некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала, что особенно выражается при $t_{\Sigma}$=40 пс, $l$=60 см. Так, при моделировании для $N$=1 без учета потерь, а также при моделировании с потерями в проводниках, сигнал приходит к выходу в момент времени 3,388 нс, тогда как с учетом потерь только в диэлектрике и с потерями в общем, время прихода импульсного сигнала к концу линии сдвигается до 3 нс. Это объяснимо неточным учетом частотной зависимости $\varepsilon_r$ при моделировании с учетом потерь в диэлектрике.

Между тем влияние потерь в проводниках приводит к небольшой задержке $U(t)$ на выходе, относительно случая без потерь. Также наблюдается различие между временем нарастания такого сигнала и временем его спада. Так, время нарастания выходного сигнала при $N$=1 для случая $t_{\Sigma}$=40 пс, $l$=60 см составляет 32 пс, а время спада – 88 пс, т.е. они отличаются почти в 3 раза.

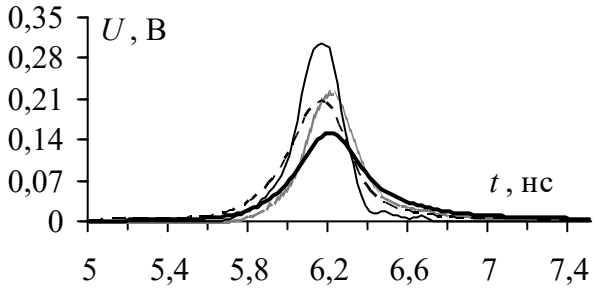
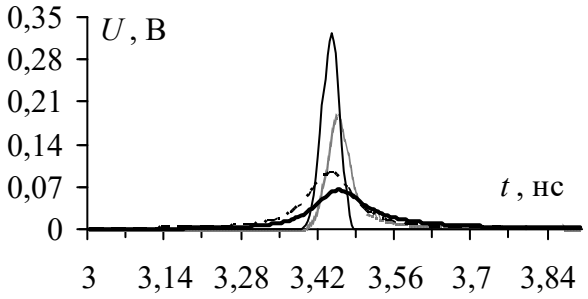
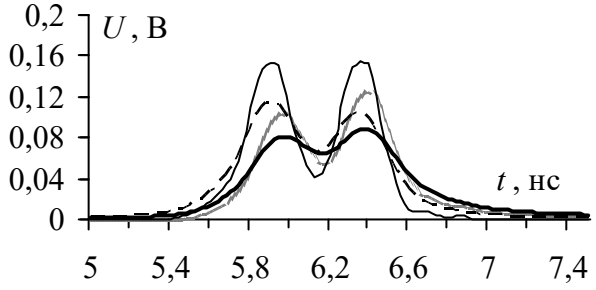
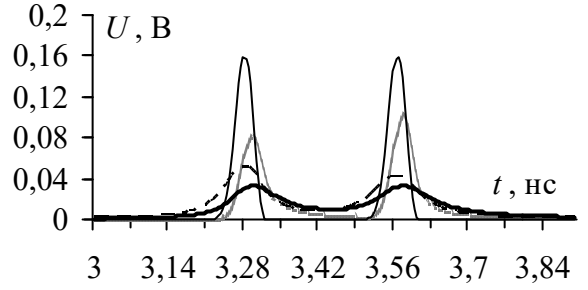
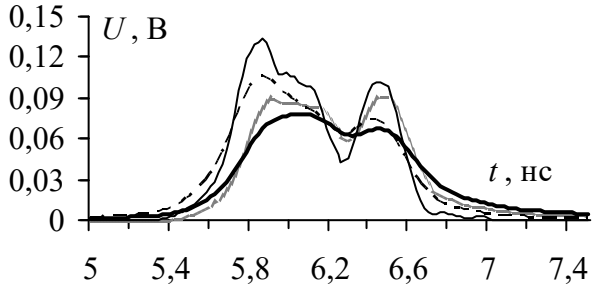
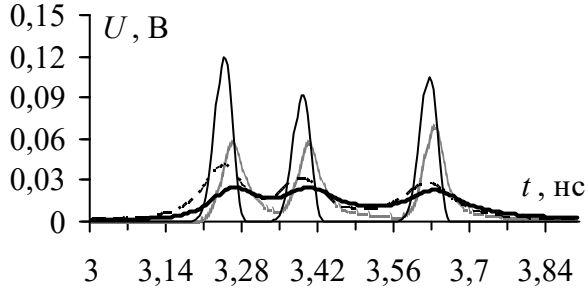
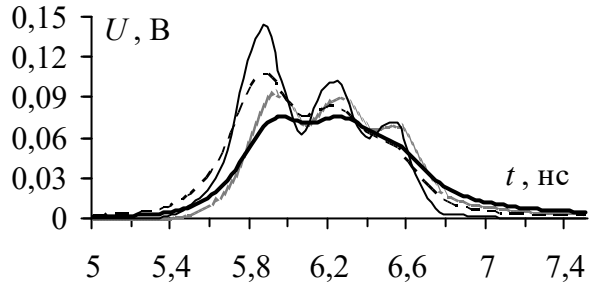
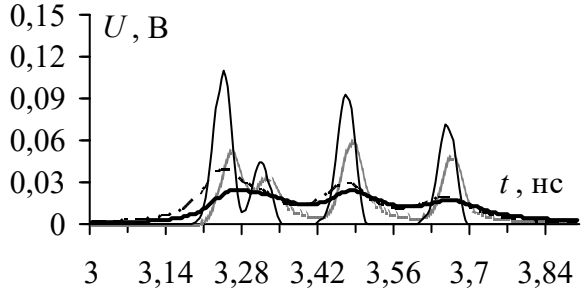
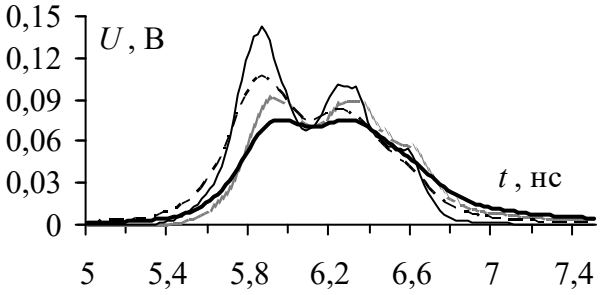
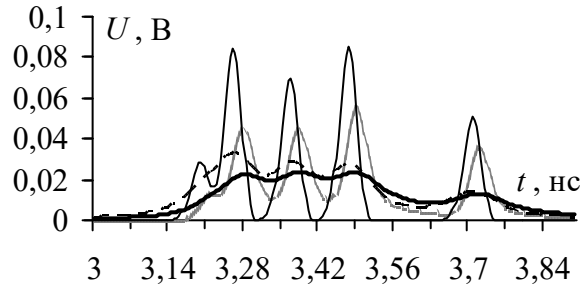
Для $N$>1 наблюдается разное влияние потерь в проводниках и диэлектриках на отдельные моды. Во избежание наложения импульсов, и, как следствие, нечеткой картины, рассмотрим влияние потерь на отдельные моды в случае $t_{\Sigma}$=40 пс, $l$=60 см. Так, при $N$=2 амплитуда напряжения на выходе с учетом потерь в проводниках для нечетной моды равна 0,081 В, а для четной – 0,1 В, в то время как с учетом потерь в диэлектрике амплитуда нечетной моды составляет 0,05 В, а четной – 0,04 В. Аналогично $N$=3 при учете потерь в проводниках амплитуда

импульса первой моды равна 0,0557 В, второй – 0,0562 В, третей – 0,067 В, а при учете потерь в диэлектрике – 0,039, 0,029 и 0,026 В для первой, второй и третей мод соответственно. С ростом $N$ происходит наложение импульсов ввиду недостаточной длины линии, что затрудняет корректную оценку влияния потерь в линиях с большим количеством проводников, при этом значение $\max(U(t))$ на выходе при моделировании с учетом потерь в проводниках больше, чем при моделировании с учетом потерь в диэлектриках.

Ясно, что такие влияния потерь в проводниках и диэлектриках на отдельные моды могут взаимно компенсироваться для минимизации итогового уровня амплитуды. Так, при $N$=2 для $t_{\Sigma}$=40 пс, $l$=60 см уровень амплитуды при моделировании с учетом потерь составляет 0,32 В для нечетной и четной мод. Для $N$=3 данный уровень амплитуды составляет 0,024 В для первой и второй мод и 0,023 В для третьей моды.

*Исследовано влияние потерь в многопроводных МФ, отличающееся отдельным учетом потерь в проводниках и диэлектриках, а также использованием двух реальных оцифрованных сигналов (с разными длительностями). При учете потерь в диэлектриках выявлена некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала. Влияние потерь в проводниках приводит* к *небольшой задержке U(t) на выходе, относительно случая без потерь. Для N>1 наблюдается разное влияние потерь в проводниках и диэлектриках на отдельные моды. Такие влияния потерь в проводниках и диэлектриках на отдельные моды могут взаимно компенсироваться для минимизации итогового уровня амплитуды.*

Таблица 4.5 – $U(t)$ на выходе $N$-проводных структур: без потерь (–), с потерями только в проводниках (··), диэлектриках (- -) и с потерями (–)

| $N$ | $t_\Sigma$=240 пс, $l$=100 см | $t_\Sigma$=40 пс, $l$=60 см |
|---|---|---|
| 1 |  |  |
| 2 |  |  |
| 3 |  |  |
| 4 |  |  |
| 5 |  |  |

## 4.5 Оптимизация и моделирование зеркально-симметричного модального фильтра

В данном подразделе рассматриваются результаты использования нового подхода к совершенствованию модальной фильтрации за счет зеркального добавления к существующей структуре дополнительных слоев диэлектрика и проводников [210–223]. Рассматривается параметрическая оптимизация посредством ЭП.

### 4.5.1 Оптимизация по двум критериям

Выполнена оптимизация ЭП четырех зеркально-симметричных полосковых структур МФ [224, 225]. Использованы два критерия: выравнивание амплитуд импульсов на выходе МФ и выравнивание временных интервалов между импульсами. Приводится сравнение результатов, полученных при оптимизации для каждой из структур. Поперечные сечения структур представлены на рисунке 4.7.

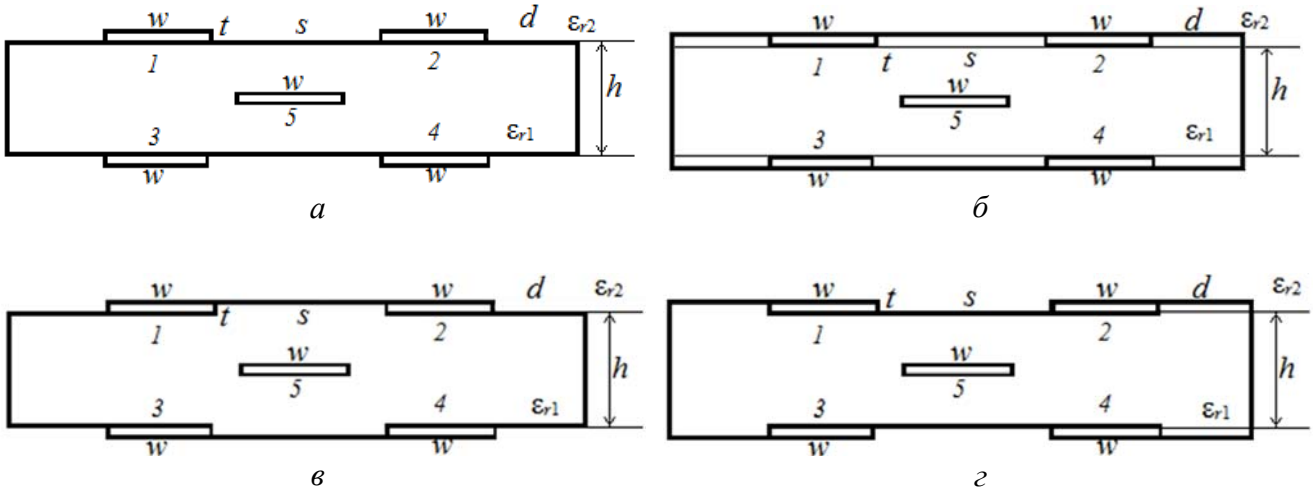



Рисунок 4.7 – Поперечные сечения структур зеркально-симметричного МФ: 1 (*а*); 2 (*б*); 3 (*в*); 4 (*г*)

Вычисление параметров линий и зависимостей $U(t)$ выполнялось в системе TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна.

Потери в проводниках и диэлектриках на данном этапе исследования не учитывались, чтобы устранить их влияние.

Эквивалентная схема 4-проводного зеркально-симметричного МФ представлена на рисунке 2.1*г*, а зависимость $U(t)$ – на рисунке 4.8*б*.

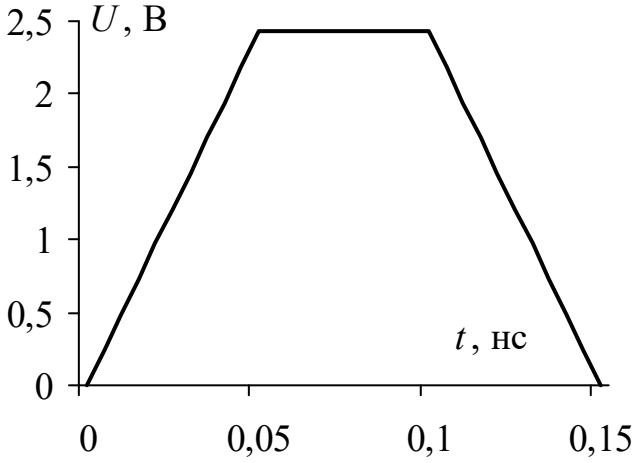



Рисунок 4.8 – $U(t)$ на входе МФ

Моделирование выполнялось при следующих параметрах: $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость среды $\varepsilon_{r2}$=1, а диэлектрика – $\varepsilon_{r1}$=4,5 при $l$=1 м. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом, а источник импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС. Длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 50 пс, так что $t_\Sigma$=150 пс, а амплитуда – 5 В. При оптимизации МФ $w$ и $s$ менялись в диапазоне 250–2000 мкм при $d$=$w$.

В результате для структуры 1 получены значения $w$=1600 мкм, $s$=250 мкм (рисунок 4.7*а*), позволяющие обеспечить выполнение первого критерия – выравнивание амплитуд импульсов на выходе МФ (рисунок 4.9*а*). Значения $w$=1600 мкм, $s$=500 мкм получены при оптимизации по второму критерию – выравнивание временных интервалов между импульсами (рисунок 4.9*б*). Структура 2 (рисунок 4.7*б*) отличается от структуры 1 тем, что проводники 1, 2, 3, 4 расположены под границей диэлектрика с воздухом. В результате оптимизации по первому критерию получено: $w$=1600 мкм, $s$=250 мкм (рисунок 4.9*а*), а по второму: $w$=1600 мкм, $s$=550 мкм (рисунок 4.9*б*). Структура 3 (рисунок 4.7*в*)

отличается от структуры 1 тем, что расстояния между торцами проводников 1, 2 и 3, 4 залиты диэлектриком. В результате оптимизации по первому критерию получены параметры: $w$=1600 мкм, $s$=250 мкм (рисунок 4.9*а*), а по второму: $w$=1600 мкм, $s$=575 мкм (рисунок 4.9*б*). Структура 4 отличается от структуры 1 тем, что диэлектрик залит по внешним торцам проводников 1, 3 и 2, 4 (рисунок 4.7*г*). В результате оптимизации по первому критерию получены параметры: $w$=1600 мкм, $s$=250 мкм (рисунок 4.9*а*), а по второму: $w$=1600 мкм, $s$=520 мкм (рисунок 4.9*б*).

Результаты оптимизации сведены в таблицы 4.6, 4.7. Получено, что значения амплитуд импульсов примерно одинаковы для всех рассматриваемых структур и не превышают 0,622 В (таблица 4.6), что в 4 раза меньше, чем амплитуда входного импульса. Также получены выравненные разницы задержек импульсов, что позволяет исключить наложение импульсов в данных структурах и как следствие – рост амплитуд (таблица 4.7). Сравнение структур показало, что изменение расположения проводников в одном диэлектрике не сильно влияет на амплитуды импульсов разложения, а значения разности задержек отличаются незначительно.

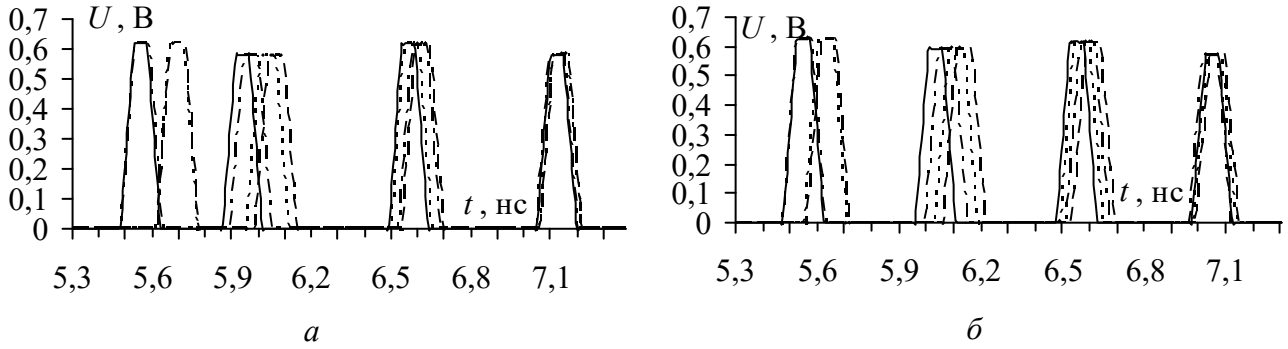



Рисунок 4.9 – $U(t)$ на выходе МФ: 1 (——); 2 (– –); 3 (···) и 4 (–·–) при оптимизации по первому (*а*) и второму (*б*) критериям

Таблица 4.6 – Результаты оптимизации по первому критерию

| 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 4.7 – Результаты оптимизации по второму критерию

| Структура | Значения параметров | | Разница задержек импульсов $\Delta t_i$, нс | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | $w$, мкм | $s$, мкм | $t_2$–$t_1$ | $t_3$–$t_2$ | $t_4$–$t_3$ |
| 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 |

Получено, что при оптимизации структур 2 и 3 по критерию 2 отклонения соседних значений разностей задержек равны 0,02 нс. Оптимизация по критерию 2 для структуры 4 не позволила получить оптимальное значение $\Delta t_4$. Между тем, оптимизация по критерию 2 для всех структур позволила увеличить минимальную разницу задержек. Однако амплитуды импульсов почти одинаковы, а именно: для структуры 1 – 0,627, 0,597, 0,617 и 0,577 В, для структуры 2 – 0,63, 0,595, 0,616 и 0,575 В, для структуры 3 – 0,628, 0,597, 0,617 и 0,574 В и для структуры 4 – 0,63, 0,596, 0,615 и 0,574 В. Отметим, что при выполнении критерия 2 не наблюдается увеличение уровня амплитуд по сравнению с критерием 1. Между тем, в результате оптимизации по критерию 1 для всех структур были получены одинаковые значения $w$ и $s$.

В результате четыре структуры зеркально-симметричных МФ длиной $l$=1 м могут разложить сигнал длительностью до $t_\Sigma$=490 пс при коэффициенте ослабления 4 раза.

### 4.5.2 Оптимизация по трем критериям

Выполнена оптимизация двух параметров четырех зеркально-симметричных МФ одновременно по трем критериям для сигнала на выходе: минимизация напряжения; выравнивание временных интервалов между импульсами и согласование с трактом 50 Ом [226].

Поперечные сечения исследуемых зеркально-симметричных структур представлены на рисунке 4.7. Эквивалентная схема 4-проводного зеркально-симметричного МФ представлена на рисунке 2.1*г*.

Компьютерное моделирование параметров линий и зависимостей $U(t)$ выполнялось в системе TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется только Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались, чтобы устранить их влияние. Зависимости $E(t)$ и $U(t)$ представлены на рисунке 4.10. Вычисленные зависимости $U(t)$ на выходе структур зеркально-симметричных МФ после оптимизации представлены на рисунке 4.11.

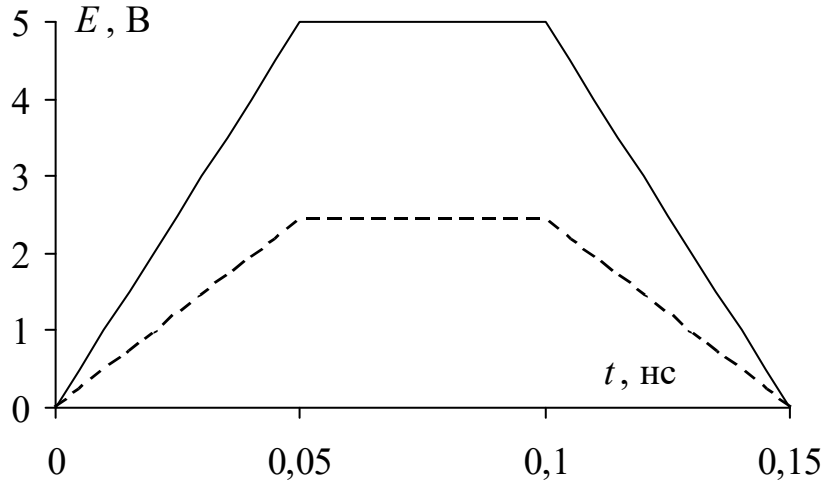



Рисунок 4.10 – $E(t)$ (—) и $U(t)$ на входе (– –) МФ

Параметры $s$ и $w$ оптимизировались ЭП в диапазоне 200–2000 мкм. Параметры $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, $\varepsilon_{r1}$=4,5 и $l$=1 м не менялись при оптимизации. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом, а источник

импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС с общей длительностью воздействующего импульса $t_{\Sigma}$=150 пс и амплитудой 5 В.

Оптимизация проводилась по трем критериям: минимизация max($U(t)$) на выходе МФ, выравнивание временных интервалов между импульсами разложения ($\Delta\tau_i$), а также обеспечение согласования с трактом 50 Ом. Для достижения согласования использовалось условие равенства амплитуды сигнала в начале линии половине амплитуды $E(t)$ [248]. Результаты оптимизации сведены в таблицу 4.8.

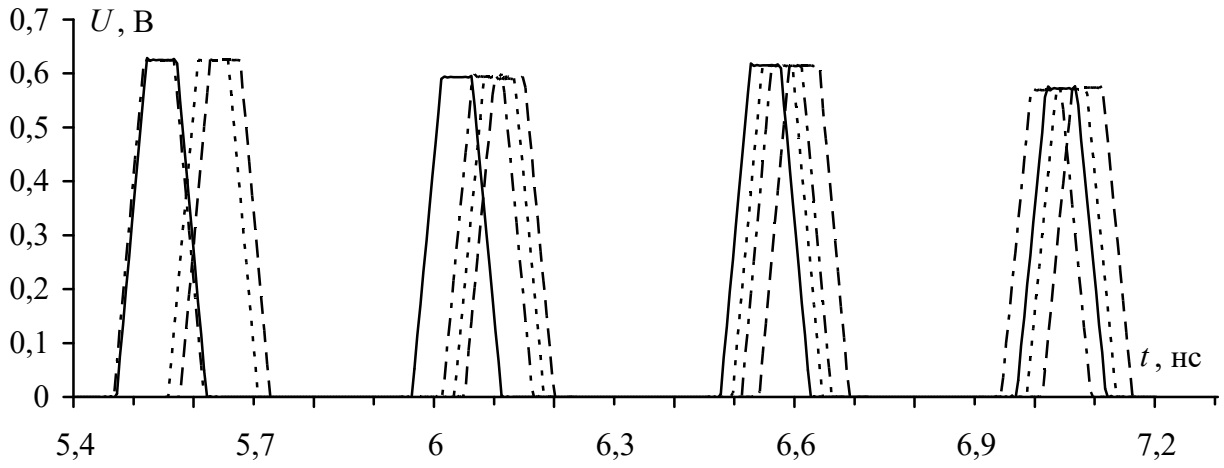



Рисунок 4.11 – $U(t)$ на выходе после оптимизации структур 1 (—), 2 (– –), 3 (···) и 4 (–·–)

Таблица 4.8 – Результаты 3-критериальной оптимизации

| Структура | $w$, мкм | $s$, мкм | max($U$), В | $\Delta\tau_i$, нс/м |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 1600 | 510 | 0,625 | 0,49; 0,49; 0,49 |
| 2 | 1600 | 488 | 0,625 | 0,47; 0,49; 0,47 |
| 3 | 1600 | 567 | 0,625 | 0,48; 0,46; 0,47 |
| 4 | 1600 | 580 | 0,625 | 0,43; 0,49; 0,54 |

Из таблицы 4.8 видно, что в процессе оптимизации наилучшие результаты удалось достичь в структуре 1, поскольку в ней удовлетворяются все три критерия оптимизации: получены выравненные временные интервалы между импульсами

разложения, а также минимально возможный уровень напряжения в конце активного проводника при согласовании МФ.

### 4.5.3 Согласование

В данном пункте представлены результаты исследования по согласованию зеркально-симметричного МФ [227]. Из работы [248] следует, что условие согласования достигается путем задания амплитуды сигнала в начале линии половине амплитуды $E(t)$. Между тем можно предположить, что значения элементов матрицы $\mathbf{Z}_C$ по главной диагонали в зеркально-симметричном МФ соответствуют его максимальному согласованию в тракте с $\mathbf{Z}_C$. В таком случае вычисление затратного временного отклика может не требоваться для обеспечения согласования, так что целесообразно исследовать эту возможность.

Рассмотрено несколько вариантов зеркально-симметричного МФ с $s$=0,51; 1,6; 4 мм. При этом $w$=1600 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, $\varepsilon_{r2}$=1, $\varepsilon_{r1}$=4,5 и $l$=1 м. Общий вид поперечного сечения представлен на рисунке 4.7*а*, а эквивалентная схема – на рисунке 2.1*г*.

Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в системе TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались. Источник импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС с общей длительностью воздействующего импульса $t_\Sigma$=150 пс и амплитудой 5 В.

На рисунке 4.12*а* приведены зависимости $U(t)$, когда значения резисторов на концах линии равны значениям элементов главной диагонали матрицы $\mathbf{Z}_C$. Из них следует, что напряжение на входе линии не соответствуют половине амплитуды $E(t)$. Выполнен подбор значений резисторов, при которых условие согласования соблюдается. Соответствующие зависимости $U(t)$ представлены на рисунке 4.12*б*.

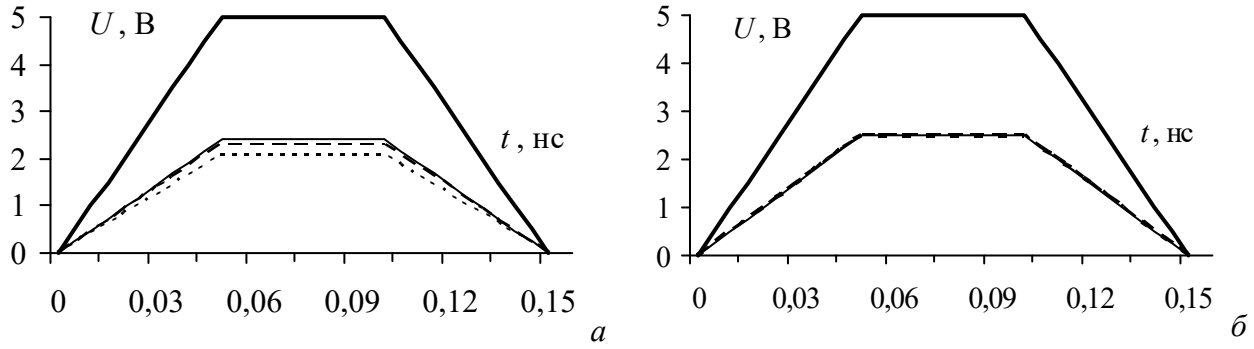



Рисунок 4.12 – $E(t)$ (——) и $U(t)$ в начале МФ
при $s$=0,51 (—); 1,6 (– –); 4 (···) мм

Результаты сведены в таблицу 4.9, где $R_d$ – значение элементов на главной диагонали матрицы $\mathbf{Z}_C$, $R_h$ – значение резисторов, при котором соблюдается условие согласования, $U_{вх}$ – амплитуда напряжения на входе.

Таблица 4.9 – Результаты моделирования

| $s$, мкм | $R_d$, Ом | $U_{вх}$, В | $R_h$, Ом | $U_{вх}$, 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 |

Отметим, что идея соответствия значений диагональных элементов матрицы $\mathbf{Z}_C$ в зеркально-симметричном МФ максимальному согласованию в тракте наиболее выражена при $s$=0,51 мм. Это, возможно, объясняется тем, что значение $s$=0,51 мм ранее было получено при одновременной оптимизации зеркально-симметричного МФ по трем критериям. Ясно, что для обеспечения условия согласования тракта актуальна целенаправленная оптимизация.

### 4.5.4 Аналитические выражения для погонных задержек мод

Рассмотрено вычисление $\tau_i$ зеркально-симметричного МФ с помощью аналитических выражений [228]. В [229] представлены аналитические выражения (4.10–4.11) для расчета $\tau_i$ применительно к 4-проводной линии передачи:

$$\gamma^2_{1,2} = \frac{1}{2}\left(A_{11} + A_{14} + A_{22} + A_{23} \pm \sqrt{\left(A_{11} + A_{14} - A_{22} - A_{23}\right)^2 + 4\left(A_{12} + A_{13}\right)\left(A_{21} + A_{31}\right)}\right); \qquad (4.10)$$

$$\gamma^2_{3,4} = \frac{1}{2}\left(-A_{11} + A_{14} + A_{22} - A_{23} \pm \sqrt{\left(A_{11} - A_{14} - A_{22} + A_{23}\right)^2 + 4\left(A_{12} - A_{13}\right)\left(A_{21} - A_{31}\right)}\right); \qquad (4.11)$$

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

Выражения (4.10–4.11) использованы при моделировании зеркально-симметричного МФ. Для наглядности вычисляется временной отклик на импульсное воздействие трапецеидального сигнала с общей длительностью $t_\Sigma$=150 пс и амплитудой 5 В, значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется только Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались, чтобы устранить их влияние на данном этапе исследования. МФ моделировался при $s$=510 мкм, $w$=1600 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, $\varepsilon_{r2}$=1, $\varepsilon_{r1}$=4,5, $l$=1 м. Поперечное сечение представлено на рисунке 4.7*а*, а эквивалентная схема – на рисунке 2.1*г*. Результаты вычисления $\tau_i$ с использованием системы TALGAT и аналитических выражений приведены в таблице 4.10.

Таблица 4.10 – Сравнение результатов вычисления $\tau_i$

| Номер моды | TALGAT, нс/м | Аналитические выражения, нс/м |
|---|---|---|
| 1 | 5,46988 | 5,46988 |
| 2 | 5,95914 | 5,95914 |
| 3 | 6,47467 | 6,47467 |
| 4 | 6,96879 | 6,96879 |

Из таблицы 4.10 видно, что значения $\tau_i$, полученных с помощью системы TALGAT и аналитических выражений, полностью совпадают. На рисунке 4.13 представлена зависимость $U(t)$ на выходе активного проводника зеркально-симметричного МФ.

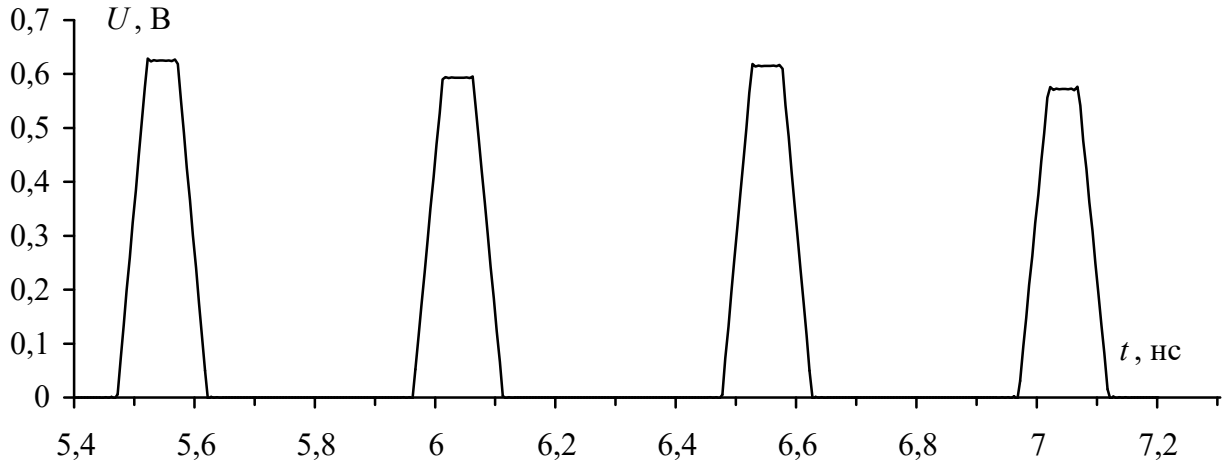



Рисунок 4.13 – $U(t)$ на выходе активного проводника

Отметим, что в силу симметрии структуры (рисунок 4.7*а*) относительно вертикальной и горизонтальной осей, диагональные элементы матрицы **A** одинаковы: $A_{11}=A_{22}=A_{33}=A_{44}$. Более того, в силу симметрии сигнальных проводников (1–2, а также 3–4, относительно вертикальной оси; 1–3, а также 2–4, относительно горизонтальной), наблюдается попарное равенство элементов вне главной диагонали: $A_{12}=A_{34}$ и $A_{13}=A_{24}$. Наконец, матрица **A** оказывается симметричной, поскольку она является произведением симметричных и коммутативных матриц **L** и **C**.

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} 3{,}8979e-017 & 6{,}26357e-018 & 2{,}62733e-019 & 3{,}05864e-018 \\ 6{,}26357e-018 & 3{,}8979e-017 & 3{,}05864e-018 & 2{,}62733e-019 \\ 2{,}62733e-019 & 3{,}05864e-018 & 3{,}8979e-017 & 6{,}26357e-018 \\ 3{,}05864e-018 & 2{,}62733e-019 & 6{,}26357e-018 & 3{,}8979e-017 \end{bmatrix}, \text{Ф}\cdot\text{Гн/м}^2. \quad (4.12)$$

Упрощая выражения (4.10–4.11), можно получить аналитические выражения в сокращенном виде для зеркально-симметричного МФ:

$$\gamma_1=\sqrt{\left(A_{11}+A_{14}+A_{12}+A_{13}\right)},\ \ \gamma_2=\sqrt{\left(A_{11}+A_{14}-A_{12}-A_{13}\right)}, \quad (4.13)$$

$$\gamma_3=\sqrt{\left(A_{11}-A_{14}+A_{12}-A_{13}\right)},\ \ \gamma_4=\sqrt{\left(A_{11}-A_{14}-A_{12}+A_{13}\right)}. \quad (4.14)$$

Полученные выражения (4.13–4.14) могут использоваться не только для вычисления $\tau_i$, но также, в составе более сложных выражений для вычисления временного отклика, что может существенно ускорить оптимизацию.

### 4.5.5 Моделирование и разработка макета

В данном пункте приведены результаты предварительного имитационного моделирования зеркально-симметричного МФ при реальных параметрах. При этом учтены конструктивные особенности МФ, а также разработан макет зеркально-симметричного МФ [230].

В предыдущих пунктах описано исследование зеркально-симметричных структур. Однако экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в зеркально-симметричной структуре ранее не выполнялось.

Для эксперимента, прежде всего, необходимо изготовить макет зеркально-симметричного МФ. Для этого целесообразно выполнить предварительное моделирование и оптимизацию параметров с учетом технологических возможностей изготовителя: минимальные значения $w$ и $s$ равные 200 мкм при $t$=18 мкм и 250 мкм при $t$=35 мкм; значения $h$ равные 500, 1000, 1500, 2000 мкм, минимальное расстояние от края макета до проводников, необходимое для обеспечения монтажа надлежащего качества – 300 мкм [231]. Также необходимо выполнить трассировку ПП.

Поперечное сечение исследуемой структуры представлено на рисунке 4.7*а*, эквивалентная схема – на рисунке 3.9*в*, а зависимость $U(t)$ входного сигнала – на рисунке 4.8.

Вычисление параметров линий и зависимостей $U(t)$ выполнялось в системе TALGAT. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом при $l$=1 м. Учитываются потери в диэлектриках и проводниках. Источник импульсных сигналов представлен идеальным источником трапециевидного сигнала с амплитудой $E(t)$ 5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс.

Выполнена оптимизация ЭП по следующим критериям: минимизация $\max(U(t))$, выравнивание интервалов между импульсами разложения и выравнивание амплитуд импульсов на выходе линии. Получены оптимальные

значения $s$=500 мкм, $w$=1600 мкм, при заданных $t$=18 мкм и $h$=500 мкм, $d$=2$w$=3200 мкм, $\varepsilon_r$= 4,5 и tgδ=0,025, на частоте $f$=1 МГц.

На рисунке 4.14 приведены вычисленные зависимости $U(t)$ на выходе зеркально-симметричного МФ при моделировании с учетом и без учёта потерь. Видно, что данные параметры позволяют получить выравненные временные интервалы между импульсами разложения.

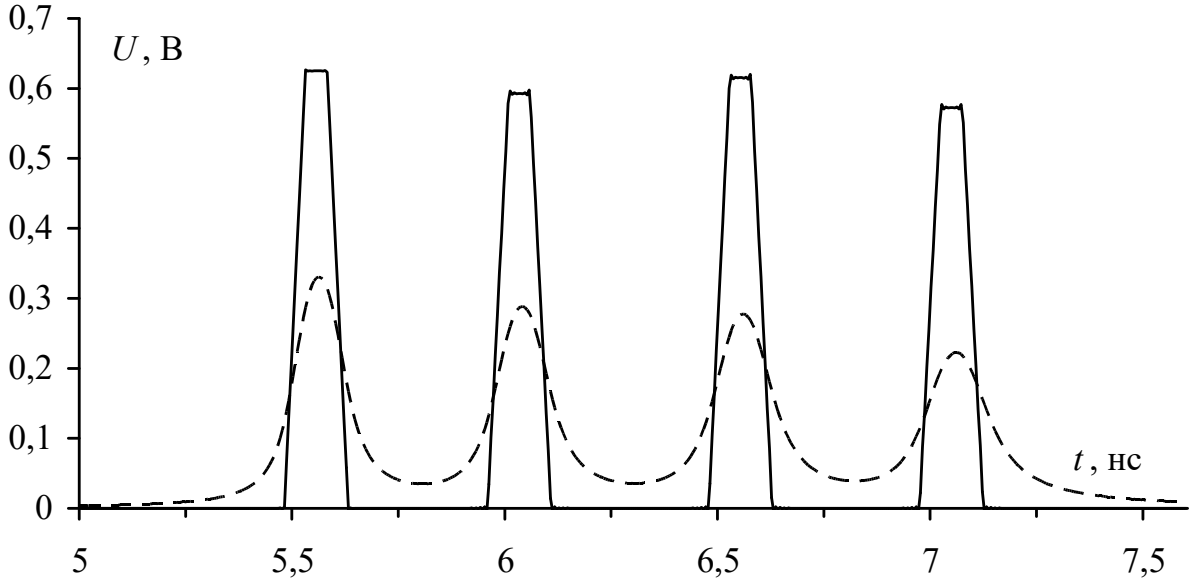



Рисунок 4.14 – $U(t)$ на выходе зеркально-симметричного МФ при моделировании с учетом (—) и без учёта (– –) потерь

В таблице 4.11 приведены значения амплитуд импульсов на выходе, разницы задержек, а также волнового сопротивления. Получено, что при моделировании без учета потерь максимальный уровень напряжения в конце активного проводника составляет 0,626 В (что в 3,99 раза меньше входного сигнала) и 0,33 В при моделировании с учётом потерь (что в 7,57 раза меньше входного сигнала).

Из таблицы 4.11 видно, что потери влияют на амплитуды импульсов разложения. Однако из рисунка 4.14 видно, что в результате моделирования с учетом потерь, время нарастания сигнала многократно, причем не каузально, возросло, также как и время спада, что привело к наложению импульсов. Как показано в [232], это связано с неучетом частотной зависимости диэлектрической проницаемости при моделировании с учетом потерь.

Таблица 4.11 – Результаты моделирования зеркально-симметричного МФ с учетом и без учета потерь

| | $U_1$, В | $U_2$, В | $U_3$, В | $U_4$, В | $\mathbf{Z}_{Cii}$, Ом | $\Delta t_1$, нс | $\Delta t_2$, нс | $\Delta t_3$, нс |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Без потерь | 0,626 | 0,593 | 0,62 | 0,577 | 52,8 | 0,49 | 0,52 | 0,47 |
| С потерями | 0,33 | 0,288 | 0,277 | 0,222 | 52,8 | 0,49 | 0,52 | 0,47 |

На основе полученных данных выполнена трассировка ПП в Altium Designer [233]. При этом учитывались следующие особенности: опорный проводник находится в диэлектрике между верхним и нижним слоями; длина МФ равна 1 м, а размеры ПП составляют 200,2×61,175 мм, поэтому линия выполнена в форме меандра с минимальной связью между витками. Для минимизации взаимовлияния полувитков максимальное расстояние между ними выбрано 5*w*.

Для установки согласующих резисторов и SMA-соединителей использована контактная площадка (КП) размером 0,85×2,8 мм. В ней для обеспечения соединения с опорным проводником расположены три металлизированных отверстия диаметром 0,2 мм, выведенные на верхний и нижний слои ПП (рисунок 4.15*б*).

Согласование с трактом 50 Ом обеспечивается резисторами типа 0603 сопротивлением 50 Ом (рисунок 4.15*а*) с размерами, представленными в таблице 4.12. Монтаж резисторов выполняется на КП размером 1,7×0,925 мм. Расстояние между опорной КП и КП для резистора равно 1 мм.

Соединение макета с измерительным трактом выполняется SMA-соединителем (рисунок 4.15*в*). Для его монтажа на конец активной линии установлена КП размером 0,85×0,925 мм. Расстояние между опорной КП и КП для SMA-соединителя равно 4 мм.

Таблица 4.12 – Размеры резистора типа 0603

| Типоразмер EIA | Типоразмер метрический | *L* (мм) | *W* (мм) | *H* (мм) | *D* (мм) | *T* (мм) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 0603 | 1608 | 1,6±0,1 | 0,85±0,1 | 0,45±0,05 | 0,3±0,2 | 0,3±0,2 |

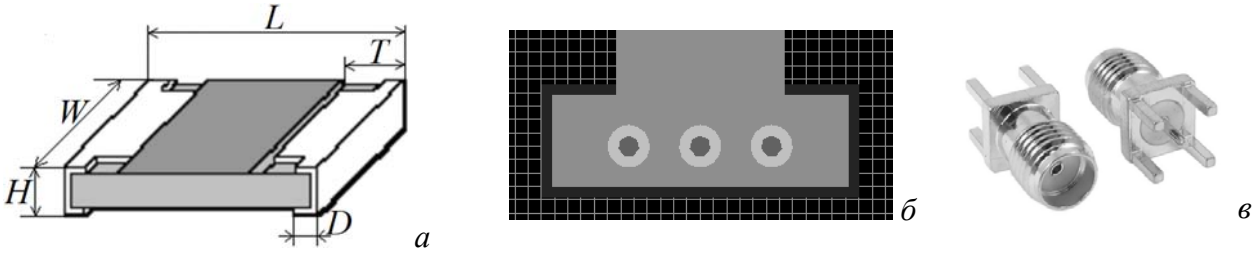



Рисунок 4.15 – Резистор типа 0603 (*а*),

КП для соединения с опорным проводником (*б*) и SMA-соединители (*в*)

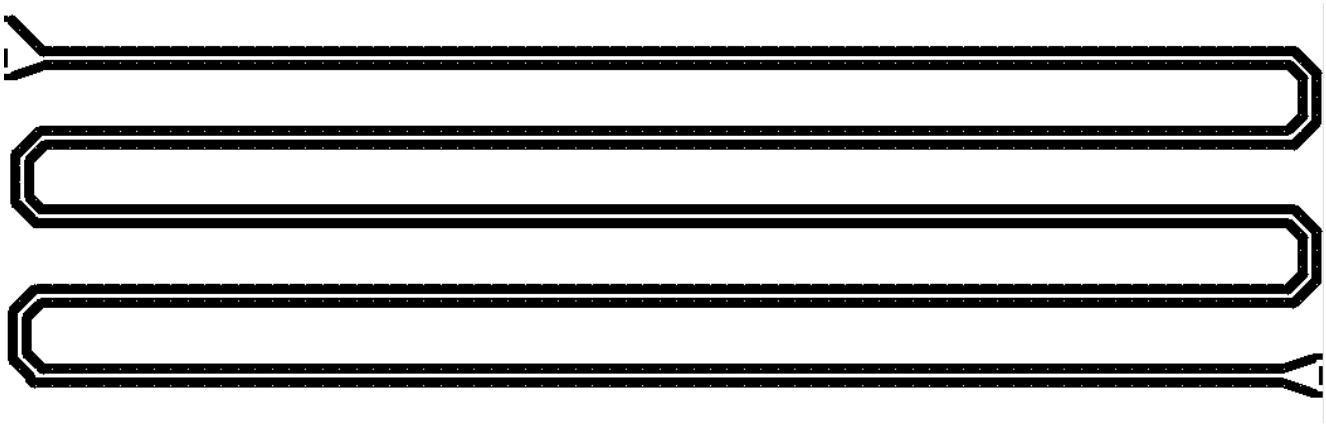


Рисунок 4.16 – Макет зеркально-симметричного МФ (верхний слой)

В результате, выполнено моделирование зеркально-симметричного МФ при оптимизированных параметрах с учетом и без учета потерь. Разработан макет зеркально-симметричного МФ при $l$=1 м (рисунок 4.16). Получено, что при моделировании без учета потерь max($U(t)$) на конце активного проводника составляет 0,626 В, что в 3,99 раза меньше входного сигнала, а при моделировании с учётом потерь получено напряжение 0,33 В, что в 7,57 раз меньше входного сигнала.

### 4.5.6 Квазистатическое и электродинамическое моделирование временного отклика на воздействие сверхкороткого импульса

В данном пункте представлены результаты квазистатического и электродинамического анализа зеркально-симметричного МФ при воздействии СКИ, без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектриках [234].

В предыдущих разделах выполнена оптимизация параметров зеркально-симметричного МФ по двум критериям в тракте 50 Ом. Однако при этом в задаче анализа использовался квазистатический подход. Между тем полезно выполнить сравнение временных откликов зеркально-симметричного МФ на воздействие СКИ, полученных с помощью квазистатического и электродинамического подходов.

Поперечное сечение в общем виде представлено на рисунке 4.7*а*, эквивалентная схема представлена на рисунке 3.9*в*, а зависимости $E(t)$ и $U(t)$ на входе исследуемого зеркально-симметричного МФ представлены на рисунке 4.10.

МФ моделировался при следующих параметрах: $w$=1600 мкм, $s$=510 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, $\varepsilon_r$=4,5, $l$=1 м и $R_Г$=$R_Н$=$R$=50 Ом. (Параметры линии выбраны из условия наилучшего согласования: по критерию уровня входного напряжения равного половине амплитудой $E(t)$.) Зависимости $U(t)$ на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом и электродинамическом подходах без учета потерь представлены на рисунке 4.17.

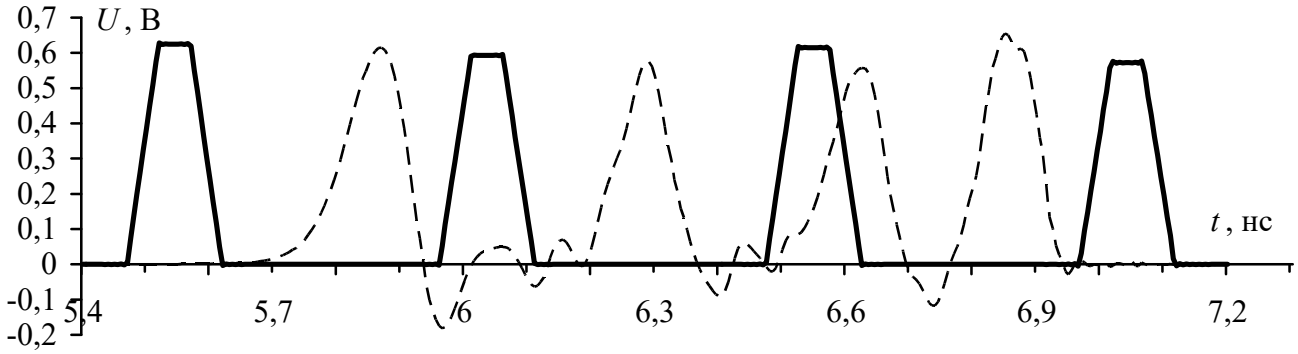



Рисунок 4.17 – $U(t)$ на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом (—) и электродинамическом (– –) анализе без учета потерь

В таблицу 4.13 сведены значения амплитуд импульсов разложения, а также временные задержки каждого импульса для квазистатического и электродинамического анализа без учета потерь.

Таблица 4.13 – Сравнение амплитуд ($U_i$) и задержек ($t_i$) четырех импульсов при различных видах анализа без учета потерь

| Параметр | Электродинамический анализ | Квазистатический анализ | 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 |
| $t_1$, нс | 5,75 | 5,47 | 2,5 |
| $t_2$, нс | 6,22 | 5,97 | 2 |
| $t_3$, нс | 6,55 | 6,58 | 0,2 |
| $t_4$, нс | 6,84 | 6,97 | 0,9 |

Из таблицы 4.13 видно, что максимальное отклонение по амплитудам импульсов составляет 4,9%, а по задержкам – 2,5%, что можно полагать приемлемым. Различие зависимостей $U(t)$ и различие временных задержек при квазистатическом и электродинамическом анализе объясняется, в первую очередь, разным учетом частотной зависимости $\varepsilon_r$ [209], а также возможным влиянием потерь на излучение, учитываемым только при электродинамическом анализе.

Аналогичное моделирование выполнено с учетом потерь в проводниках и диэлектриках (рисунок 4.18). При этом вычислялись матрицы **R** и **G** по методикам, описанным в подразделе 3.3. Согласованность результатов также приемлема. При квазистатическом анализе наблюдается некаузальность в виде преждевременного прихода 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 $\varepsilon_r$ и $\mathrm{tg}\delta$ при квазистатическом анализе. В таблицу 4.14 сведены значения амплитуд импульсов разложения для квазистатического и электродинамического анализа с учетом потерь.

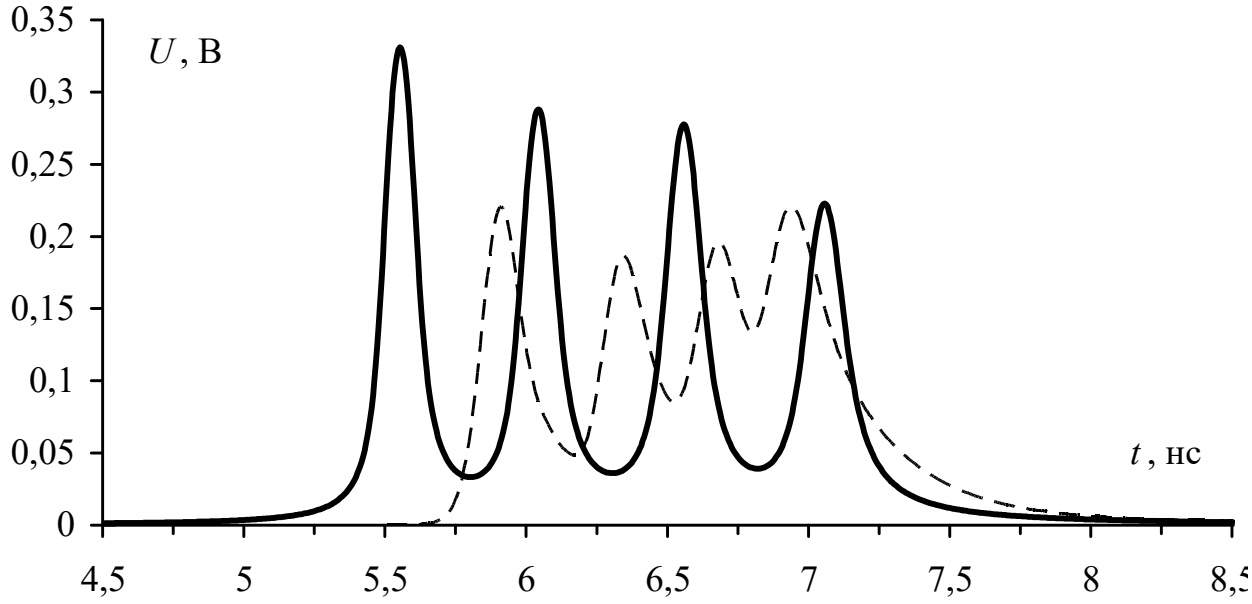



Рисунок 4.18 – $U(t)$ на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом (—) и электродинамическом (– –) анализе с учетом потерь

Таблица 4.14 – Сравнение амплитуд ($U_i$) четырех импульсов при различных видах анализа с учетом потерь

| Параметр | Электродинамический анализ | Квазистатический анализ | 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 |

Учет потерь 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.

Результаты моделирования с использованием квазистатического анализа, в целом, подтверждаются электродинамическим анализом. Это 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. Отметим, что в работе [235] рассмотрен новый способ компоновки многослойной ПП для цепей с трехкратным резервированием на основе зеркально-симметричной структуры.

*Выполнено моделирование зеркально-симметричных МФ, отличающееся использованием оптимизации посредством ЭП по различным критериям. Впервые выполнена параметрическая оптимизация по двум критериям 4-х структур зеркально-симметричного МФ, разлагающего СКИ длительностью до 150 пс с коэффициентом ослабления 4 раза. Получены значения резисторов, при которых соблюдается условие согласования тракта. Вычислены значения* $\tau_i$ *с помощью аналитических выражений. Выполнено моделирование зеркально-симметричного МФ при оптимизированных параметрах с учетом и без учета потерь. Разработан его макет длиной l=1 м. Получена согласованность результатов квазистатического и электродинамического анализа. В результате, выполнено комплексное исследование различных конструкций полосковых структур зеркально-симметричного МФ.*

## 4.6 Экспериментальные исследования зеркально-симметричного модального фильтра

### 4.6.1 Макеты зеркально-симметричного модального фильтра

В данном пункте представлены результаты натурных и вычислительных экспериментов для зеркально-симметричного МФ: разработан и изготовлен макет, получены временные и частотные характеристики, а также выполнено сравнение результатов натурных и вычислительных экспериментов [236–238].

Исходная конфигурация зеркально-симметричного МФ [252] представляет собой 3-слойную ПП (рисунок 4.7*а*), реализация которой затруднительна, поскольку ее стек имеет 3 проводящих слоя и, тем самым, не удовлетворяет

стандартному технологическому процессу изготовления многослойных ПП, требующему четного числа слоев. Для решения данной проблемы разработана конфигурация зеркально-симметричного МФ, которую легче реализовать. Она представляет собой структуру 4-слойного исполнения, где первый и четвертый слои (внешние) – зеркально расположенная пара связанных линий, а второй и третий (внутренние) – соединенные скрытыми переходными отверстиями (СПО) слои, образующие единую схемную землю (рисунок 4.19). Кроме того, для упрощения и удешевления изготовления МФ разработана структура без СПО (рисунок 4.20), которая и будет использована в качестве объекта исследования в данной работе. Параметры поперечных сечений: $w$ – ширина проводников, $s$ – расстояния между проводниками, $t$ – толщина проводников, $h$ – толщина подложки, $h_1$ – высота металлизированного отверстия, $\varepsilon_r$ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки, $g$ – диаметр СПО, $\varepsilon_{r1}$ – относительная диэлектрическая проницаемость препрега, $\varepsilon_{r2}$ – относительная диэлектрическая проницаемость ядра платы.

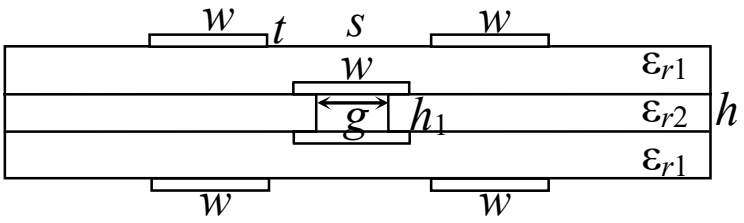



Рисунок 4.19 – Поперечное сечение четырехслойного зеркально-симметричного МФ с СПО между внутренними слоями

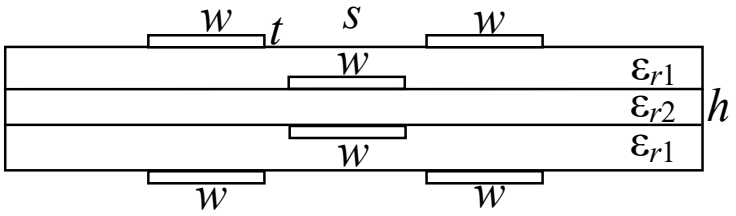



Рисунок 4.20 – Поперечное сечение четырехслойного зеркально-симметричного МФ без СПО

Выбор параметров макета осуществлялся с учетом технологических характеристик компании-изготовителя ООО «Электроконнект» г. Новосибирск: количество слоев: 1, 2, 4, 6, 8; толщина фольги: 18, 35, 50, 70 мкм; толщина платы: от 0,5 до 3 мм; максимальный размер платы: 344×395 мм; значение $g$: от 50 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 Tg 180°C), МИ 1222, ФАФ-4Д, F4BM350, HA50, T111.

В результате выбраны следующие значения: $s$=700 мкм, $w$=1000 мкм, $g$=200 мкм, $t$=35 мкм, $h$=920 мкм, $h_1$=510 мкм. Значения параметров $w$, $s$ получены после параметрической оптимизации ЭП по критериям: минимизация max($U(t)$) на выходе МФ; выравнивание временных интервалов между импульсами разложения и согласование с трактом 50 Ом. В качестве диэлектрика для изготовления макета МФ выбран материал FR-4.

При трассировке макета принято во внимание то, что опорный проводник находится в диэлектрике между верхним и нижним слоями. Чтобы обеспечить соединение с опорным проводником, а также для установки согласующих резисторов и SMA-соединителей, установлена контактная площадка (КП) размером 8,05×10,35 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 4.21*а*). Для согласования проводников используются резисторы типа 1206. Для последующего монтажа резисторов на концы пассивных проводников установлены КП размером 1,7×1,25 мм (рисунок 4.21*б*). Изготовленный макет 4-слойного зеркально-симметричного МФ без СПО представлен на рисунке 4.22. Размеры макета составляют 320×21 мм. Он согнут в меандр из 3 полувитков.

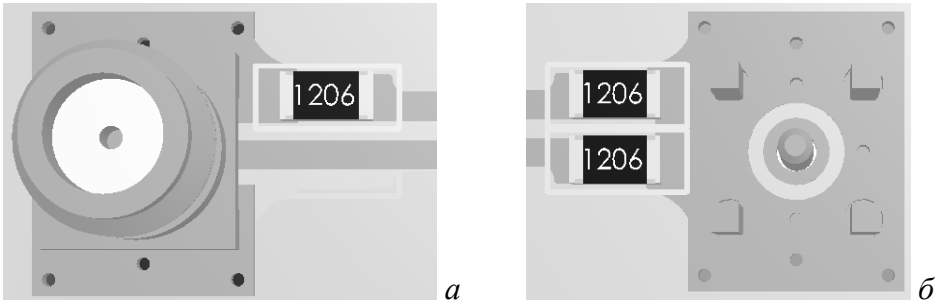



Рисунок 4.21 – КП, обеспечивающие соединение с опорным проводником (*а*) и монтаж резисторов на нижнем слое (*б*)

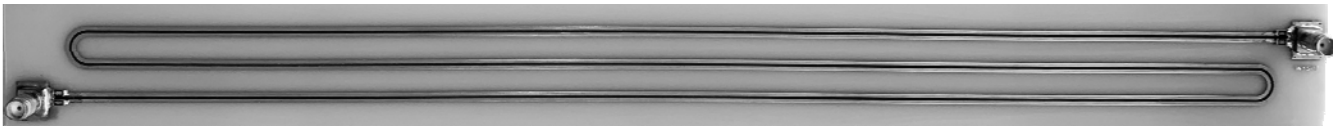


Рисунок 4.22 – Фото макета четырехслойного зеркально-симметричного МФ без СПО

### 4.6.2 Экспериментальные исследования во временной области

Для экспериментальных исследований во временной области, использовалась установка со схемой, приведенной на рисунке 4.23. Для требуемой точности регистрации сигналов выполнена калибровка измерительной системы. Предел погрешности измерения мгновенных значений напряжения импульсных сигналов по амплитуде составляет ±3%, а временных интервалов на заданной развертке – ±2%.

Для соединения макета МФ с формирователем импульса и стробоскопическим преобразователем использовались коаксиальные переходники, показанные на рисунке 4.24, а именно 3 (ПК2-18-01Р-03Р), 4 (ПК2-18-11Р-03Р), 5 (HYR-1111) и 6 (HYR-1112). При проведении частотного анализа использовались переходники 1 (ПК2-40-14Р-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.

Рисунок 4.23 – Схема экспериментальной установки
для измерений во временной области

Рисунок 4.24 – Коаксиальные переходники 1–6

В качестве воздействующего импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, измеренный на согласованной нагрузке (рисунок 4.25). Принцип работы измерительной установки основан на стробоскопическом способе регистрации повторяющихся электрических сигналов пико-, нано- и микросекундной длительностей. В качестве формирователя импульса выступает обостритель на диоде с накоплением заряда, способный выделить фронты низкочастотного сигнала генератора. Входное воздействие имеет колоколообразную форму, с амплитудой $E(t)$ 0,249 В и длительностями фронта – 312 пс, спада – 259 пс (по уровням 0,1–0,9). Общая длительность импульса (по уровню 0,5) составила – 257 пс. Эквивалентная схема представлена на рисунке 3.9*в*. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом. Длина линии 1 м.

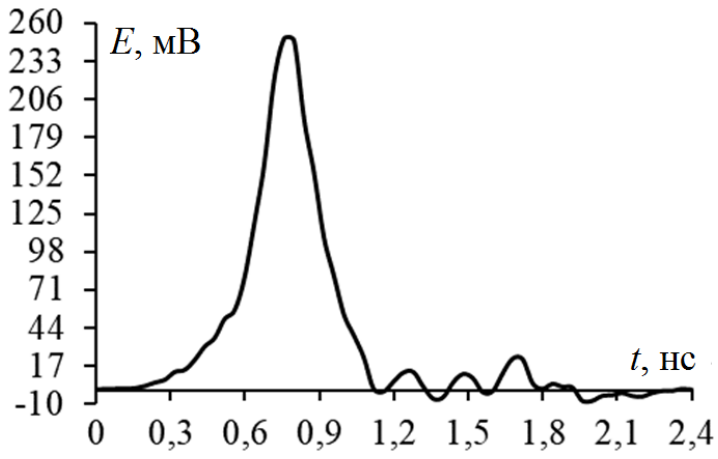



Рисунок 4.25 – $E(t)$ воздействия С9-11

Для подтверждения достоверности результатов измерения выполнено моделирование, с использованием двух различных подходов: квазистатического и электродинамического. Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ посредством квазистатического анализа выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется поперечная электромагнитная волна (Т-волна). Потери рассчитывались согласно методикам, описанным в подразделе 3.3. При электродинамическом моделировании, при учете потерь, в качестве материала проводников используется медь (относительная магнитная проницаемость $\mu_r$=1, электрическая проводимость $\sigma=5{,}8\cdot10^7$ См/м). В соответствии с технической документацией, на частоте 1 МГц значение $\varepsilon_r$ препрега может варьироваться в диапазоне от 3,8 до 4,4, а значение $\varepsilon_r$ ядра не более 5,4. Поэтому при моделировании с помощью двух подходов для препрега принято среднее значение $\varepsilon_r$ равное 4,1, а тангенса угла диэлектрических потерь (tgδ) 0,018, тогда как для ядра – 4,59 и 0,025 соответственно.

Зависимости $U(t)$ на выходе зеркально-симметричного МФ, полученные в результате квазистатического и электродинамического моделирования, а также эксперимента, представлены на рисунке 4.26.

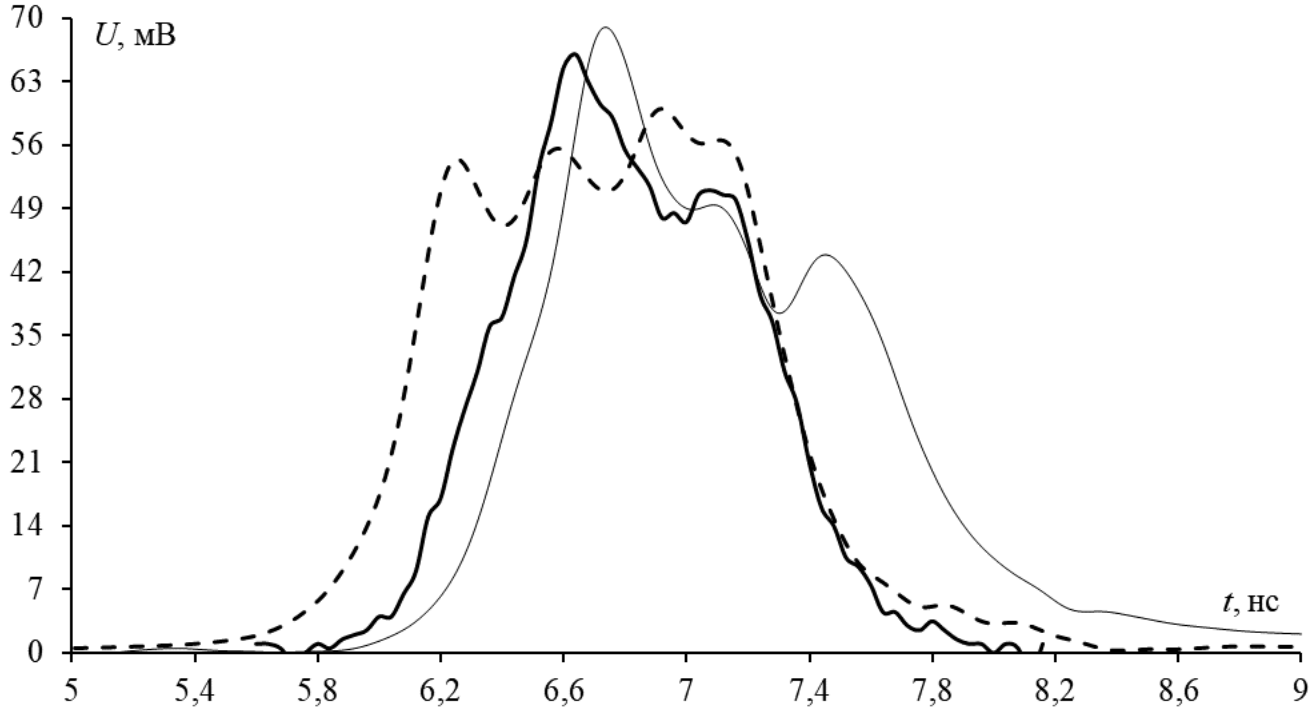



Рисунок 4.26 – $U(t)$ на выходе зеркально-симметричного МФ, полученные при эксперименте (▬), электродинамическом (—) и квазистатическом (– –) моделировании

Из рисунка 4.26 следует, что max($U(t)$) на выходе МФ, полученная в результате квазистатического моделирования, равна 59,92 мВ, электродинамического – 68,75 мВ, а эксперимента – 66 мВ. Максимальное отклонение max($U(t)$) между экспериментом и квазистатическим моделированием равно 4,8%, экспериментом и электродинамическим моделированием – 2,04%, а квазистатическим и электродинамическим моделированием – 6,8%. Оно вычислено как

$$\delta = \left| \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \right| \times 100\%. \qquad (4.15)$$

Точная оценка $\tau_i$ импульсов разложения затруднительна из-за частичного наложения импульсов (поскольку длительность входного воздействия больше, чем разность задержек мод МФ). Однако возможно 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. Максимальное отклонение между экспериментом и квазистатическим моделированием равно 11,92%, экспериментом и электродинамическим моделированием – 8,57%, а квазистатическим и электродинамическим моделированием – 3,38%. Отметим, что зависимости $U(t)$ на выходе, полученные при эксперименте и в результате электродинамического моделирования, согласуются (наблюдается значительное наложение первого и второго импульсов, что приводит к увеличению $\max(U(t))$, тогда как наложение третьего и четвертого импульсов выражено не так сильно). Между тем зависимость $U(t)$ на выходе, полученная при квазистатическом моделировании, отличается от двух других методов значительно (наблюдается значительное наложение третьего и четвертого импульсов, что приводит к увеличению $\max(U(t))$ на выходе, тогда как наложение первого и второго импульсов выражено не так сильно). Кроме того, при квазистатическом моделировании наблюдается некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала. Это объяснимо неточным учетом частотной зависимости $\varepsilon_r$ 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 $\max(U(t))$ на выходе МФ 59,92, 68,75 и 66 мВ, что в 4,15, 3,62 и 3,77 раза соответственно меньше $\max(U(t))$ 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 (подраздел 4.1). Также представляется возможным выбор диэлектрического материала с большим значением $\varepsilon_r$.

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

### 4.6.3 Экспериментальные исследования в частотной области

При проведении экспериментальных исследований в частотной области, использовалась установка, со схемой, приведенной на рисунке 4.27. Экспериментальные исследования частотных характеристик зеркально-симметричного МФ проводились с помощью измерителя модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-40. Принцип действия скалярного анализатора цепей Р2М-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.

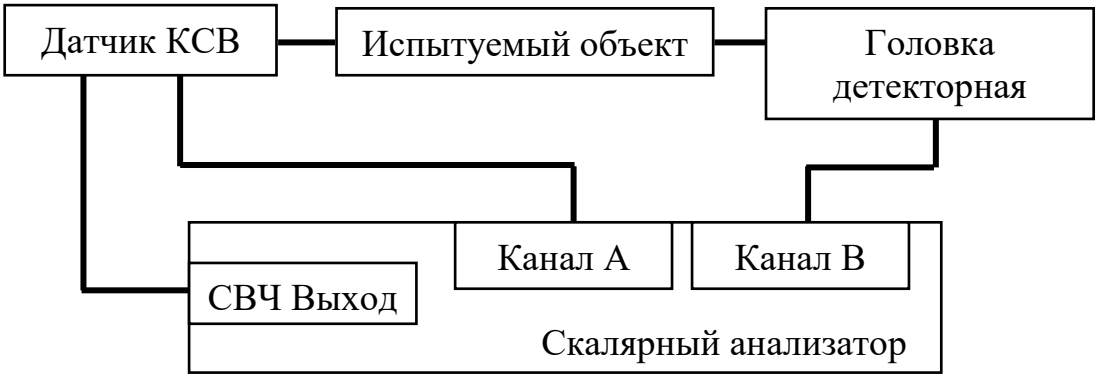



Рисунок 4.27 – Схема экспериментальной установки для измерений в частотной области

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 4.24).

Также, аналогично исследованиям во временной области, выполнено моделирование МФ, для вычисления частотных характеристик, с помощью квазистатического и электродинамического подходов с учетом потерь. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ в диапазоне частот до 10 ГГц представлены на рисунке 4.28.

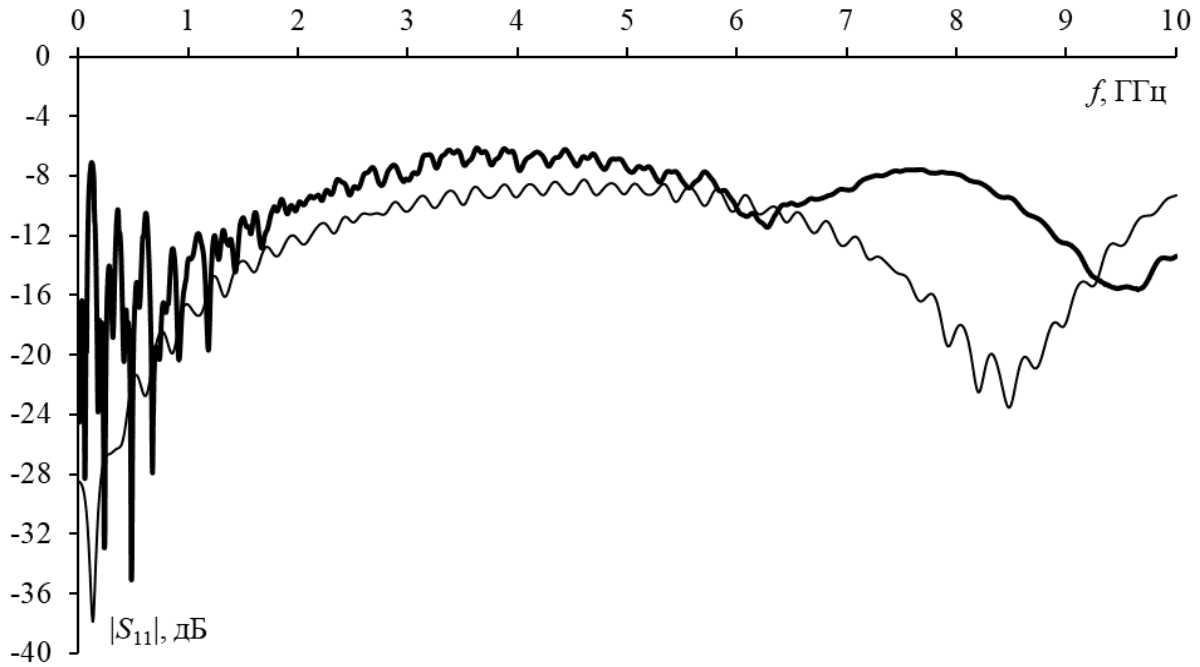



Рисунок 4.28 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ зеркально-симметричного МФ, полученные при эксперименте (──) и электродинамическом моделировании (—)

В диапазоне частот от 0 до 1 ГГц коэффициент отражения, полученный посредством электродинамического подхода и экспериментально, имеет колебательный характер, объяснимый спецификой измерений, однако 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 зависимости модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ в диапазоне частот до 10 ГГц представлены на рисунке 4.29.

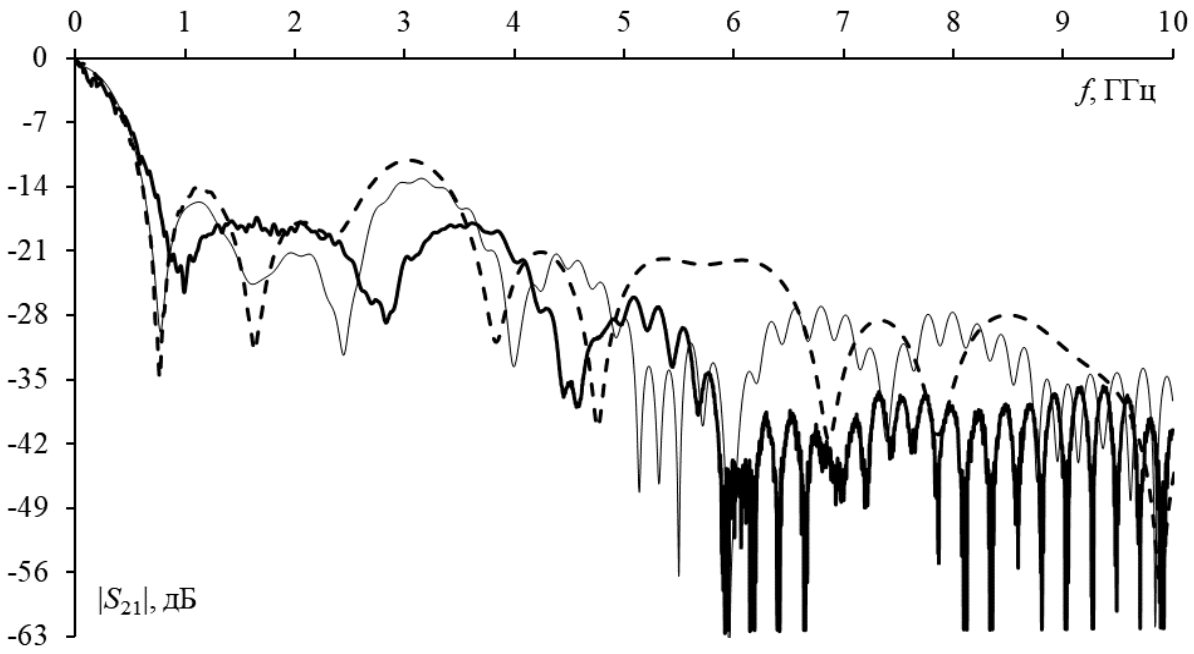



Рисунок 4.29 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ зеркально-симметричного МФ, полученные посредством квазистатического (– –) и электродинамического (—) подходов, а также экспериментально (▬)

Из рисунка 4.29 следует, что полоса пропускания зеркально-симметричного МФ по уровню минус 3 дБ ($\Delta f$) составляет по результатам эксперимента 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.

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 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.

*Представлены результаты экспериментального исследования зеркально-симметричного МФ в частотной области. Приведено сравнение результатов вычислительного и натурного 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 $\varepsilon_r$ при моделировании с учетом потерь в диэлектрике, а также неучетом влияния вносимого затухания соединителей SMA.*

*Полученные результаты важны для дальнейших исследований и возможности создания различных конфигураций устройств защиты на основе структур с зеркальной симметрией. Помимо этого, открывается возможность практического применения исследуемого устройства для защиты РЭА от СКИ в самых различных сферах (от индустриальной до бортовой) ввиду малой массы, радиационной стойкости и высоких характеристик.*

*Впервые продемонстрированы экспериментальные исследования зеркально-симметричного МФ во временной и частотной областях. Выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭА от СКИ за счет разложения импульса длительностью 257 пс на последовательность импульсов меньшей амплитуды с коэффициентом ослабления 3,77 раза (по результатам эксперимента) при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала 250 МГц. Также выполнено сравнение натурного эксперимента с результатами*

*моделирования посредством квазистатического и электродинамического подходов, показавшее согласованность результатов.*

## 4.7 Сравнительный анализ микрополоскового и зеркально-симметричного модальных фильтров

В данном подразделе впервые представлен сравнительный анализ двух новых устройств защиты от мощных СКИ: 4-проводного микрополоскового МФ и зеркально-симметричного МФ. Выполнено моделирование указанных структур с помощью квазистатического подхода при увеличении расстояния между проводниками МФ от 200 до 800 мкм. Представлено сравнение временных и частотных характеристик. Приведены результаты качественного сравнения представленных МФ по ряду признаков, позволяющие определить достоинства и недостатки каждого из устройств [239].

В предыдущих разделах описаны различные конфигурации устройств защиты от СКИ, в частности, многопроводные, зеркально-симметричные МФ. Однако их сравнение ранее не выполнялось. Между тем было бы полезно его выполнить, например, аналогично сравнению МФ и меандровой линии [240]. Такое сравнение позволит определить достоинства и недостатки каждого устройства, что может помочь разработчикам в выборе необходимого средства защиты от СКИ.

Для сравнительного анализа целесообразно выполнить моделирование МФ с одинаковыми параметрами. Для этого выбраны структуры 4-проводных микрополоскового [192] и зеркально-симметричного [252] МФ. Поперечные сечения указанных структур представлены на рисунках 2.1*д*, 4.7*а*. Эквивалентная схема для данных МФ представлена на рисунке 3.9*в*.

Вычисление матриц погонных коэффициентов **C** и **L**, составление схемы для моделирования, задание окончаний проводников и воздействия, а также

вычисление временного отклика, выполнены аналогично подразделу 4.6 в системе TALGAT.

Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом, а $l$ – 1 м. Допускалось, что в МФ распространяется только Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались, поскольку это не принципиально в задаче сравнения двух устройств, т.е. значения элементов матриц **G** и **R** равны нулю. Моделирование частотного отклика указанных МФ выполнялось при гармоническом воздействии $E(f)$ с амплитудой 2 В в диапазоне частот от 1 МГц до 3,5 ГГц. Для моделирования временного отклика использовался источник импульсных сигналов, с амплитудой $E(t)$ – 1 В с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 30 пс, так что $t_\Sigma$=90 пс (рисунок 4.30).

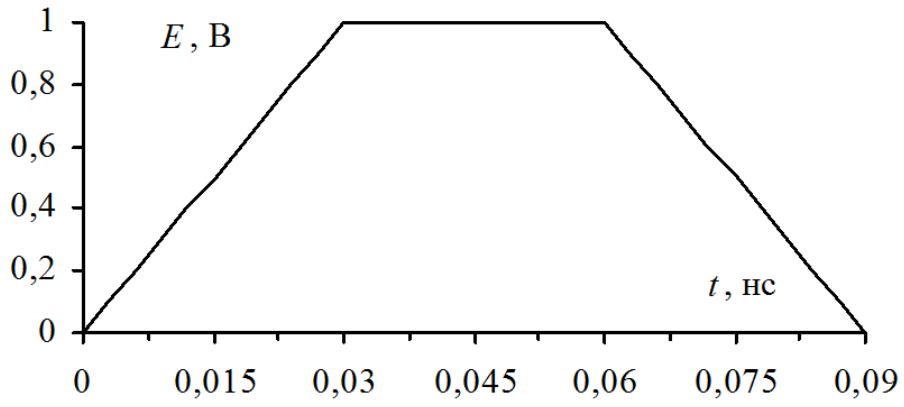



Рисунок 4.30 – $E(t)$ трапециевидного воздействия

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 отклики исследуемых МФ представлены на рисунке 4.31, а значения полосы пропускания по уровню 0,707 сведены в таблицу 4.15.

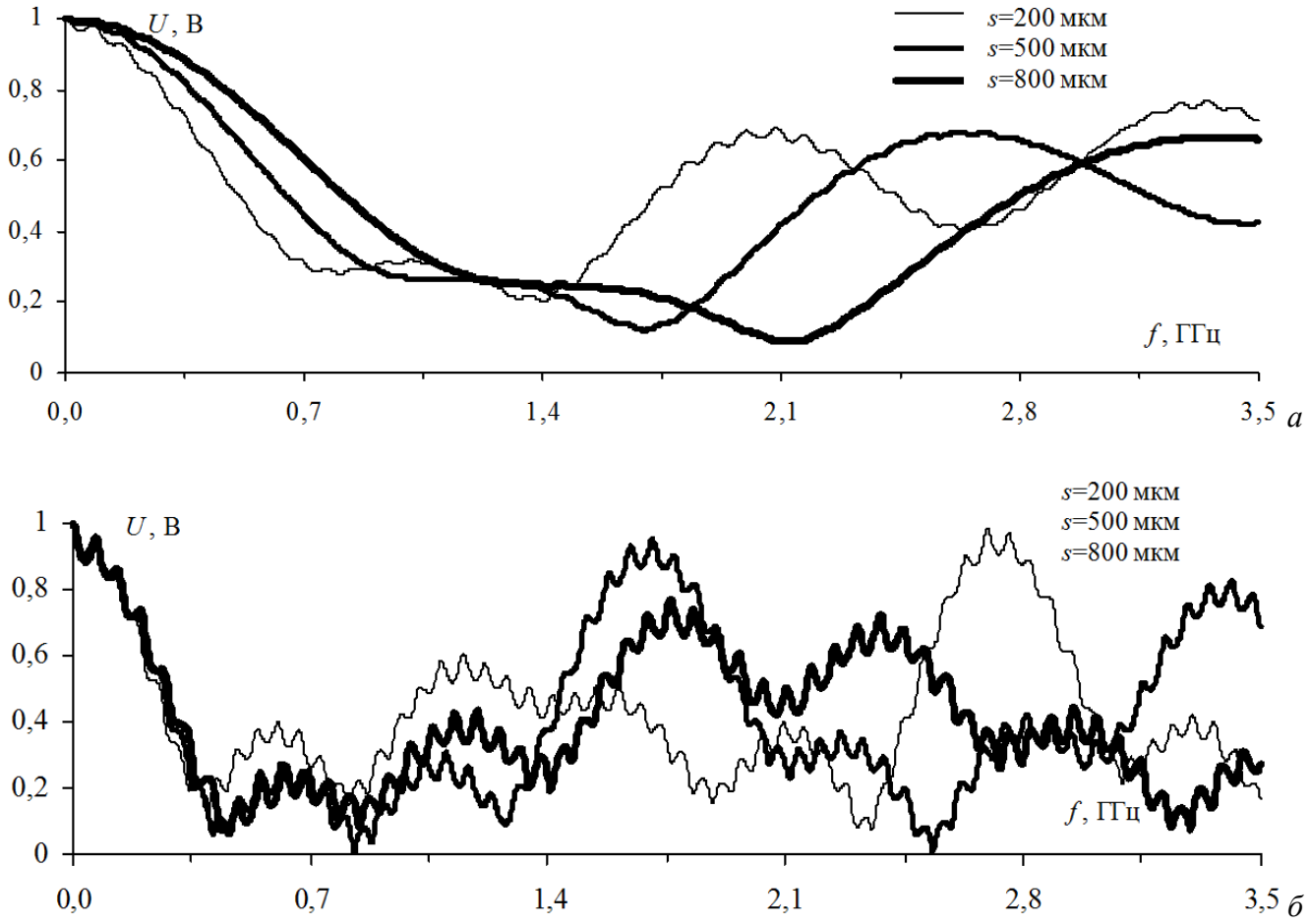



Рисунок 4.31 – Вычисленные частотные отклики микрополоскового (*а*) и зеркально-симметричного (*б*) МФ

Таблица 4.15 – 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 |

Результаты моделирования МФ во временной области (значения амплитуд каждого импульса, а также значения временных интервалов между импульсами разложения) приведены в таблице 4.16, а полученные зависимости $U(t)$ на выходе МФ сведены в таблицу 4.17.

Таблица 4.16 – Параметры выходного напряжения микрополоскового (МП) и зеркально-симметричного (З-С) МФ

| | *s*, мкм | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | 200 | | 500 | | 800 | |
| | МП | З-С | МП | З-С | МП | З-С |
| $U_1$, В | 0,043 | 0,124 | 0,051 | 0,124 | 0,055 | 0,125 |
| $U_2$, В | 0,144 | 0,121 | 0,156 | 0,123 | 0,162 | 0,124 |
| $U_3$, В | 0,205 | 0,125 | 0,197 | 0,126 | 0,194 | 0,125 |
| $U_4$, В | 0,102 | 0,105 | 0,093 | 0,102 | 0,088 | 0,098 |
| $\Delta t_1$, нс | 0,166 | 0,353 | 0,158 | 0,535 | 0,135 | 0,719 |
| $\Delta t_2$, нс | 0,349 | 0,73 | 0,286 | 0,588 | 0,231 | 0,476 |
| $\Delta t_3$, нс | 0,571 | 0,752 | 0,432 | 0,647 | 0,335 | 0,495 |

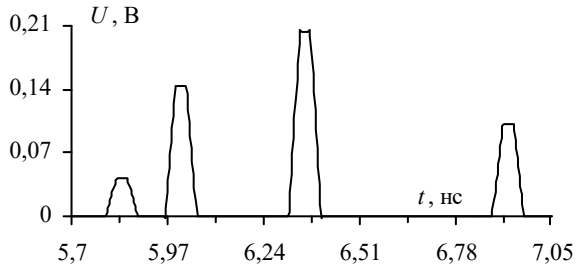
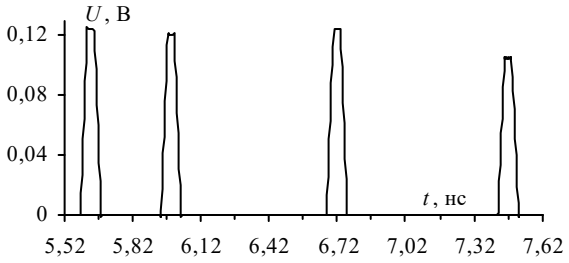
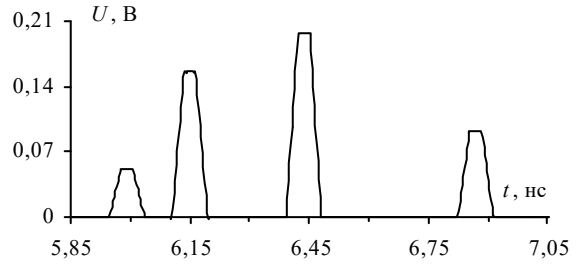
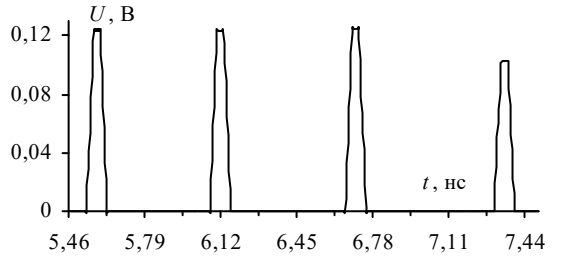
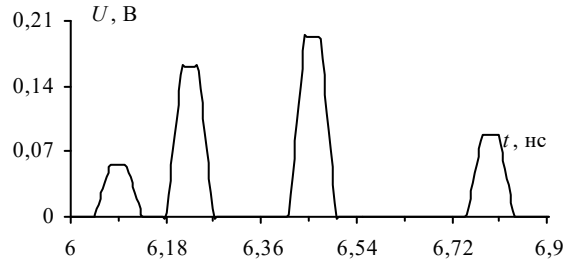
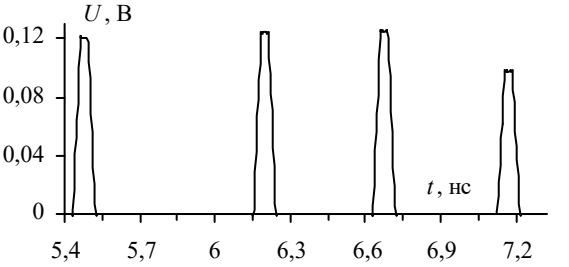
Из таблицы 4.16 следует, что для микрополоскового МФ max($U(t)$) в конце активного проводника, по сравнению с половиной амплитуды $E(t)$ (0,5 В) при $s$=200 мкм в 2,43 раза меньше, при $s$=500 мкм – в 2,53 раза и при $s$=800 мкм – в 2,57 раза. Для зеркально-симметричного МФ max($U(t)$) в конце активного проводника, по сравнению с половиной амплитуды $E(t)$ (0,5 В) при $s$=200 мкм в 4 раза меньше, при $s$=500 мкм – в 3,96 раза и при $s$=800 мкм – в 4 раза.

Из полученных результатов следует, что с ростом значения параметра $s$ значение max($U(t)$) меняется незначительно для двух 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, ввиду симметрии структуры, на выходе наблюдаются попарно выравненные импульсы разложения, что способствует минимизации max($U(t)$), тогда как в микрополосковом МФ каждый импульс имеет различную амплитуду. Стоит отметить, что оба МФ близки к псевдосогласованию при заданных параметрах [248].

Также видно, что в микрополосковом МФ при увеличении $s$ наблюдается уменьшение минимального интервала времени между импульсами разложения.

Также уменьшается суммарная длительность импульсов разложения ($\Delta t_{\Sigma}$=1,087, 0,877, 0,702 нс для $s$=200, 500 и 800 мкм соответственно). В зеркально-симметричном МФ с увеличением $s$ длительность также уменьшается ($\Delta t_{\Sigma}$=1,835, 1,771, 1,692 нс для $s$=200, 500 и 800 мкм соответственно), однако она примерно в 2 раза больше, чем у микрополоскового МФ. Также зеркально-симметричному МФ характерны относительно выравненные временные интервалы между импульсами разложения, что способствует предупреждению возможного наложения импульсов при увеличении длительности входного воздействия.

Таблица 4.17 – $U(t)$ на выходе МП и З-С МФ

| $s$, мкм | МП | З-С |
|---|---|---|
| 200 |  |  |
| 500 |  |  |
| 800 |  |  |

Результаты качественного сравнения микрополоскового и зеркально-симметричного МФ по ряду признаков представлены в таблице 4.18. Ниже приведены уточнения по каждому из пунктов.

Таблица 4.18 – Сравнение 4-проводных МП и 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 интервалов времени между импульсами разложения | 0 | + |
| 4 | Возможность увеличения структуры и диапазонов 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.

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

4. Микрополосковый МФ имеет как больший 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 ЭП, тогда как при оптимизации микрополоскового МФ может быть необходимо использование других подходов (например, ГА).

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

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 – простота изготовления (однослойная ПП) и дешевизна, тогда как изготовление зеркально-симметричного МФ трудоемко и затратно.

Видно, что некоторые из признаков, рассмотренных в таблице 4.18, связаны друг с другом. Например, чем больше ослабление фильтра, тем меньше полоса пропускания. Однако здесь эта связь не рассматривалась.

*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. Результаты могут использоваться для дальнейшего исследования и использования различных конфигураций устройств защиты.*

## 4.8 Основные результаты раздела

1. Показано обеспечение максимизации длительности СКИ, полностью разлагаемого в многопроводных МФ, отличающееся тем, что оно достигается за счет выравнивания временных интервалов между импульсами разложения. Показано значительное (до 4-х раз) уменьшение амплитуды напряжения на выходе линии. Полученные результаты позволяют лучше понять специфику распространения сигналов в многопроводных МПЛ.

2. Показано обеспечение максимизации длительности СКИ, полностью разлагаемого в многопроводных МФ, отличающееся тем, что оно достигается за счет максимизации разности задержек между первым и последним импульсами разложения. Представлена формулировка основных критериев оптимизации, а также аналитических функций для ускорения их вычисления. Впервые представлены результаты оптимизации многопроводных МФ по трем разным критериям. Оптимизируемые параметры изменялись пользователем. Однако из

этих критериев можно получить единую целевую функцию. В таком случае можно использовать любые методы оптимизации и получать более высокие характеристики МФ.

3. Исследовано влияние потерь в многопроводных МФ, отличающееся отдельным учетом потерь в проводниках и диэлектриках, а также использованием двух реальных оцифрованных сигналов (с разными длительностями). При учете потерь в диэлектриках выявлена некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала. Влияние потерь в проводниках приводит к небольшой задержке $U(t)$ на выходе, относительно случая без потерь. Для $N>1$ наблюдается разное влияние потерь в проводниках и диэлектриках на отдельные моды. Такие влияния потерь в проводниках и диэлектриках на отдельные моды могут взаимно компенсироваться для минимизации итогового уровня амплитуды.

4. Выполнены моделирование и оптимизация зеркально-симметричных МФ. Впервые выполнена параметрическая оптимизация посредством ЭП по двум критериям 4-х структур зеркально-симметричного МФ, разлагающего СКИ длительностью до 150 пс с коэффициентом ослабления 4 раза. Получены значения резисторов, при которых соблюдается условие согласования тракта. Вычислены значения $\tau_i$ с помощью аналитических выражений. Выполнено моделирование зеркально-симметричного МФ при оптимизированных параметрах с учетом и без учета потерь. Разработан его макет длиной $l$=1 м. Получена согласованность результатов квазистатического и электродинамического анализа. В результате, выполнено комплексное исследование различных конструкций полосковых структур зеркально-симметричного МФ.

5. Для временного отклика получены экспериментальные результаты, сопоставимые с результатами моделирования двумя подходами, подтвердившие возможность модального разложения СКИ на выходе зеркально-симметричного МФ на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

6. Представлены результаты экспериментального исследования зеркально-симметричного МФ в частотной области. Приведено сравнение результатов вычислительного и натурного 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 $\varepsilon_r$ при моделировании с учетом потерь в диэлектрике, а также неучетом влияния вносимого затухания соединителей SMA.

7. Полученные результаты важны для дальнейших исследований и возможности создания различных конфигураций устройств защиты на основе структур с зеркальной симметрией. Помимо этого, открывается возможность практического применения исследуемого устройства для защиты РЭА от СКИ в самых различных сферах (от индустриальной до бортовой) ввиду малой массы, радиационной стойкости и высоких характеристик.

8. Впервые продемонстрированы экспериментальные исследования зеркально-симметричного МФ во временной и частотной областях. Выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды с коэффициентом ослабления 3,77 раза (по результатам эксперимента) при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала 250 МГц. Также выполнено сравнение натурного эксперимента с результатами моделирования посредством квазистатического и электродинамического подходов, показавшее согласованность результатов.

9. 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. Результаты сравнения полезны для дальнейшего исследования и использования различных конфигураций устройств защиты.

# 5. ОПТИМИЗАЦИЯ МНОГОПРОВОДНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ГЕНЕТИЧЕСКИМ АЛГОРИТМОМ

## 5.1 Последовательная оптимизация 3-проводного микрополоскового модального фильтра эвристическим поиском и генетическим алгоритмом

В данном подразделе представлены результаты оптимизации 3-проводного МФ на основе МПЛ ЭП и ГА [241, 242].

Отметим, что в разделах 2–4 и работах [192–202] и [205–207] использовался ЭП параметров, не гарантирующий наилучших результатов. Поэтому целесообразно исследовать возможность использования глобальных методов оптимизации для улучшения полученных ранее результатов.

Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Учитывались потери в проводниках и диэлектриках. В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11 с амплитудой $E(t)$ 0,657 В, длительностью фронта – 28 пс, спада – 24 пс и плоской вершины – 12 пс (по уровням 0,1–0,9), а общей длительностью (по уровню 0,5) – 36 пс.

В качестве исследуемой структуры выбран МФ на основе 3-проводной МПЛ. Эквивалентная схема МФ представлена на рисунке 3.9*б*, а поперечное сечение в общем виде – на рисунке 2.1*в*. Значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом.

МФ оптимизировался при следующих параметрах: $w$=1000 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, $\varepsilon_r$=4,5, длина линии $l$=60 см. Значение $w$ ранее оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось, как и значения $t$, $h$ и $\varepsilon_r$. Значения $s_i$ линии оптимизировались по критерию

минимизации амплитуды импульсов на выходе МФ, поскольку в разделе 2 показано, что именно значения $s_i$ оказывают наибольшее влияние на характеристики МФ. В результате ЭП были получены значения $s_1$=200 мкм, $s_2$=685 мкм. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 3-проводного МФ с параметрами, получившимися в результате ЭП, представлены на рисунке 5.1. Амплитуда напряжения на выходе линии составила 0,040925 В.

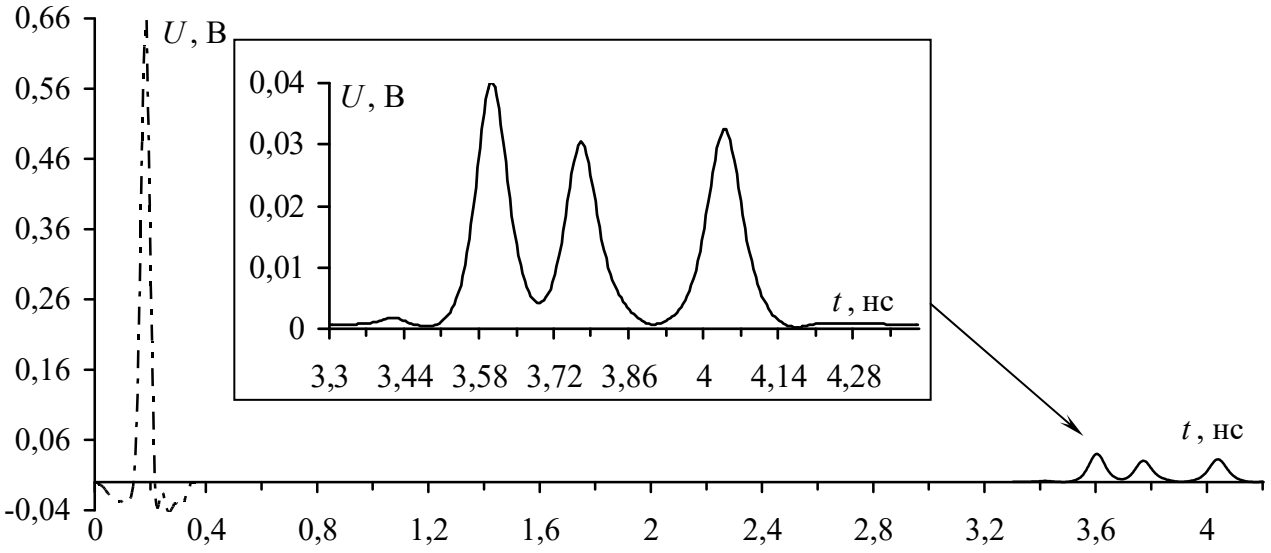



Рисунок 5.1 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе (—) (с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) 3-проводного МФ после ЭП

Параметры ГА выбирались следующими: число особей – 3, 10; количество поколений – 10, 30, 100; коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5; число бит для кодирования каждого параметра – 16. Оптимизация $s_1$ и $s_2$ выполнялась в диапазоне ±200 мкм от значений, полученных при ЭП.

Из работы [192] следует, что минимально возможный уровень амплитуды в 3-проводном МФ достигается путем выравнивания амплитуд импульсов разложения. Между тем из рисунка 5.1 видна возможность дальнейшей минимизации амплитуд импульсов разложения посредством их выравнивания. Исходя из этого, с помощью ГА выполнена оптимизация сначала только значения $s_1$, поскольку в процессе ЭП выявлено, что на форму сигнала на выходе линии особенно сильное влияние имеет именно изменение параметра $s_1$. Результаты для

5 запусков оптимизации приведены в таблице 5.1, а графики для $s_1$ – на рисунке 5.2.

Таблица 5.1 – Результаты работы ГА при оптимизации расстояния между проводниками $s_1$ (мкм) по критерию минимизации амплитуды напряжения на выходе МФ max($U$) (В)

| $N$ | Число особей, число поколений | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 3, 10 | | 10, 10 | | 10, 30 | | 10, 100 | |
| | $s1$ | max($U$) | $s1$ | max($U$) | $s1$ | max($U$) | $s1$ | max($U$) |
| 1 | 366 | 0,0373535 | 333 | 0,0364478 | 323 | 0,0366652 | 329 | 0,0364521 |
| 2 | 264 | 0,0387915 | 332 | 0,0364339 | 325 | 0,0365686 | 330 | 0,0364266 |
| 3 | 273 | 0,0384555 | 328 | 0,0364779 | 327 | 0,0364996 | 329 | 0,0364521 |
| 4 | 345 | 0,0364985 | 325 | 0,0365686 | 327 | 0,0364996 | 330 | 0,0364266 |
| 5 | 319 | 0,0368421 | 326 | 0,0365231 | 324 | 0,0366183 | 330 | 0,0364266 |

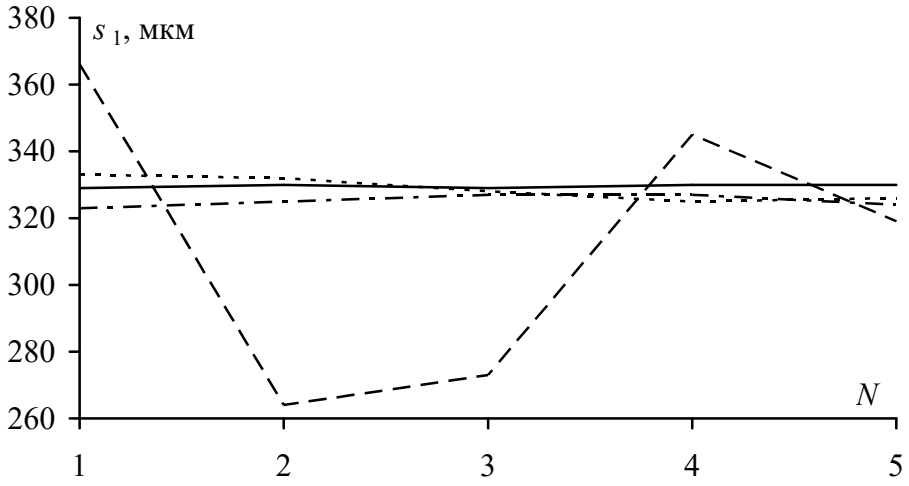



Рисунок 5.2 – Результаты оптимизации с помощью ГА расстояния между проводниками $s_1$ при количестве особей и поколений: 3 и 10 (– –); 10 и 10 (···); 10 и 30 (–·–); 10 и 100 (—)

При количестве особей и поколений 3 и 10 (30 вычислений) разница между крайними значениями $s_1$ составила 38,6%. Однако при количестве особей и поколений 10 и 10 (100 вычислений) эта разница составила уже 2,5%, при 10 и 30 (300 вычислений) – 1,23%, а при 10 и 100 (1000 вычислений) – 0,3%. В итоге, при $s_1$=330 мкм получена минимальная амплитуда 0,03642 В (таблица 5.1), что на

12,4% меньше, чем при ЭП. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 3-проводного МФ после оптимизации представлены на рисунке 5.3. Видно, что амплитуды первого и второго импульсов почти выровнены, а амплитуда третьего меньше. Это может означать возможность дальнейшего уменьшения амплитуды выходного сигнала за счет оптимизации сразу двух параметров $s_1$ и $s_2$. Результаты такой оптимизации приведены в таблице 5.2, а графики для $s_1$ и $s_2$ – на рисунке 5.4.

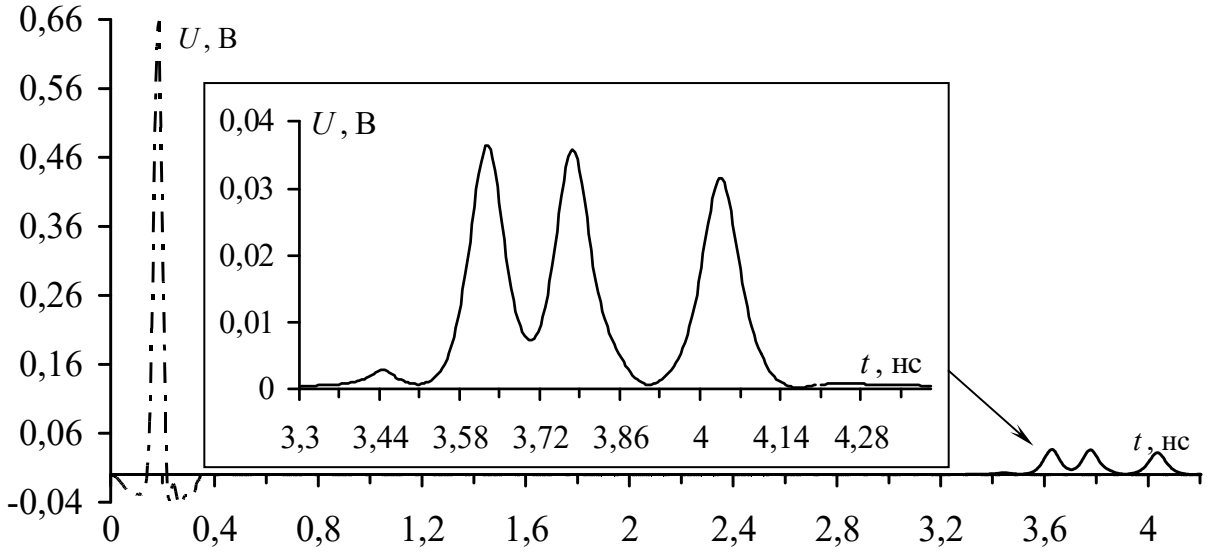



Рисунок 5.3 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе (—)
(с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) 3-проводного МФ
после оптимизации параметра $s_1$ с помощью ГА

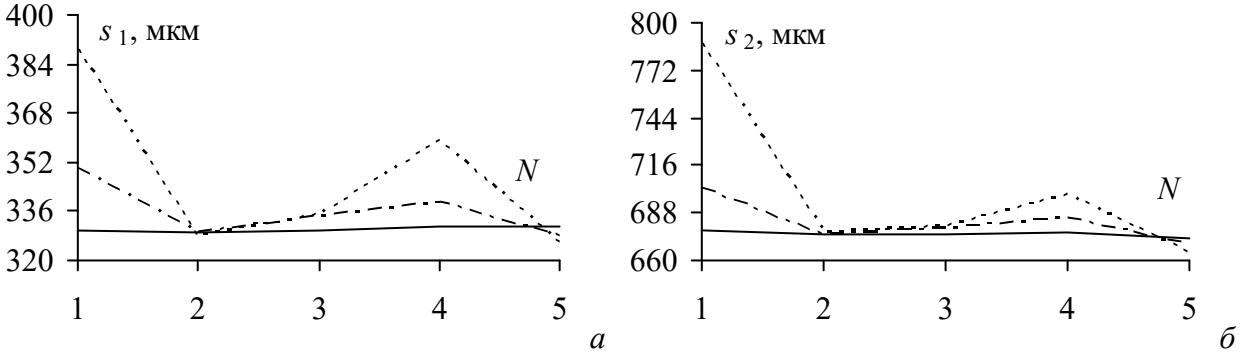



Рисунок 5.4 – Результаты оптимизации с помощью ГА расстояний
между проводниками $s_1$ (*а*) и $s_2$ (*б*) при количестве особей и поколений:
10 и 10 (···); 10 и 30 (–·–); 10 и 100 (—)

Таблица 5.2 – Результаты работы ГА при оптимизации расстояний между проводниками $s_1$ и $s_2$ (мкм) по критерию минимизации амплитуды напряжения на выходе МФ max($U$) (В)

| $N$ | Число особей, число поколений | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 10, 10 | | | 10, 30 | | | 10, 100 | | |
| | $s1$ | $s2$ | max($U$) | $s1$ | $s2$ | max($U$) | $s1$ | $s2$ | max($U$) |
| 1 | 389 | 788 | 0,037411 | 350 | 702 | 0,036216 | 330 | 678 | 0,036198 |
| 2 | 328 | 676 | 0,036188 | 329 | 675 | 0,036196 | 329 | 675 | 0,036196 |
| 3 | 335 | 680 | 0,036231 | 334 | 679 | 0,036224 | 330 | 675 | 0,036195 |
| 4 | 359 | 699 | 0,036470 | 339 | 685 | 0,036213 | 331 | 676 | 0,036203 |

Разница между крайними значениями переменных при соотношении количества особей и количества поколений 10 и 10 составила для $s_1$ – 19,3%, $s_2$ – 18,5%, при 10 и 30 для $s_1$ – 6,7%, $s_2$ – 4,9%, а при 10 и 100 для $s_1$ – 0,6%, $s_2$ – 0,7%.

В итоге, при $s_1$=330 мкм и $s_2$=675 мкм, получена максимально возможная минимизация max($U(t)$) на выходе линии (в данном случае, при выравнивании первого и второго импульсов), равная 0,03619 В. Отметим, что оптимизация параметра $s_1$ дала значение, равное предыдущему, а изменение параметра $s_2$ на 1,5% (с 685 мкм до 675 мкм) позволило выровнять первый и второй импульсы, тем самым обеспечив наименьшую амплитуду сигнала на выходе МФ. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 3-проводного МФ с параметрами, получившимися в результате оптимизации с помощью ГА, представлены на рисунке 5.5.

*Представлены результаты оптимизации 3-проводного МФ на основе МПЛ, отличающиеся последовательным использованием ЭП и ГА при оптимизации. При оптимизации двух параметров с помощью ГА достигнута минимальная амплитуда напряжения на выходе 0,03619 В, что на 0,6% меньше полученного при оптимизации одного параметра и на 13% меньше полученного в результате ЭП. Поэтому целесообразно использовать комплексную оптимизацию, которая должна включать ЭП и использование ГА. Использование ЭП для выявления*

*конкретных граничных значений оптимизируемых параметров, а затем оптимизации с помощью ГА, поможет уменьшить вычислительные затраты оптимизационного процесса.*

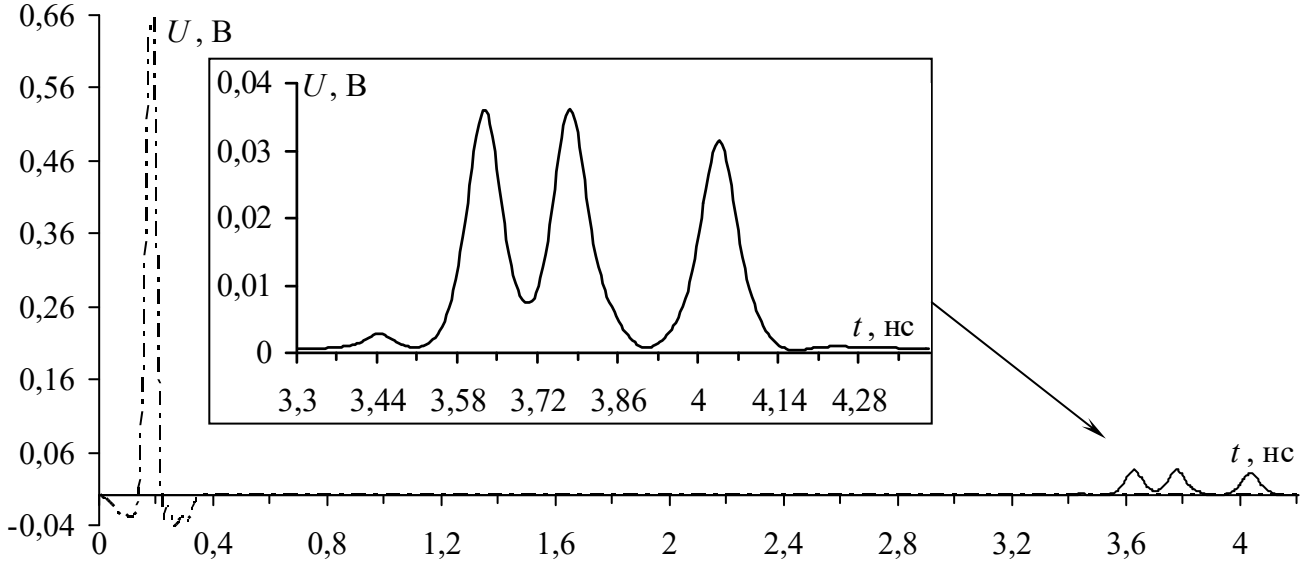



Рисунок 5.5 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе (—)
(с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) 3-проводного МФ
после оптимизации параметров $s_1$ и $s_2$ с помощью ГА

## 5.2 Многокритериальная оптимизация

### 5.2.1 Формулировка критериев и целевой функции

В данном пункте представлены формулировка многокритериальной целевой функции из амплитудных и временных критериев, а также результаты многокритериальной оптимизации многопроводных МФ ГА [243].

Как отмечалось ранее, неучет (в процессе оптимизации) разностей задержек между импульсами может стать причиной неполного разложения импульса и, как следствие, наложения импульсов, что приведет к увеличению уровня амплитуды импульсов в конце линии. Но если результирующая $\max(U(t))$ наложенных импульсов не превышает $\max(U(t))$, то это наложение не имеет значения. Поэтому

корректное задание целевой функции для эффективной оптимизации реальных многопроводных МФ оставалось непростой задачей.

Между тем в работах [192–202] и [207–241] при оптимизации использовался лишь один из критериев. Целесообразно сформулировать общую целевую функцию для оптимизации по нескольким критериям и основные критерии оптимизации.

Формулировка многокритериальной целевой функции ($F$) подразумевает приведение отдельных критериев к одной задаче минимизации или максимизации:

$$F \to \min \text{ или } F \to \max. \tag{5.1}$$

Для определенности далее будем рассматривать минимизацию. Например, может минимизироваться сумма или максимальное из взвешенных и нормированных абсолютных значений целевых функций, формулирующих отдельные критерии:

$$F = \sum_i F_i \text{ или } F = \max\{F_i\}, \tag{5.2}$$

где

$$F_i = M_i \frac{f_i}{K_i}, \tag{5.3}$$

где $f_i$ – целевая функция, $K_i$ – нормировочный коэффициент, $M_i$ – весовой коэффициент $i$-го критерия, $i$=1, 2, …, $N_C$, где $N_C$ – число критериев оптимизации.

Нормировочные коэффициенты $K_i$ выбирают равными максимально возможному значению $i$-й целевой функции так, чтобы величина $f_i/K_i$ стала безразмерной и принимала значения от 0 до 1 в ходе оптимизации. Весовыми коэффициентами $M_i$ задается значимость $i$-го критерия. Если критерии равнозначны для пользователя, то эти коэффициенты одинаковы и могут задаваться как

$$M_i = \frac{1}{N_C}. \tag{5.4}$$

Оптимизация может выполняться по различным критериям. Для многопроводных МФ актуальны амплитудные и временные критерии. Они детально рассмотрены в следующих пунктах.

Наиболее важными критериями оптимизации МФ являются амплитудные. Для защиты от СКИ актуален анализ зависимости $U(t)$ на выходе МФ. Поэтому рассмотрим амплитудные критерии во временной области. На основе $U(t)$ сформулированы пять норм, используемых для оценки эффективности воздействия СКИ на различное (по специфике реакции на воздействие) оборудование [244]. Используя эти нормы, можно сформулировать выражения для $f_i$ и $K_i$.

1. Для сбоя схемы, а также электрического или дугового пробоя важен максимальный модуль $U(t)$:

$$f_1 = \max\left|U(t)\right|, \;\; K_1 = \max\left|E(t)\right|. \tag{5.5}$$

2. Для искрения, а также сбоя схемы, важен максимальный модуль скорости изменения $U(t)$:

$$f_2 = \max\left|\frac{\partial U(t)}{\partial t}\right|, \;\; K_2 = \max\left|\frac{\partial E(t)}{\partial t}\right|. \tag{5.6}$$

3. Для пробоя диэлектрика важен максимальный модуль интеграла от $U(t)$:

$$f_3 = \max\left|\int_0^t U(t)dt\right|, \;\; K_3 = \max\left|\int_0^t E(t)dt\right|. \tag{5.7}$$

4. Для повреждения аппаратуры важно значение интеграла от модуля $U(t)$:

$$f_4 = \int_0^\infty \left|U(t)\right|dt, \;\; K_4 = \int_0^\infty \left|E(t)\right|dt. \tag{5.8}$$

5. Для выгорания компонентов важно значение квадратного корня интеграла от квадрата модуля $U(t)$:

$$f_5 = \left\{\int_0^\infty \left|U(t)\right|^2 dt\right\}^{\frac{1}{2}}, \;\; K_5 = \left\{\int_0^\infty \left|E(t)\right|^2 dt\right\}^{\frac{1}{2}}. \tag{5.9}$$

Временные критерии важны для предотвращения наложения импульсов, увеличивающего $\max(U(t))$ на выходе МФ при увеличении длительности

воздействующего СКИ. В отличие от амплитудных, временные критерии могут не требовать затратного вычисления отклика, поскольку для них достаточно вычислить лишь $\tau_i$. Можно выделить несколько временных критериев. Будем различать диапазонно-временные и интервально-временной критерии.

*А. Диапазонно-временные критерии*

Диапазонно-временные критерии связаны с расширением временного диапазона импульсов разложения на выходе МФ. Эти критерии важны для увеличения максимальной длительности воздействующего СКИ, который будет полностью разлагаться. Первый из них устремляет значение минимальной из погонных задержек ($\tau_{\min}$) к минимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в вакууме. Второй критерий устремляет значение максимальной из погонных задержек ($\tau_{\max}$) к максимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в диэлектрике МФ с максимальным значением относительной диэлектрической проницаемости ($\varepsilon_{r\max}$).

1. Для первого диапазонно-временного критерия

$$f_6 = \tau_{\min} - \frac{1}{\text{c}},\ \ K_6 = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}} - 1}{\text{c}}. \tag{5.10}$$

2. Для второго диапазонно-временного критерия

$$f_7 = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{\text{c}} - \tau_{\max},\ \ K_7 = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}} - 1}{\text{c}}. \tag{5.11}$$

Эти критерии естественно использовать совместно. Они применимы для МФ с любым числом проводников ($N$).

*В. Интервально-временной критерий*

Этот критерий важен при $N$>2. Он применяется для выравнивания временных интервалов между импульсами на выходе МФ. Оно позволяет увеличить длительность воздействующего СКИ, который будет разлагаться на выходе МФ полностью. Для упорядоченных по возрастанию значений $\tau_i$, на основе отклонения текущих значений $\tau_i$ промежуточных мод от значений при равномерных временных интервалах между импульсами, получим

$$f_8 = \max\left|\tau_i - \left(\tau_{\min} + (i-1)\Delta\right)\right|,\ \ i = 2,\ ...,\ N-1,\ \ K_8 = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}} - 1}{\text{c}}, \tag{5.12}$$

где

$$\Delta = (\tau_{\max} - \tau_{\min})/(N-1). \tag{5.13}$$

Одним из важных критериев при оптимизации МФ является критерий согласования. Этот критерий важен для минимизации отражений полезных высокочастотных сигналов от входа МФ. Известно условие согласования двух связанных линий сопротивлениями на их концах со значением $R$ равным среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод [245]:

$$R = \sqrt{Z_e Z_o}. \tag{5.14}$$

В МПЛП количество распространяющихся мод равно количеству проводников ($N$), не считая опорного. Из собственных значений матрицы импедансов МПЛ можно определить импедансы мод. Последующие этапы определения условия согласования, возможны на основе теории многопроводных линий передачи, например на основе работы [246], но требуют проработки. Между тем, по аналогии с согласованной одиночной линией передачи, для согласования МПЛП с трактом можно использовать условие равенства амплитуды сигнала в начале линии $U_{IN}(t)$ половине амплитуды $E(t)$. Тогда после упрощения получим целевую функцию и нормировочный коэффициент для критерия согласования в виде

$$f_9 = \left|\max\left(E(t)\right) - 2\max\left(U_{IN}(t)\right)\right|,\ \ K_9 = \max\left|E(t)\right|. \tag{5.15}$$

Данный критерий естественно использовать при $N$>2. Однако он требует вычисления отклика в начале линии, хотя и не требующего существенных дополнительных затрат при анализе в частотной области.

### 5.2.2 Оптимизация 3-проводного модального фильтра по амплитудному и трем временным критериям

Для апробации рассмотренных теоретических положений выполнена оптимизация 3-проводного микрополоскового МФ с помощью ГА. Использовалась многокритериальная целевая функция, которая объединяет в себе один амплитудный и три временных критерия для $N$=3 (при весовых коэффициентах равных 1).

$$F = M_1 \frac{\max\left(U(t)\right)}{\max\left(E(t)\right)} + M_2 \frac{\tau_1 - \frac{1}{c}}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}} - 1}{c}} + M_3 \frac{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}}{c} - \tau_3}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}} - 1}{c}} + M_4 \frac{\left|2\tau_2 - \tau_1 - \tau_3\right|}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}} - 1}{c}}. \qquad (5.16)$$

Параметры ГА выбраны следующими: число особей – 50; количество поколений – 100; коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5, число бит для кодирования каждого параметра – 16.

Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Учитывались потери в проводниках и диэлектриках. В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11 с амплитудой $E(t)$ 0,657 В, длительностью фронта – 28 пс, спада – 24 пс и плоской вершины – 12 пс (по уровням 0,1–0,9), а общей длительностью (по уровню 0,5) – 36 пс. Эквивалентная схема МФ представлена на рисунке 3.9*б*, а поперечное сечение в общем виде – на рисунке 2.1*в*.

МФ оптимизировался при следующих параметрах: ширина проводников $w$=1000 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_r$=5, длина линии $l$=60 см, $R_Г$=$R_Н$=$R$=50 Ом. Значение $w$ ранее оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось, как и значение $\varepsilon_r$. Толщина проводников $t$, толщина диэлектрика $h$ и расстояния между проводниками линии $s_1$ и $s_2$ оптимизировались по многокритериальной целевой функции (5.16). Оптимизация $t$ выполнялась в диапазоне 10–200 мкм,

оптимизация $h$ – в диапазоне 200–2000 мкм, а $s_1$ и $s_2$ – 1–1000 мкм. В результате оптимизации с помощью ГА получены значения $t$=174 мкм, $h$=995 мкм, $s_1$=10 мкм и $s_2$=115 мкм. Амплитуда напряжения на выходе линии составила 0,0306662 В, $\tau_i$ равны 3,96396, 5,20713, 6,45085 нс/м, так что разницы $\tau_i$ соседних импульсов равны 1,24317 и 1,24372 нс/м, т.е. совпадают с точностью до 1 пс/м. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 3-проводного МФ с параметрами после оптимизации, представлены на рисунке 5.6.

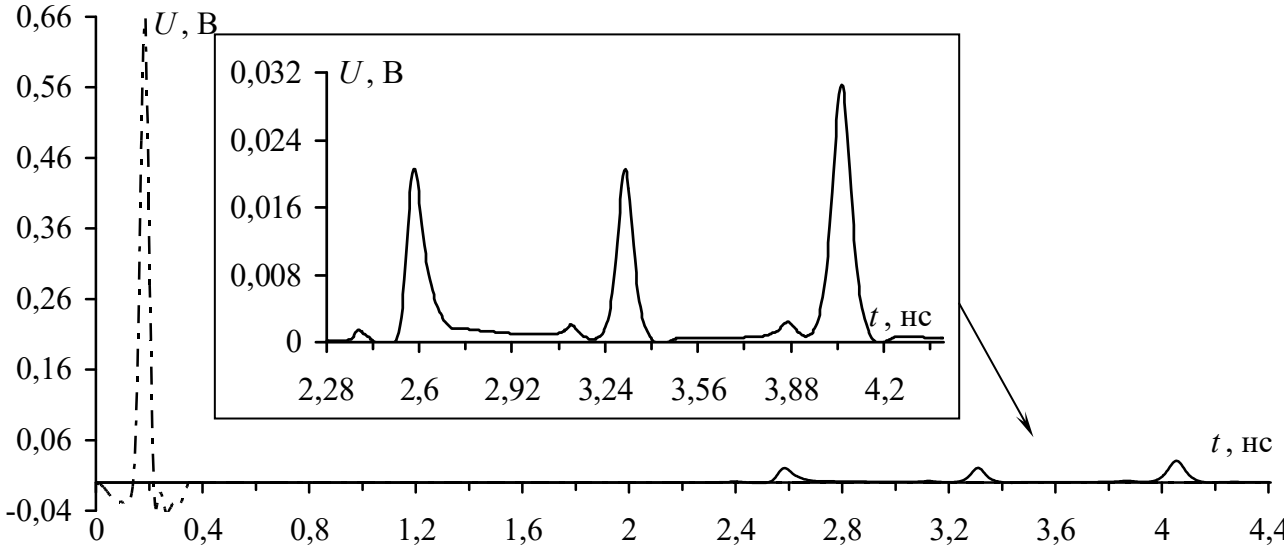



Рисунок 5.6 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе (—)
(с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) 3-проводного
микрополоскового МФ с параметрами, полученными в результате
4-критериальной оптимизации с помощью ГА

В работе [241] получен 3-проводный МФ при $s_1$=330 мкм и $s_2$=675 мкм с max($U(t)$) на выходе 0,03619 В. При этом оптимизация проводилась только по параметрам $s_1$ и $s_2$ в диапазоне 200–885 мкм, для дальнейшей экспериментальной реализации структур. Уровень амплитуды на выходе МФ после 4-критериальной оптимизации на 18% меньше, чем в [241].

Полезно также выполнить многокритериальную оптимизацию по 4-м критериям (5.16), но с разными весовыми коэффициентами [247]. Предположим, что для пользователя особую роль играют амплитудный, максимально-временной и минимально-временной критерии, тогда как интервально-временной критерий

менее важен. В таблице 5.3 приведены значения параметров после оптимизации при $M_1$=$M_2$=$M_3$=0,3 и $M_4$=0,1. При этом, амплитуда минимизирована до 0,0247953 В, выравниваемые значения $\Delta\tau_i$ составили 1,50777 и 1,38147 нс/м, так что их различие минимизировано до 0,1263 нс/м, а значение ($\tau_{max}$–$\tau_{min}$) максимизировано до 2,88924 нс/м. Зависимости $U(t)$ на входе и выходе 3-проводного МФ с параметрами после оптимизации представлены на рисунке 5.7.

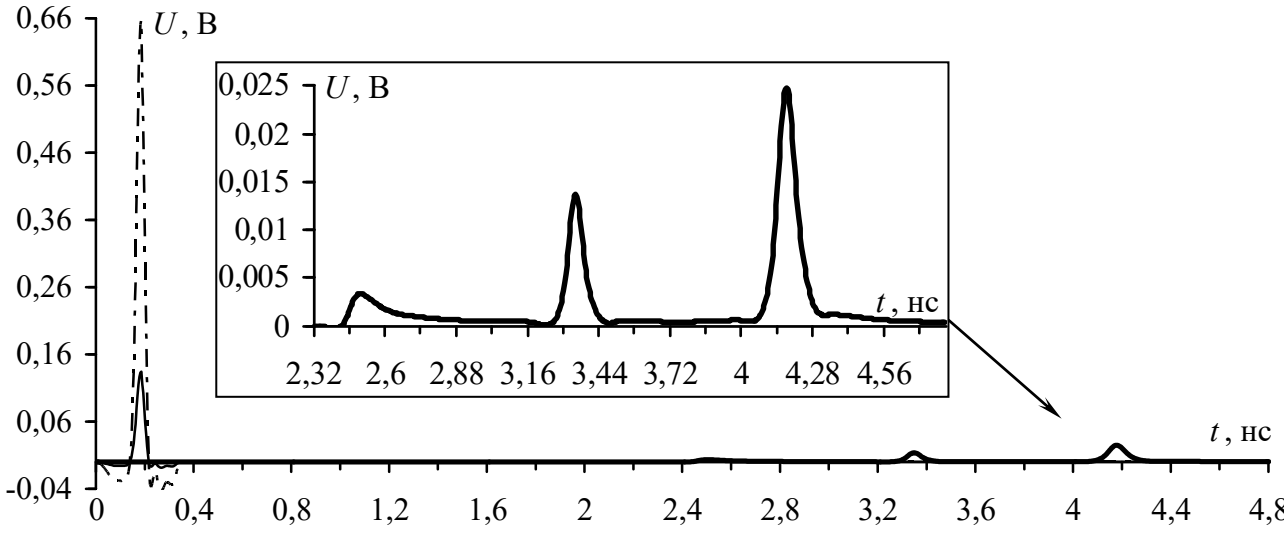



Рисунок 5.7 – $E(t)$ (–·–), $U(t)$ на входе (—) и выходе (—)
(с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) 3-проводного МФ
после многокритериальной оптимизации параметров $s_1$ и $s_2$ с помощью ГА
по целевой функции (5.16), когда интервально-временной критерий менее важен

Случай, когда для пользователя особую роль играют временные критерии, тогда как амплитудный критерий менее важен, можно задать как $M_1$=0,1 и $M_2$=$M_3$=$M_4$=0,3. В таблице 5.3 приведены значения параметров после такой оптимизации. При этом, амплитуда минимизирована до 0,0249575 В, выравниваемые значения $\Delta\tau_i$ составили 1,501 и 1,505 нс/м, так что их различие минимизировано до 0,004 нс/м, а значение ($\tau_{max}$–$\tau_{min}$) максимизировано до 3,00546 нс/м. Зависимости $U(t)$ на входе и выходе 3-проводного МФ с параметрами после оптимизации представлены на рисунке 5.8.

Таблица 5.3 – Оптимизируемые параметры МФ при $N$=3, их диапазоны и значения после оптимизации с разными весовыми коэффициентами

| Параметр | Диапазон | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | $M_1$=$M_2$=$M_3$=$M_4$=0,25 | $M_1$=$M_2$=$M_3$=0,3, $M_4$=0,1 | $M_1$=0,1, $M_2$=$M_3$=$M_4$=0,3 |
| $t$, мкм | 10–200 | 174 | 176 | 200 |
| $h$, мкм | 200–2000 | 995 | 200 | 201 |
| $s_1$, мкм | 1–1000 | 10 | 4 | 3 |
| $s_2$, мкм | 1–1000 | 115 | 48 | 44 |

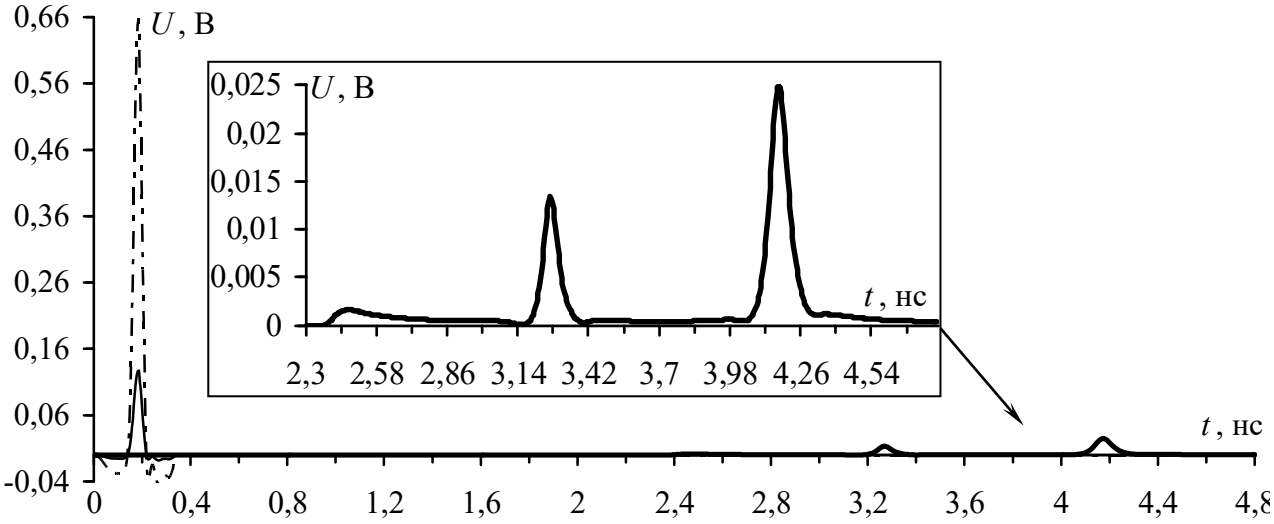



Рисунок 5.8 – $E(t)$ (–·–),$U(t)$ на входе (—) и выходе (—) (с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) 3-проводного МФ после многокритериальной оптимизации параметров $s_1$ и $s_2$ с помощью ГА по целевой функции (5.16), когда амплитудный критерий менее важен

### 5.2.3 Оптимизация 4-проводного модального фильтра по амплитудному, трем временным критериям и критерию согласования

Рассмотрена оптимизация 4-проводного МФ с использованием многокритериальной целевой функции с амплитудным и временными критериями для волнового сопротивления тракта 50 Ом [248–251].

Многокритериальная целевая функция, объединяющая один амплитудный, три временных, а также критерий согласования (полученный для $N$=4) выглядит (при весовых коэффициентах равных 1) как

$$F=\frac{\max(U(t))}{\max(E(t))}+\frac{\tau_1-\frac{1}{c}}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}-1}{c}}+\frac{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}}{c}-\tau_4}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}-1}{c}}+$$
$$+\frac{\max\left(\left|\tau_2-\frac{\tau_4+2\tau_1}{3}\right|,\left|\tau_3-\frac{\tau_1+2\tau_4}{3}\right|\right)}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}-1}{c}}+\frac{\left|\max\left(E(t)\right)-2\max\left(U_{IN}(t)\right)\right|}{\max\left|E(t)\right|}. \quad (5.17)$$

Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Учитывались потери в проводниках и диэлектриках. В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11 с амплитудой $E(t)$ 0,657 В, длительностью фронта – 28 пс, спада – 24 пс и плоской вершины – 12 пс (по уровням 0,1–0,9), а общей длительностью (по уровню 0,5) – 36 пс. Эквивалентная схема МФ представлена на рисунке 3.9*в*, а поперечное сечение в общем виде – на рисунке 2.1*г*.

МФ оптимизировался при следующих параметрах: ширина проводников $w$=180 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_r$=5, длина линии $l$=60 см, $R_Г$=$R_Н$=$R$=50 Ом. Значение $w$ в процессе оптимизации не менялось, как и значение $\varepsilon_r$. Толщина проводников $t$, толщина диэлектрика $h$ и расстояния между проводниками линии $s_1$, $s_2$ и $s_3$ оптимизировались по 5-критериальной целевой функции (5.17). Оптимизация $t$ выполнялась в диапазоне 10–200 мкм, $h$ – 200–2000 мкм, а $s_1$, $s_2$ и $s_3$ – 1–1000 мкм. В результате оптимизации с помощью ГА получены значения $t$=35 мкм, $h$=501 мкм, $s_1$=8 мкм, $s_2$=23 мкм и $s_3$=390 мкм. Амплитуда напряжения на выходе линии составила 0,0188094 В. Значения $\tau_i$ равны 4,57947, 5,10955, 5,63149 и 6,15283 нс/м, так что разницы соседних $\tau_i$ равны 0,53008, 0,52194 и 0,52134 нс/м, т.е. совпадают с точностью до 0,01 нс/м,

отличаясь на 2%. Амплитуда на входе МФ составила 0,323928 В, что в 2,03 раза меньше амплитуды $E(t)$ (0,657 В) и обеспечивает согласованность. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 4-проводного МФ с параметрами после оптимизации представлены на рисунке 5.9.

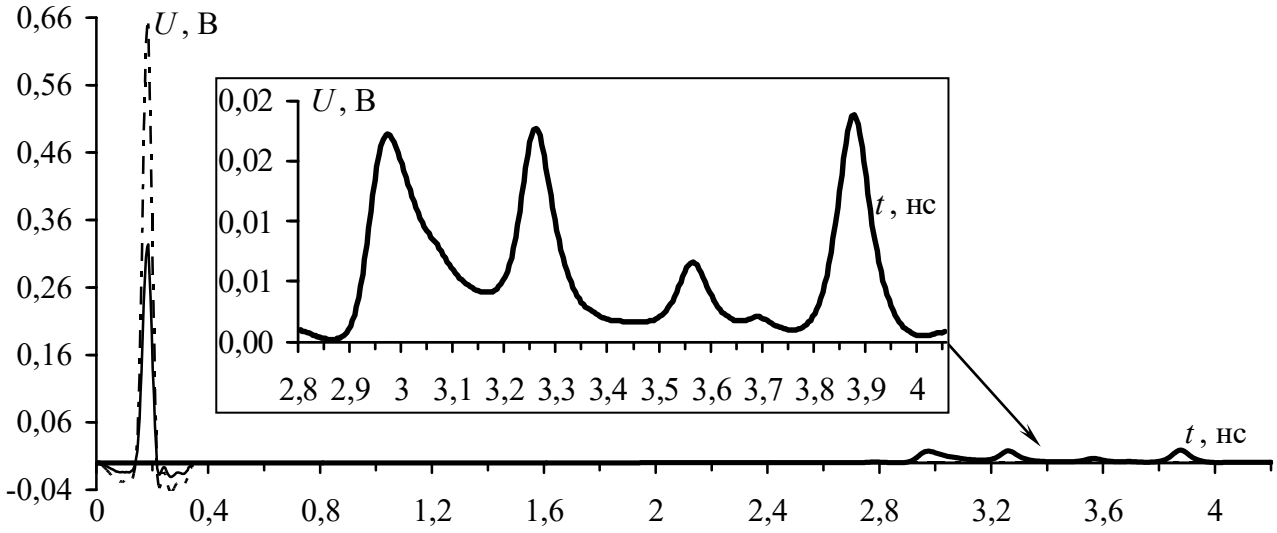



Рисунок 5.9 – $E(t)$ (–·–), $U(t)$ на входе (—) и выходе (—) (с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) 4-проводного микрополоскового МФ с параметрами, полученными в результате 5-критериальной оптимизации пяти параметров с помощью ГА

В пункте 5.2.2 получен 3-проводный МФ при $s_1$=10 мкм и $s_2$=115 мкм с max($U(t)$) на выходе 0,0306662 В. При этом оптимизация проводилась по четырем критериям и четырем параметрам в аналогичном диапазоне. Амплитуда на выходе МФ в данном пункте на 63% меньше, чем в пункте 5.2.2.

### 5.2.4 Оптимизация 3-проводного модального фильтра по амплитудному и трем временным критериям, критерию согласования и массогабаритному критерию

Как было отмечено ранее, для оптимизации с различными задачами анализа более всего подходят методы глобальной оптимизации. Среди них наиболее интенсивно развиваются и используются эволюционные алгоритмы, тремя

основными группами которых являются: эволюционное программирование, ЭС и ГА. В качестве критериев оптимизации или целевой функции могут использоваться самые различные условия. Однако, при оптимизации защитных устройств на основе полосковых линий, наиболее значимыми являются электрический (ослабление СКИ (во временной области)), временные (увеличение разностей задержек импульсов, а также выравнивание временных интервалов между ними для увеличения длительности входного импульса, полностью разлагаемого при том же уровне ослабления), массогабаритный, а также стоимостной критерии. Поскольку оптимизация по одному критерию часто ухудшает другой, целесообразна многокритериальная оптимизация.

В данном пункте рассмотрена формулировка и проверка массогабаритного критерия, оптимизация по которому призвана снизить массогабаритные характеристики защитного устройства. Отметим, что при апробации критерия, расположение схемной земли и ее масса не учитывались.

Сформулируем массогабаритный критерий применительно к ПП (рисунок 5.10):

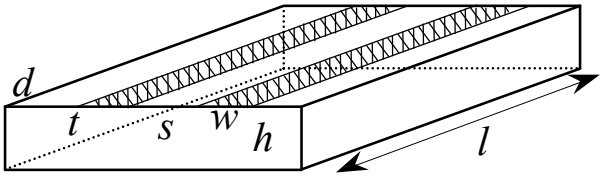



Рисунок 5.10 – Вид макета ПП

Формула для расчета массы записывается как

$$m = \rho_m V, \tag{5.18}$$

где $\rho_m$ – плотность материала, $V$ – объем изделия. Целесообразно применить формулу ко всей рассматриваемой структуре, например для обычной связанной МПЛ, рассчитать массу всех проводников и диэлектрической подложки (при наличии покрывающего слоя, также и его).

Рассмотрим проводник (рисунок 5.11).

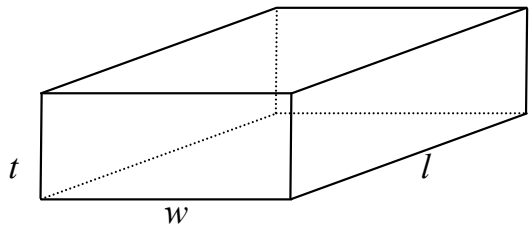



Рисунок 5.11 – Основные геометрические параметры проводника

Объем проводника будет рассчитываться как

$$V = lwt, \tag{5.19}$$

где $l$ – длина проводника, $w$ – ширина проводника и $t$ – высота проводника.

Тогда масса $N$ одинаковых проводников

$$m = N\rho_c lwt. \tag{5.20}$$

А для более общего случая $N$ различных проводников критерий принимает вид

$$f_i = \rho_c l \sum_{j=1}^{N} w_j t_j. \tag{5.21}$$

Объем диэлектрика(ов) будет рассчитываться как

$$V = lh\left(2d + \sum_{j=1}^{N} w_j + \sum_{j=1}^{N-1} s_j\right), \tag{5.22}$$

где $w_i$ и $s_i$ – ширина и разнос $i$-го проводника.

Критерий для диэлектрика принимает вид

$$f_i = hl\rho_d\left(2d + \sum_{j=1}^{N} w_j + \sum_{j=1}^{N-1} s_j\right). \tag{5.23}$$

Общий вид массогабаритного критерия (в продолжение пункта 5.2.1):

$$F_i = M_i \frac{f_{10.1} + f_{10.2}}{K_{10.1} + K_{10.2}}, \tag{5.24}$$

где

$$f_{10.1} = \rho_c \sum_{j=1}^{N} w_j t_j\ ,\ \ K_{10.1} = N\rho_c w_{\max} t_{\max}. \tag{5.25}$$

$$f_{10.2} = h\rho_d\left(2d + \sum_{j=1}^{N} w_j + \sum_{j=1}^{N-1} s_j\right),\ \ K_{10.2} = N\rho_d h_{\max}\left(2d_{\max} + w_{\max}\right). \tag{5.26}$$

Рассчитаем, для примера, массу и объем структуры, полученной при 4-критериальной оптимизации 3-проводного микрополоскового МФ (пункт 5.2.2). Предположим, что проводники изготовлены из меди, а материал диэлектрика ($\varepsilon_r$=5) – стеклотекстолит FR-4.

Тогда масса проводников будет рассчитываться как

$$m = N\rho_c lwt = 3\cdot 8960\ \text{кг/м}^3\cdot 0,6\ \text{м}\cdot 0,001\ \text{м}\cdot 0,000174\ \text{м}. \tag{5.27}$$

Тогда, масса проводников составляет 0,002806 кг при объеме $3,132\cdot 10^{-7}$ м$^3$.

Масса диэлектрика рассчитывается как

$$\begin{gathered} m = \rho_d lh\left(2d + 3w + s_1 + s_2\right) = \\ = 2000\ \text{кг/м}^3\cdot 0,6\ \text{м}\cdot 0,000995\ \text{м}\cdot \\ \cdot\left(2\cdot 0,009\ \text{м} + 0,003\ \text{м} + 0,000115\ \text{м} + 0,00001\ \text{м}\right). \end{gathered} \tag{5.28}$$

Тогда, масса диэлектрика составляет 0,025 кг при объеме $1,261\cdot 10^{-5}$ м$^3$. Общая масса структуры 0,028 кг при общем объеме $1,292\cdot 10^{-5}$ м$^3$.

Для проверки работоспособности нового массогабаритного критерия выполнена многокритериальная оптимизация 3-проводной МПЛ с помощью целевой функции, объединяющей в себе один амплитудный и три временных критерия, а также массогабаритный критерий при тех же параметрах ГА (пункт 5.2.2) и $M_{1\text{–}5}$=0,2:

$$\begin{gathered} F = M_1\frac{\max\left(U(t)\right)}{\max\left(E(t)\right)} + M_2\frac{\tau_1 - \frac{1}{\text{c}}}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}-1}{\text{c}}} + M_3\frac{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}}{\text{c}} - \tau_3}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}-1}{\text{c}}} \\ + M_4\frac{\left|2\tau_2 - \tau_1 - \tau_3\right|}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\max}}-1}{\text{c}}} + M_5\frac{\rho_c\sum_{j=1}^{N} w_j t_j + h\rho_d\left(2d + \sum_{j=1}^{N} w_j + \sum_{j=1}^{N-1} s_j\right)}{N\rho_c w_{\max} t_{\max} + N\rho_d h_{\max}\left(2d_{\max} + w_{\max}\right)}. \end{gathered} \tag{5.29}$$

В результате оптимизации с помощью ГА получены значения: $w$=1000 мкм, $t$=178 мкм, $h$=323 мкм, $s_1$=11 мкм и $s_2$=90 мкм при $d$=3$w$ и длине МПЛ 60 см. Амплитуда напряжения на выходе линии (рисунок 5.12) составила 0,0208522 В (что в 1,5 раза меньше значения, полученного при 4-критериальной оптимизации),

$\tau_i$ равны 4,13699, 5,52708, 6,85083 нс/м, так что разницы $\tau_i$ соседних импульсов равны 1,39006 и 1,32375 нс/м, т.е. совпадают с точностью до 10 пс/м. При этом максимальная разность $\tau_i$ в линии составляет 2,71384 нс/м (тогда как по результатам оптимизации из пункта 5.2.2 получено 2,48689 нс/м).

Рассчитаем массу структуры. Аналогично предположим, что проводники изготовлены из меди, а материал диэлектрика ($\varepsilon_r$=5) – стеклотекстолит FR-4.

Тогда масса проводников

$$m = N\rho_c lwt = 3\cdot 8960\ \text{кг/м}^3\cdot 0,6\ \text{м}\cdot 0,001\ \text{м}\cdot 0,000178\ \text{м}. \qquad (5.30)$$

Тогда, масса проводников составляет 0,002871 кг при объеме $3,204\cdot 10^{-7}$ м$^3$.

Масса диэлектрика рассчитывается как

$$\begin{aligned} m &= \rho_d lh\left(2d + 3w + s_1 + s_2\right) = \\ &= 2000\ \text{кг/м}^3\cdot 0,6\ \text{м}\cdot 0,000323\ \text{м}\cdot \\ &\cdot\left(2\cdot 0,009\ \text{м} + 0,003\ \text{м} + 0,00009\ \text{м} + 0,000011\ \text{м}\right). \end{aligned} \qquad (5.31)$$

Масса диэлектрика составляет $8,179\cdot 10^{-3}$ кг при общем объеме $4,089\cdot 10^{-6}$ м$^3$, а общая масса структуры составляет 0,011 кг при общем объеме $4,409\cdot 10^{-6}$ м$^3$ (что в 2,5 раза по массе и в 3 раза по объему меньше значений, полученных при оптимизации без учета массогабаритного критерия).

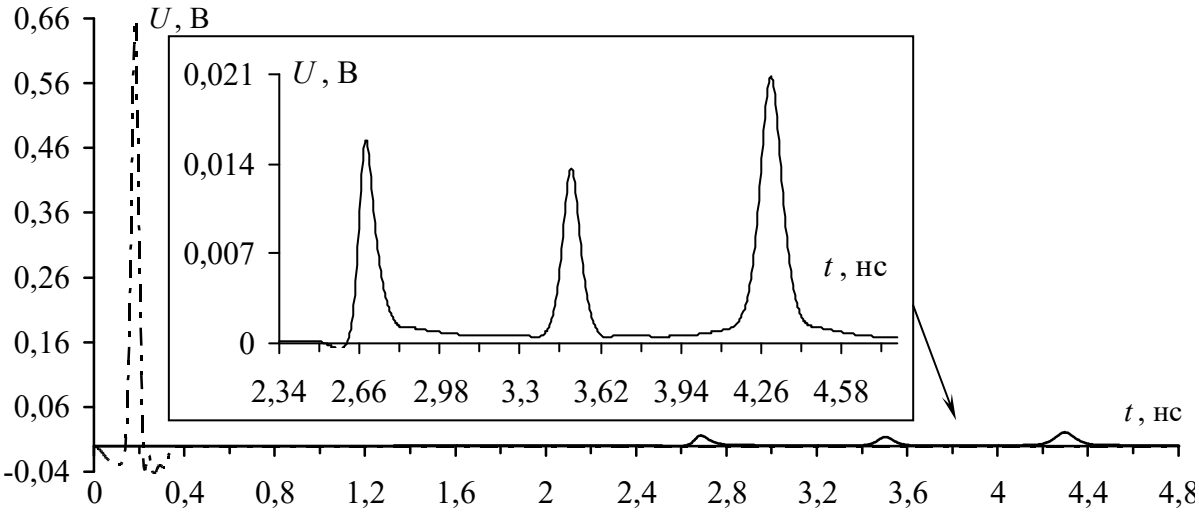



Рисунок 5.12 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе (—) 3-проводного микрополоскового МФ с параметрами, полученными в результате 5-критериальной оптимизации с помощью ГА с учетом массогабаритного критерия

Необходимо отметить, что при оптимизации 3-проводной структуры с использованием 5-критериальной целевой функции удалось улучшить ее характеристики не только по массогабаритным параметрам, но также и по амплитудным и временным критериям (за исключением интервально-временного критерия, где результаты незначительно хуже), так уровень амплитуды на выходе МФ после 5-критериальной оптимизации с учетом массогабаритного критерия на 47% меньше, чем в [243].

Можно отметить методическую значимость результатов данного подраздела:

1. Весьма общая 5-критериальная целевая функция с учетом критерия согласования пригодна для оптимизации любого многопроводного МФ.

2. Интервально-временной критерий для 4-проводного МФ получен в аналитическом виде.

3. Выравнивание временных интервалов между импульсами разложения апробировано.

4. Целевая функция с учетом массогабаритного критерия пригодна для оптимизации любого МФ.

Указанные результаты могут быть успешно применены для оптимизации одного из новых и перспективных вариантов 4-проводного МФ, названного зеркально-симметричным МФ [252]. В нем равенство амплитуд импульсов получается относительно легко, тогда как выравнивание интервалов между импульсами может потребовать оптимизации.

Отметим, что результаты комплексного исследования возможности (как отдельной, так и одновременной) оптимизации многопроводных МФ по разным критериям представлены в работе [253].

*Сформулированы общие многокритериальные целевые функции, отличающиеся тем, что они содержат в себе амплитудные и временные критерии, а также критерий согласования. Выполнена оптимизация четырех параметров 3-проводного микрополоскового МФ по четырем критериям. На выходе МФ получен сигнал с одинаковой разностью значений задержек соседних импульсов и коэффициентом ослабления 21,4 раза, который возможен для СКИ с*

*длительностью менее 0,6 нс. Представлены результаты оптимизации многопроводных МФ по разным критериям с разными весовыми коэффициентами. Предложен и сформулирован критерий согласования для оптимизации многопроводного МФ. Получена 5-критериальная целевая функция для 4-проводного микрополоскового МФ. Выполнена оптимизация пяти параметров 4-проводного микрополоскового МФ по пяти критериям. На выходе МФ, согласованного с трактом 50 Ом, получен сигнал с близкими разностями значений задержек соседних импульсов и коэффициентом ослабления 34,9 раза возможным не только для использованного СКИ с длительностью 65 пс, но и гораздо большей (около 100–200 пс) Получена 5-критериальная целевая функция, включающая в себя массогабаритный критерий для оптимизации любого МФ. Выполнена пробная параметрическая оптимизация 3-проводного МФ, показавшая улучшение характеристик.*

## 5.3 Влияние влагозащитного слоя

В данном подразделе рассматриваются МФ, устойчивые к внешним воздействиям, поскольку в предыдущих разделах и подразделах этот аспект не рассматривался [254, 255]. Целесообразно выполнить моделирование МФ с покрывающим слоем для повышения сопротивляемости МФ к внешним воздействиям.

За основу взят 3-проводный МФ из подраздела 5.1. Поперечное сечение исследуемого МФ в общем виде представлено на рисунке 5.13, а его эквивалентная схема – на рисунке 3.9*б*.

Выполнена оптимизация МФ посредством ЭП по критерию минимизации амплитуды напряжения на выходе линии. В результате получены оптимальные значения параметров $s_1$=200 мкм, $s_2$=640 мкм, при неизменных значениях $w$=1000 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм, толщина покрывающего слоя $h_O$=10 мкм, $\varepsilon_r$=4,5, относительная диэлектрическая проницаемость покрывающего слоя $\varepsilon_{rO}$=4, $l$=60 см, $R_Г$=$R_Н$=$R$=50 Ом.

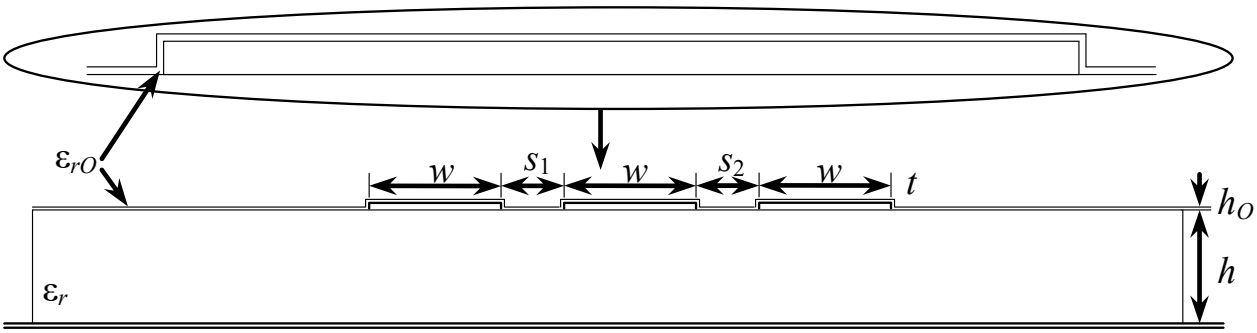



Рисунок 5.13 – Поперечное сечение (с увеличенным фрагментом проводника) 3-проводного МФ с влагозащитным покрытием

Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Учитывались потери в проводниках и диэлектриках. В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11 с амплитудой $E(t)$ 0,657 В, длительностью фронта – 28 пс, спада – 24 пс и плоской вершины – 12 пс (по уровням 0,1–0,9), при общей длительности (по уровню 0,5) – 36 пс. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 3-проводного МФ с покрывающим слоем и без него представлены на рисунке 5.14.

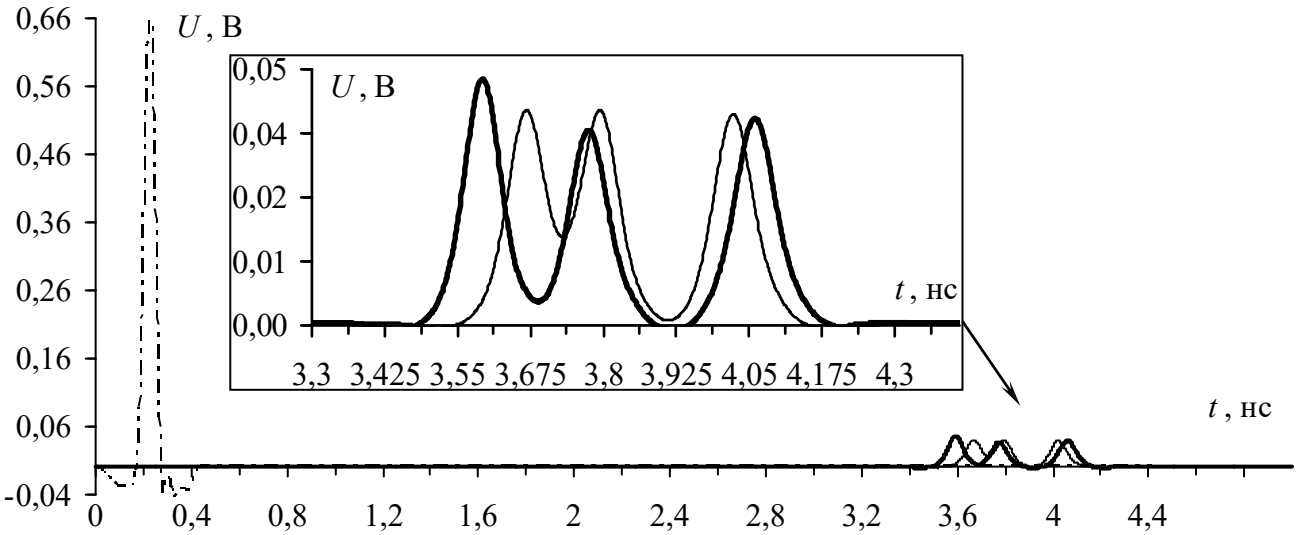



Рисунок 5.14 – $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ на выходе 3-проводного МФ с влагозащитным покрытием (—) и без него (—)

Амплитуда напряжения на выходе линии составила 0,04 В, что в 16,2 раза меньше амплитуды $E(t)$. Видно, что минимизация амплитуды, в данном случае,

достигнута путем выравнивания первого и второго импульсов на выходе линии. В дополнение, на рисунке 5.15 представлены вычисленные зависимости $U(t)$ на выходе 3-проводного МФ с покрывающим слоем при различных значениях $h_O$.

С ростом $h_O$ наблюдается уменьшение амплитуды напряжения первого, увеличение – второго и уменьшение – третьего импульсов на выходе линии. При $h_O$=10 мкм достигается выравнивание амплитуд первого и второго импульсов на выходе линии. Также наблюдается увеличение задержки с ростом $h_O$ для всех импульсов, тогда как задержка третьего импульса уменьшается.

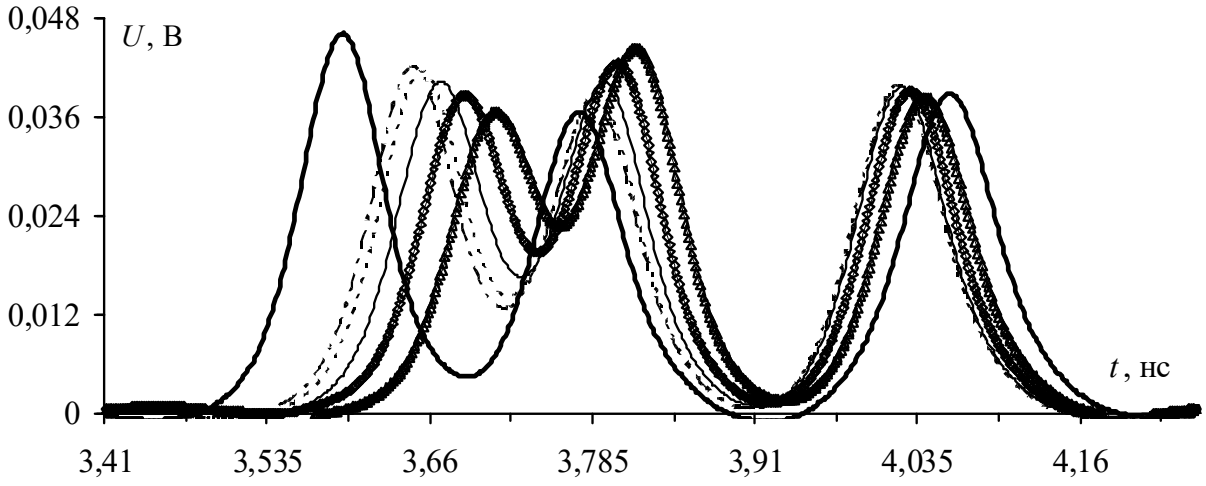


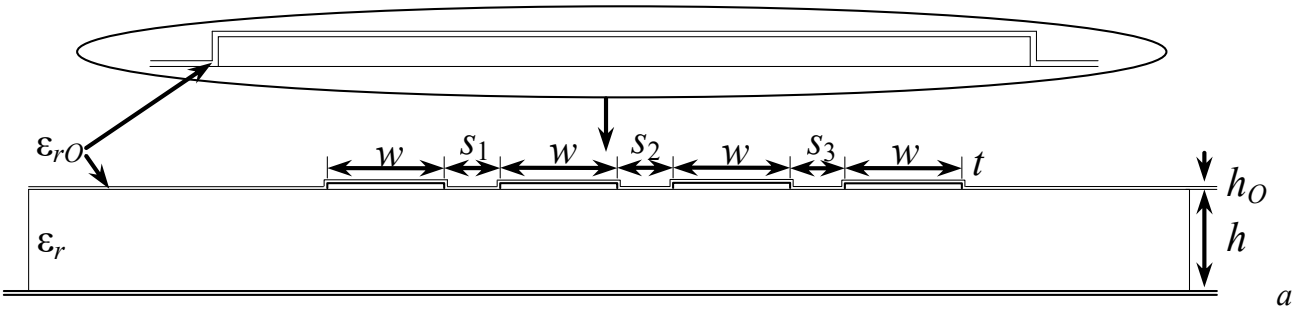

Рисунок 5.15 – $U(t)$ на выходе 3-проводного МФ с влагозащитным покрытием 2 (–·–), 5 (···), 10 (—), 15 (–♦–), 20 мкм (–▲–) и без него (—)

Также моделировался 4-проводный МФ из пункта 5.2.3. Его поперечное сечение с покрывающим слоем в общем виде, а также зависимости $E(t)$ и $U(t)$ входного сигнала представлены на рисунке 5.16, а эквивалентная схема – на рисунке 3.9*в*.

Параметры МФ (кроме $w$) взяты из пункта 5.2.3: $w$=1000 мкм, $s_1$=8 мкм, $s_2$=23 мкм и $s_3$=390 мкм, $t$=35 мкм, $h$=501 мкм. Значение $w$ оптимизировано посредством ЭП для увеличения максимальной длительности полностью разлагаемого входного импульса. Значение $h_O$ принято равным 2 мкм, $\varepsilon_r$=5 (стеклотекстолит), а $\varepsilon_{rO}$=4 при $l$=60 см, $R_Г$=$R_Н$=$R$=50 Ом.

Вычисление параметров МФ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях

распространяется Т-волна. Учитывались потери в проводниках (медь) и диэлектриках (тангенс угла диэлектрических потерь подложки и покрывающего слоя принят равным 0,03). В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11 с амплитудой $E(t)$ 0,657 В. Длительность фронта – 28 пс, спада – 24 пс и плоской вершины – 12 пс (по уровням 0,1–0,9), так что общая длительность (по уровню 0,5) – 36 пс. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе 4-проводного МФ с покрывающим слоем представлены на рисунке 5.17, а зависимости $U(t)$ на выходе при различных значениях $h_O$ – на рисунке 5.18.



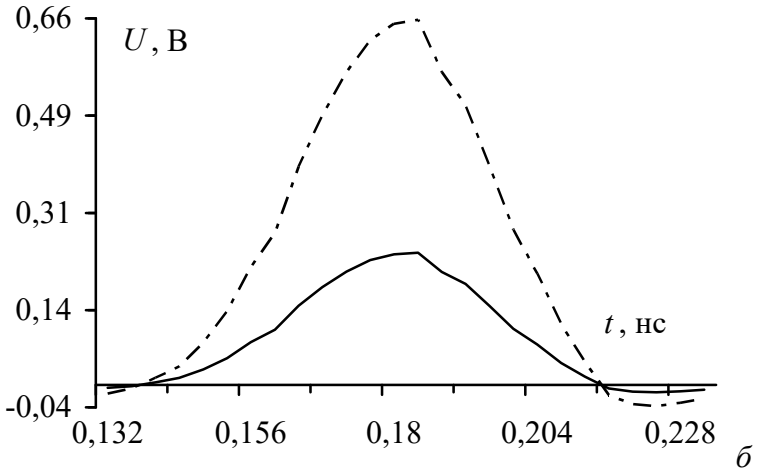




Рисунок 5.16 – Поперечное сечение с увеличенным фрагментом проводника (*а*), $E(t)$ (–·–) и $U(t)$ (—) на входе (*б*) 4-проводного МФ с влагозащитным покрытием

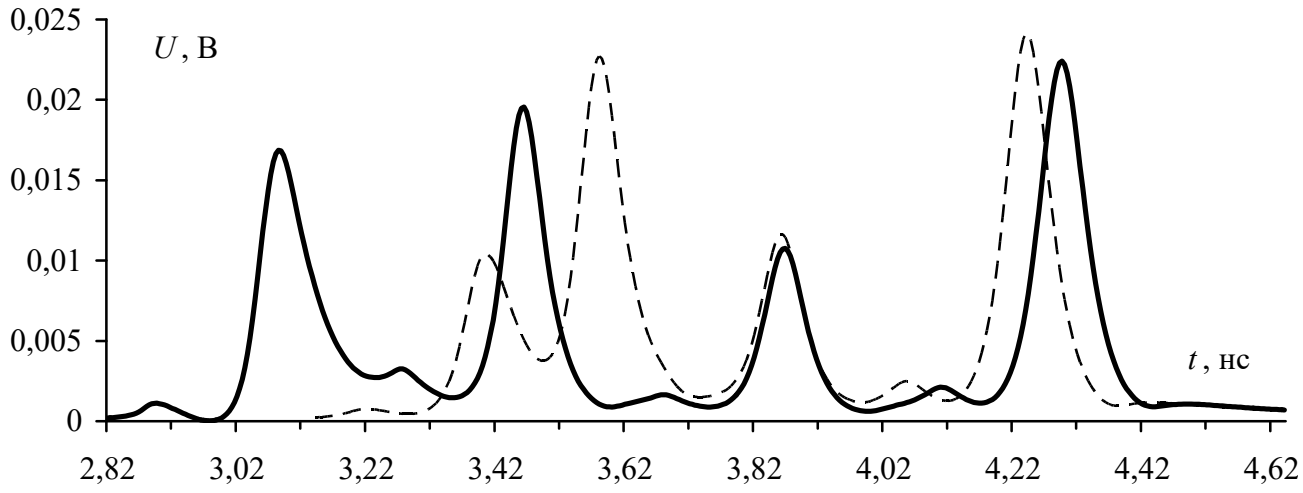



Рисунок 5.17 – $U(t)$ на выходе 4-проводного МФ
с влагозащитным покрытием (– –) и без него (—)

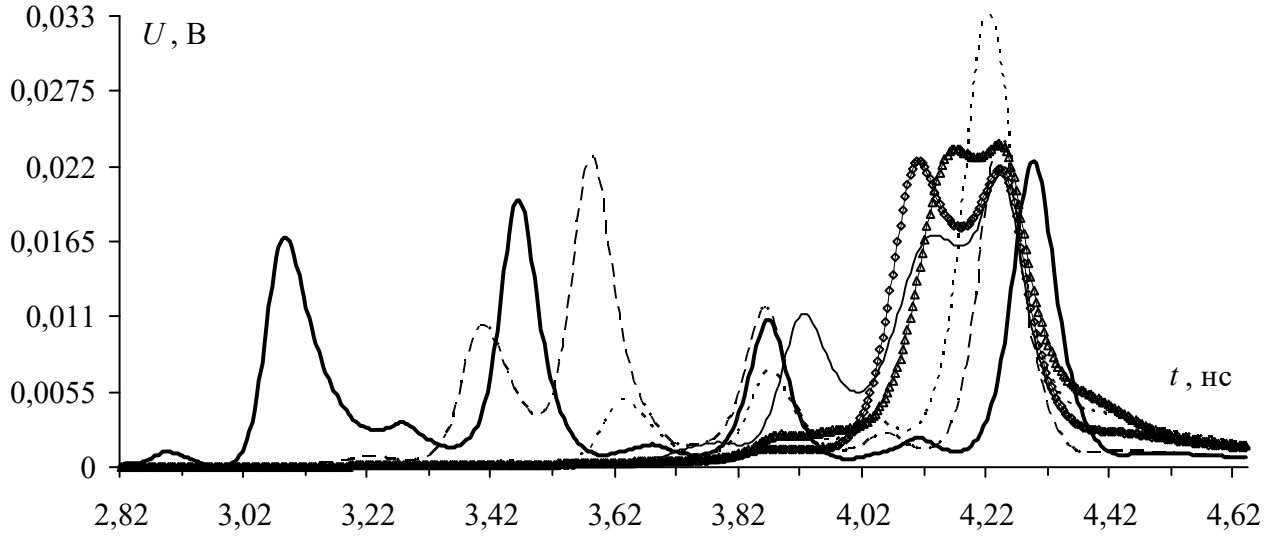



Рисунок 5.18 – $U(t)$ на выходе 4-проводного МФ с влагозащитным покрытием
2 (– –), 5 (···), 10 (—), 15 (–♦–), 20 мкм (–▲–) и без него (—)

Из рисунка 5.17 видно, что max($U(t)$) на выходе линии составила 0,023 В, что в 28 раз меньше амплитуды $E(t)$. Минимизация амплитуды достигнута путем относительного выравнивания второго и четвертого импульсов. Между тем покрывающий слой влечет за собой уменьшение разностей задержек импульсов, что ведет к частичному наложению импульсов, и, как следствие, увеличению max($U(t)$). Можно отметить тенденцию сближения первых двух импульсов из-за увеличения их значений $\tau_i$ при моделировании с учетом покрывающего слоя, что

видно из рисунков 5.14, 5.17. Между тем наблюдается уменьшение значения $\tau_i$ последних импульсов (рисунки 5.14, 5.17) при моделировании с учетом покрывающего слоя.

Из рисунка 5.18 видно, что с ростом $h_O$ задержка первых трех импульсов сильно возрастает, тогда как задержка четвертого импульса возрастает незначительно. Между тем с ростом $h_O$ также наблюдается уменьшение амплитуд первых трех импульсов, однако, из-за малого значения разностей $\tau_i$ между импульсами, происходит их наложение, и, как следствие, рост результирующей амплитуды. В результате показано, что покрывающий слой ухудшает характеристики модальной фильтрации, однако, оптимизацией параметров можно контролировать влияние влагозащитного слоя для конкретной задачи.

*Рассмотрено моделирование многопроводных МФ, отличающееся учетом влагозащитного покрывающего слоя. Выполнены моделирование и оптимизация посредством ЭП МФ с покрывающим слоем (лак ЭП-9114): 3-проводного – с коэффициентом ослабления 16,2 раза импульса до 100 пс, а также 4-проводного – с коэффициентом ослабления 28 раз импульса с длительностью до 180 пс. Полагается, что при покрытии МФ обеспечивается его защита (в том числе от коррозии, взаимодействия с химическими веществами и температурного воздействия от –60°С до +125°С) и влагоизоляция, что позволяет, в перспективе, использовать его в широком спектре областей, в том числе, космической.*

## 5.4 Основные результаты раздела

1. Представлены результаты оптимизации 3-проводного МФ на основе МПЛ, отличающиеся последовательным использованием ЭП и ГА при оптимизации. При оптимизации двух параметров с помощью ГА достигнута минимальная амплитуда напряжения на выходе 0,03619 В, что на 0,6% меньше полученного при оптимизации одного параметра и на 13% меньше полученного в результате ЭП. Поэтому целесообразно использовать комплексную оптимизацию,

которая должна включать ЭП и ГА. Использование ЭП для выявления конкретных граничных значений параметров, а затем оптимизации с помощью ГА, поможет уменьшить вычислительные затраты оптимизационного процесса.

2. Сформулированы общие многокритериальные целевые функции, содержащие в себе амплитудные и временные критерии, а также критерий согласования. Выполнена оптимизация четырех параметров 3-проводного микрополоскового МФ по четырем критериям. На выходе МФ получен сигнал с одинаковой разностью значений задержек соседних импульсов и коэффициентом ослабления 21,4 раза, который возможен для СКИ с длительностью менее 0,6 нс. Представлены результаты оптимизации многопроводных МФ по разным критериям с разными весовыми коэффициентами. Предложен и сформулирован критерий согласования для оптимизации многопроводных МФ. Выполнена оптимизация пяти параметров 4-проводного микрополоскового МФ по пяти критериям. На выходе МФ, хорошо согласованного с трактом 50 Ом, получен сигнал с близкими разностями значений задержек соседних импульсов и коэффициентом ослабления 34,9 раза возможным не только для СКИ с длительностью 65 пс, но и гораздо большей (около 100–200 пс). Получена 5-критериальная целевая функция, включающая в себя массогабаритный критерий для оптимизации любого МФ. Выполнена параметрическая оптимизация 3-проводного МФ, показавшая улучшение характеристик.

3. Рассмотрено моделирование многопроводных МФ, отличающееся учетом влагозащитного покрывающего слоя. Выполнены моделирование и оптимизация посредством ЭП МФ с покрывающим слоем (лак ЭП-9114): 3-проводного – с коэффициентом ослабления 16,2 раза импульса до 100 пс, а также 4-проводного – с коэффициентом ослабления 28 раз импульса с длительностью до 180 пс. Полагается, что при покрытии МФ обеспечивается его защита (в том числе от коррозии, взаимодействия с химическими веществами и температурного воздействия от –60°С до +125°С) и влагоизоляция, что позволяет, в перспективе, использовать его в широком спектре областей, в том числе, космической.

# 6. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОПРОВОДНЫХ ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР ДЛЯ РАСЩЕПЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В СИСТЕМАХ ЕГО ГЕНЕРАЦИИ

Данный раздел посвящена использованию полосковых структур в системах генерации СКИ [256]. Рассмотрено использование многопроводных полосковых линий (ПЛ) в задачах формирования цуга биполярных и униполярных импульсов. Исследованы зеркально-симметричная и 5-проводная микрополосковая структуры, а также различные конфигурации, представляющие из себя каскадные соединения указанных ПЛ [257].

## 6.1 Подходы к моделированию

Для моделирования выбраны многопроводные ПЛ, состоящие из 4–5 проводников, детальное исследование которых, в т.ч. натурный эксперимент во временной области, представлено в работах [192, 236, 238, 253]. Сначала построены геометрические модели поперечного сечения ПЛ. Затем вычислены матрицы погонных коэффициентов **C** и **L**. Потери рассчитывались согласно методикам, описанным в подразделе 3.3. Далее составлена схема для моделирования, заданы нагрузки и воздействие, а также вычислен временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров.

Поперечные сечения указанных линий в общем виде представлены на рисунках 2.1*д*, 4.7*а*. Эквивалентные схемы указанных ПЛ представлены на рисунках 3.9*в*, *г*. При моделировании одиночных отрезков зеркально-симметричной и 5-проводной структур значения сопротивлений ($R_Г$, $R_Н$ и $R$) приняты равными 50 Ом при $l$=1 м.

Допускалось, что в рассматриваемых ПЛ распространяется Т-волна. Вычисление параметров ПЛ и зависимостей $U(t)$ выполнялось в программном продукте, который дает приемлемую точность и не требует высоких

вычислительных затрат – TALGAT [258], в котором реализованы перечисленные выше модели и шаги.

В качестве входного воздействия использовался источник трапециевидных импульсных сигналов с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 1 нс, (общая длительность 3 нс, для приближения к типовому СКИ) с амплитудой $E(t)$ 100 В. Поскольку в работе рассматривается формирование цуга колебаний не только биполярных, но и униполярных импульсов, данные ПЛ рассмотрены не только в одиночном виде, но и в различных каскадных исполнениях. Эквивалентные схемы таких структур представлены на рисунке 6.1.

Рассматривались следующие 5 конфигураций каскадного подключения:

1) 3 последовательно включенных отрезка зеркально-симметричной структуры (рисунок 6.1*а*);

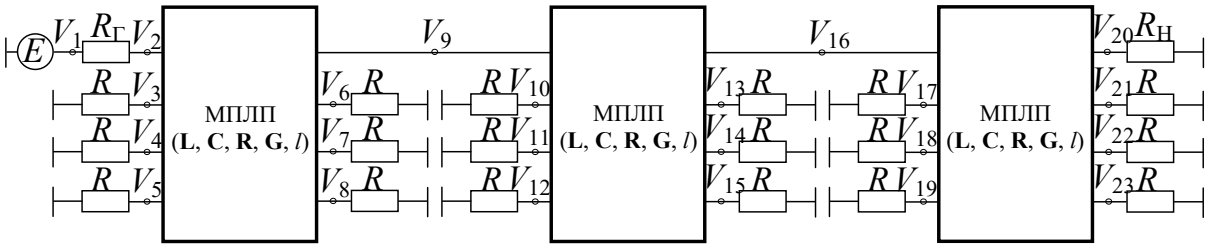
2) 3 последовательно включенных отрезка 5-проводной структуры с активным крайним проводником (рисунок 6.1*б*);

3) 3 последовательно включенных отрезка 5-проводной структуры с активным центральным проводником (рисунок 6.1*в*);

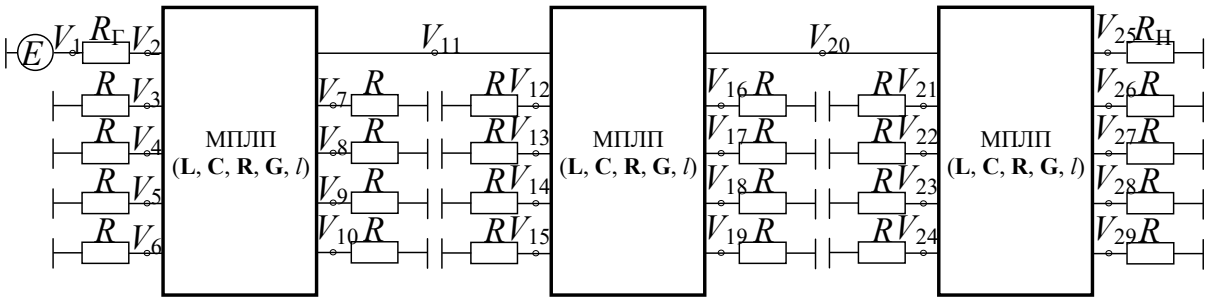
4) 3 последовательно включенных отрезка 5-проводной структуры с 2-я активными крайними проводниками (рисунок 6.1*г*);

5) 4 отрезка 5-проводной структуры (рисунок 6.1*д*).

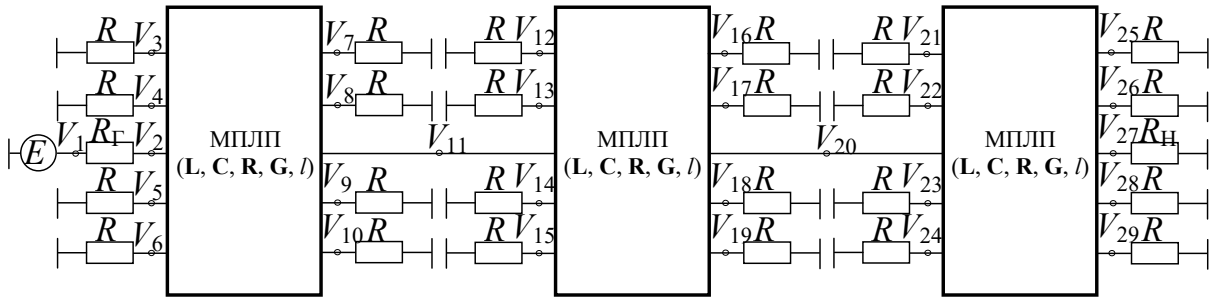
Известно, что при каскадном соединении ПЛ из $N$ проводников происходит последовательное деление каждого импульса на $N$ импульсов меньшей амплитуды. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом по времени, если разность задержек мод у каждого последующего отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у предыдущего. Например, последовательное соединение двух отрезков ПЛ из $N$ проводников приведет при определенных условиях к разложению на $N^2$ импульсов [259]. Поэтому при каскадном подключении конфигураций 1–4 длина каждого следующего отрезка в 2 раза больше предыдущего ($l_1$=0,2 м, $l_2$=0,4 м и $l_3$=0,8 м, так что $l_\Sigma$=1,4 м). Из-за специфики подключения конфигурации 5, длины отрезков приняты $l_1$=0,4 м, $l_2$=0,4 м, $l_3$=0,4 м и $l_4$=0,8 м, так что $l_\Sigma$=2 м.


E
V1 Rг V2
R V3
R V4
R V5
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V9
V6 R
V7 R
V8 R
R V10
R V11
R V12
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V16
V13 R
V14 R
V15 R
R V17
R V18
R V19
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V20 Rн
V21 R
V22 R
V23 R

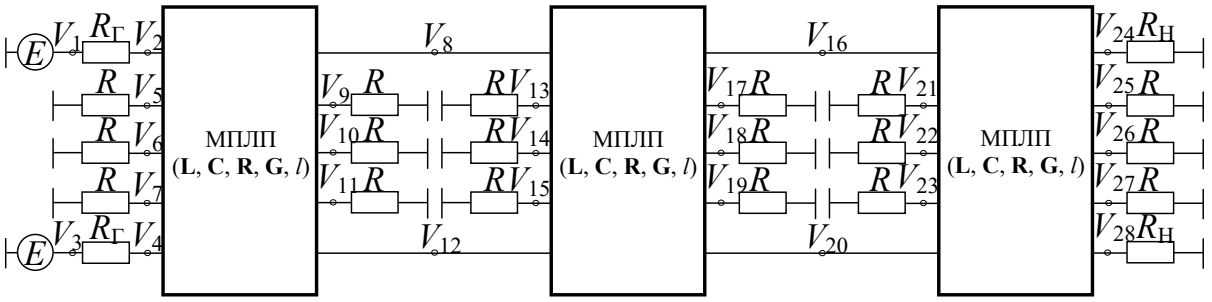
*а*


E
V1 Rг V2
R V3
R V4
R V5
R V6
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V11
V7 R
V8 R
V9 R
V10 R
R V12
R V13
R V14
R V15
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V20
V16 R
V17 R
V18 R
V19 R
R V21
R V22
R V23
R V24
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V25 Rн
V26 R
V27 R
V28 R
V29 R

*б*


R V3
R V4
E
V1 Rг V2
R V5
R V6
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V7 R
V8 R
V11
V9 R
V10 R
R V12
R V13
R V14
R V15
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V16 R
V17 R
V20
V18 R
V19 R
R V21
R V22
R V23
R V24
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V25 R
V26 R
V27 Rн
V28 R
V29 R

*в*


E
V1 Rг V2
R V5
R V6
R V7
E
V3 Rг V4
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V8
V9 R
V10 R
V11 R
R V13
R V14
R V15
V12
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V16
V17 R
V18 R
V19 R
R V21
R V22
R V23
V20
МПЛП
(L, C, R, G, l)
V24 Rн
V25 R
V26 R
V27 R
V28 Rн

*г*

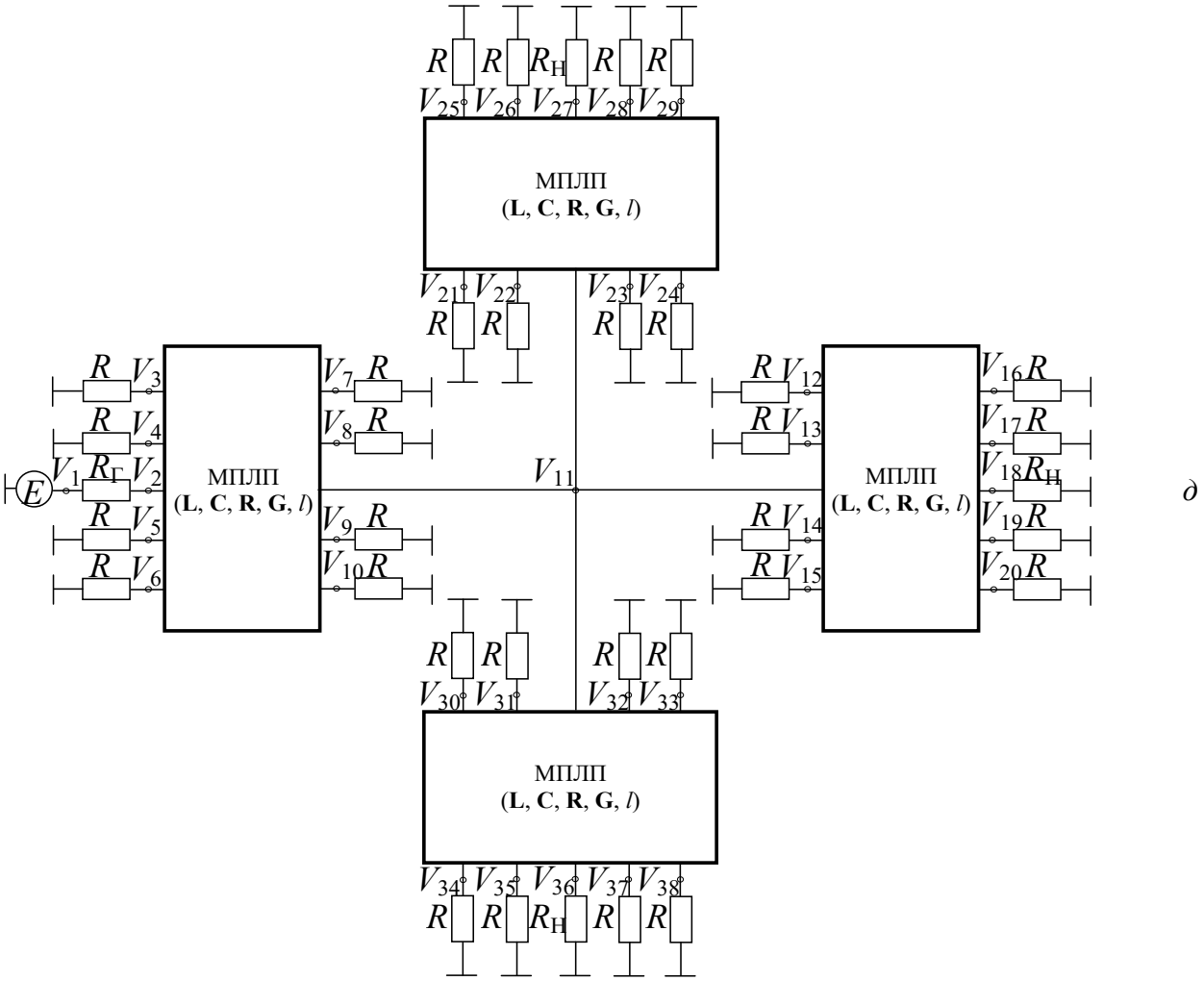


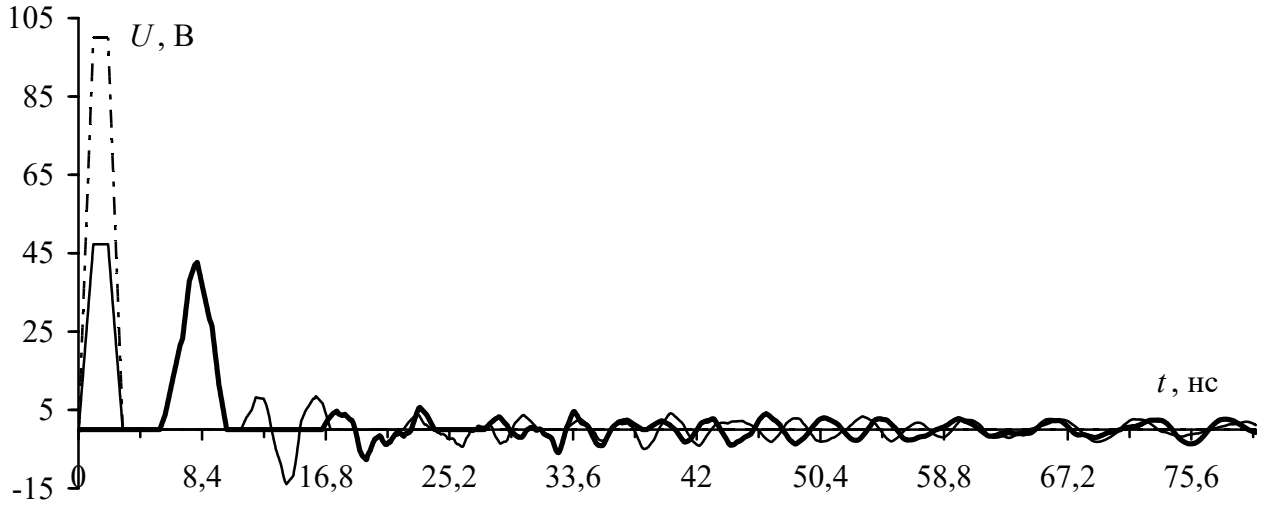

Рисунок 6.1 – Эквивалентные схемы каскадного включения 3-х зеркально-симметричных структур (*а*), 3-х 5-проводных структур с активным крайним проводником (*б*), 3-х 5-проводных структур с активным центральным проводником (*в*), 3-х 5-проводных структур с активными крайними проводниками (*г*) и 4-х 5-проводных структур с активным центральным проводником (*д*)

## 6.2 Формирование цуга биполярных импульсов в многопроводных полосковых линиях

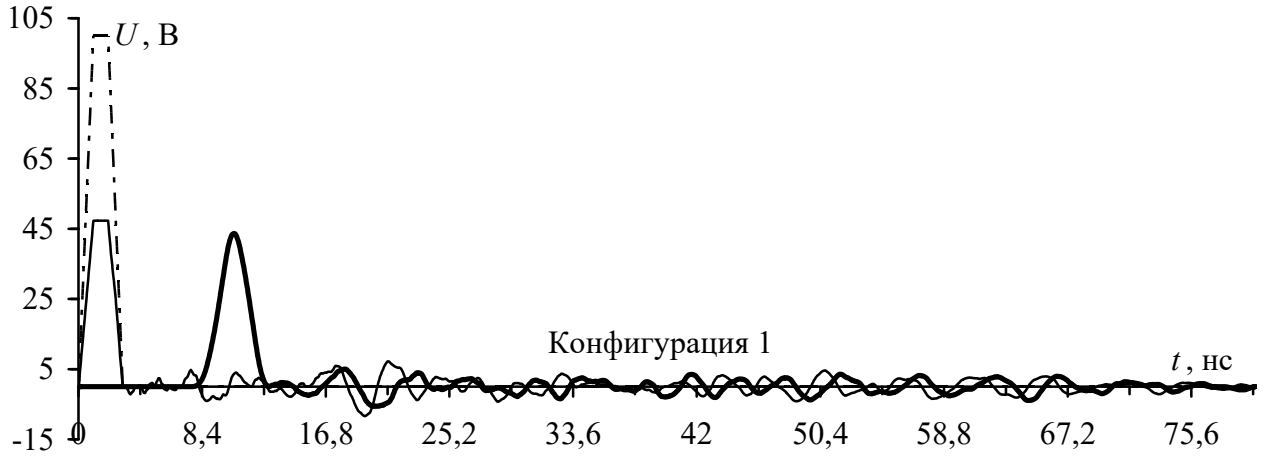
Для формирования цуга биполярных импульсов задавался режим ХХ на концах пассивных проводников посредством задания $R$=10 кОм. Эквивалентные

схемы исследуемых структур отдельно представлены на рисунках 3.9*в*, *г*, а их каскадного подключения – на рисунке 6.1.

Моделирование выполнялось при значениях параметров поперечного сечения зеркально-симметричной структуры $s$=200 мкм, $w$=1800 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм и $\varepsilon_r$=4,5. У 5-проводной отличалась только ширина проводников ($w_i$=1000 мкм). На рисунках 6.2–6.4 представлены зависимости $U(t)$, полученные при моделировании различных ПЛ.



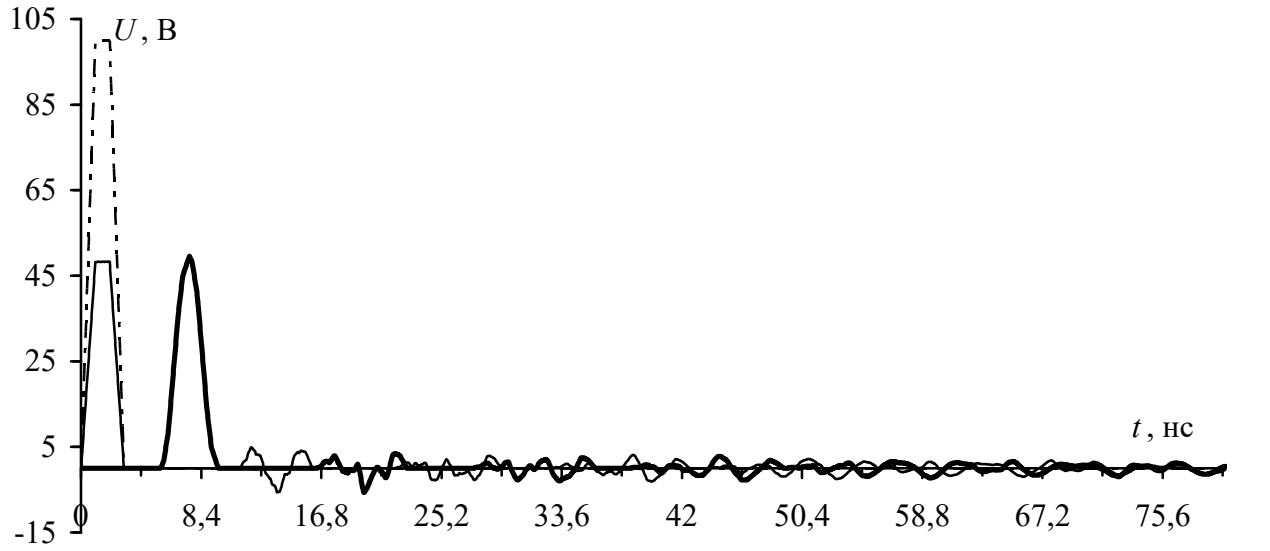

*а*



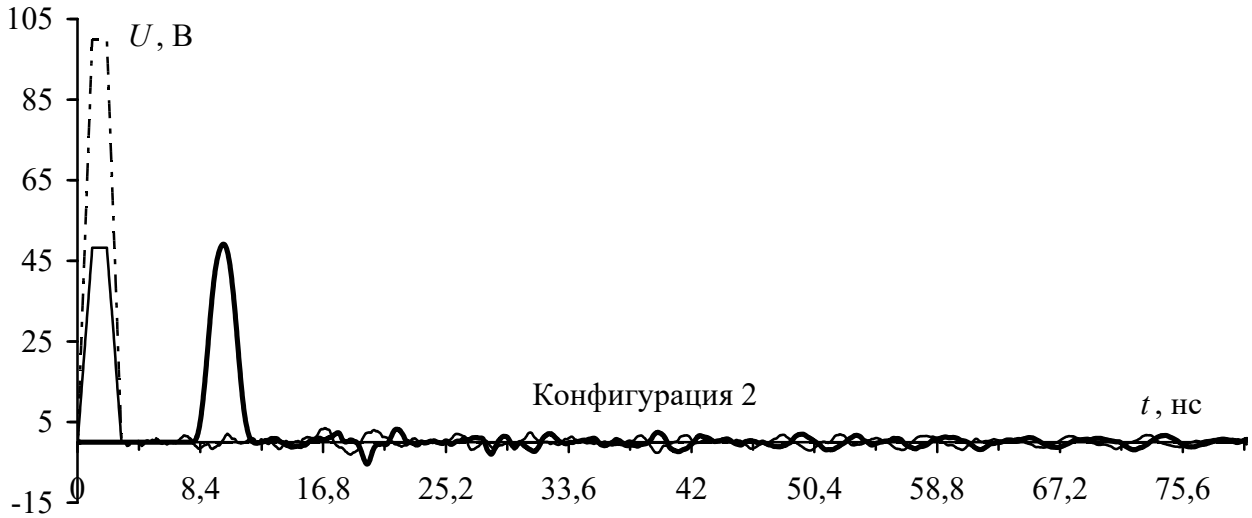

*б*

Рисунок 6.2 – $E(t)$ (-·-), $U(t)$ на входе (—) и выходе (—) зеркально-симметричной линии (*а*) и структуры из 3-х последовательно включенных зеркально-симметричных линий (*б*)

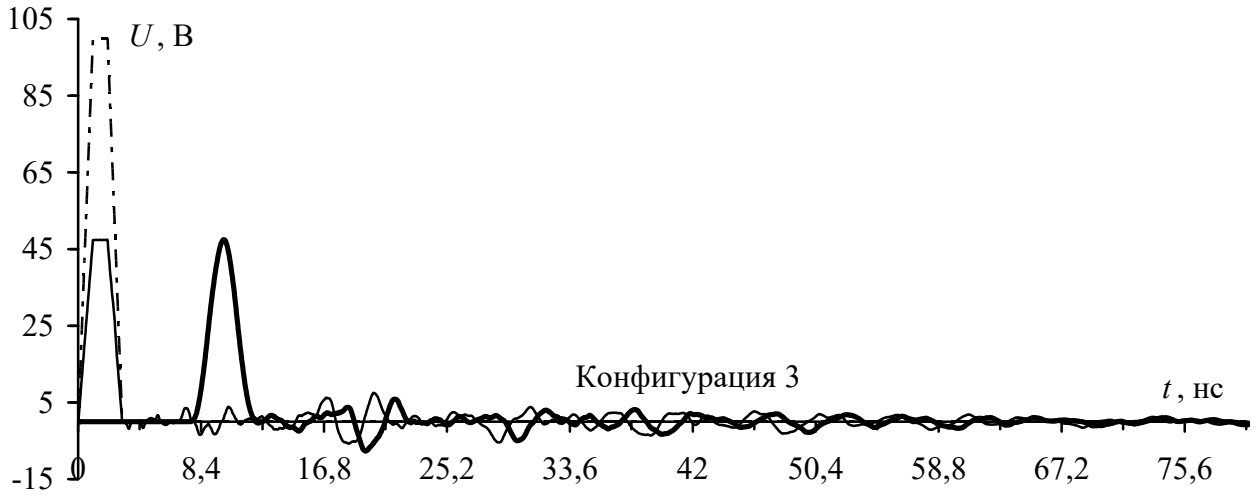
На основе полученных зависимостей вычислен максимальный энергетический КПД формирования цуга затухающих колебаний (отношение энергии выходного и входного сигналов) для двух случаев: выходного сигнала с учетом основного импульса, пришедшего в конец ПЛ (который имеет наибольшую энергию) и без него. Для отрезка зеркально-симметричной линии он составил 71,12% и 2,7%, конфигурации 1 – 87,63% и 8,38%, 5-проводной линии – 87,2% и 1,3%, конфигурации 2 – 92,2% и 2,89%, конфигурации 3 – 93,3% и 5,7%, конфигурации 4 – 94,2% и 4,5%, а также 94,23% и 4,49% (поскольку в данной конфигурации 2 активных крайних проводника) и конфигурации 5 – 47,6% и 6,8%.



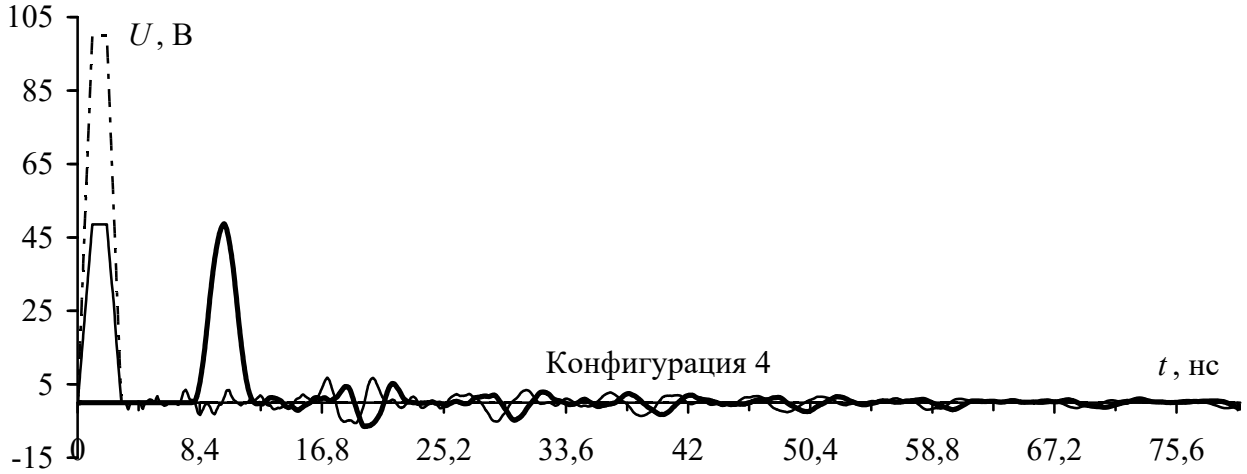

*а*




*б*




*в*




*г*

Рисунок 6.3 – $E(t)$ (-·-), $U(t)$ на входе (—) и выходе (—) 5-проводной линии (*а*), структуры из 3-х последовательно включенных 5-проводных линий с активным крайним проводником (*б*), структуры из 3-х последовательно включенных 5-проводных линий с активным центральным проводником (*в*) и структуры из 3-х последовательно включенных 5-проводных линий с активными крайними проводниками (*г*)

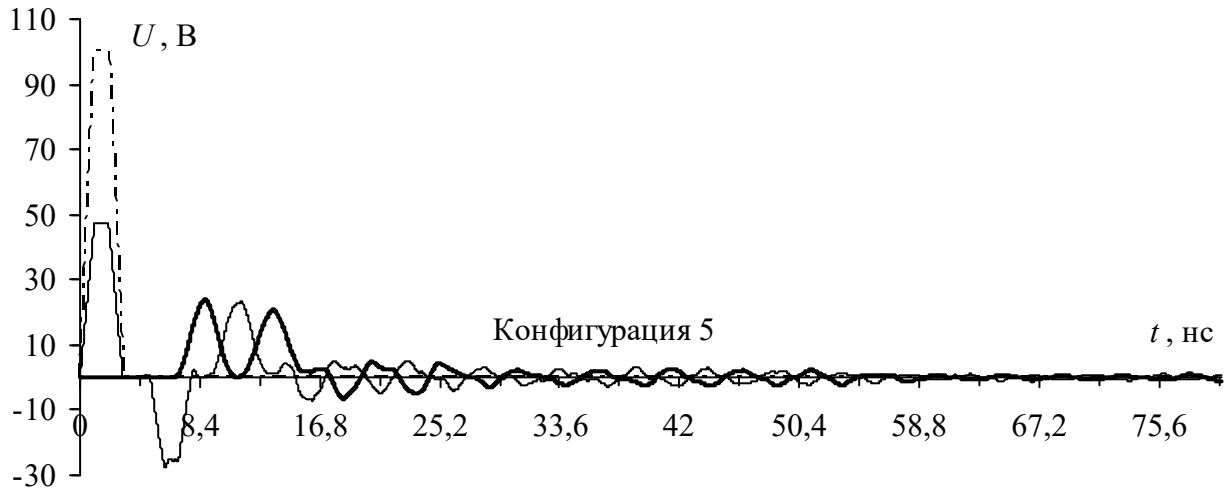



Рисунок 6.4 – $E(t)$ (-·-), $U(t)$ на входе (—) и выходе (—)

4-х отрезков 5-проводных структур с активным центральным проводником

Наиболее выраженный уровень цуга биполярных импульсов, а также наибольшее значение (8,38%) КПД преобразования (без основного импульса, пришедшего в конец ПЛ) достижим при моделировании последовательного каскадного соединения зеркально-симметричной структуры (конфигурация 1). Также приемлемый результат наблюдается при моделировании конфигурации 5, состоящей из каскадного включения 4 отрезков 5-проводной структуры.

Наилучший уровень КПД преобразования (конфигурация 1), вероятно, получен ввиду соблюдения симметрии поперечного сечения ПЛ. Также приемлемый уровень КПД преобразования (конфигурации 5), очевидно, получен ввиду разложения входного импульса (узел $V_2$) на два импульса в конце структуры (в остальных структурах и конфигурациях разложения не наблюдалось), которые впоследствии, наводясь на пассивные проводники, из-за сильной связи, претерпевали отражения от нагрузок, формируя тем самым цуг биполярных импульсов. Между тем в остальных конфигурациях 5-проводных структур КПД преобразования не превышает 5,7% (конфигурация 3).

*Следует отметить, что колебания носят негармонический и в некоторых случаях непериодический характер, а также содержат долю энергии вблизи нулевой частоты.*

## 6.3 Формирование цуга униполярных импульсов в многопроводных полосковых линиях

При формировании цуга колебаний униполярных импульсов обеспечивалась симметрия нагрузок путем задания $R_Г$, $R_Н$ и $R$ равными 50 Ом. Отметим, что в ПЛ идет только напряжение с узла $V2$ (рисунки 2.1*г*, *д*), амплитуда которого напрямую зависит от согласованности ПЛ с трактом включения, и именно относительно этого значения оценивается ослабление сигнала защитными устройствами, включенными в тракт. На данном этапе исследования согласованность ПЛ (как одиночных, так и в каскадном исполнении) с трактом не соблюдалась. Эквивалентные схемы исследуемых структур представлены на рисунках 3.9*в*, *г*, также исследовались эквивалентная схема 5-проводной линии с активным центральным проводником (рисунок 2.6, но с учетом потерь через матрицы **R** и **G**) и конфигурации 1–3 (рисунок 6.1*а–в*).

Моделирование выполнялось при следующих значениях параметров поперечного сечения: $s$=450 мкм, $w$=2000 мкм, $t$=18 мкм, $h$=500 мкм и $\varepsilon_r$=20 для зеркально-симметричной структуры; $s_1$=10 мкм, $s_2$=50 мкм, $s_3$=200 мкм, $s_4$=850 мкм, $w_i$=1000 мкм, $t$=35 мкм, $h$=500 мкм и $\varepsilon_r$=20 для 5-проводной структуры с активным крайним проводником и $s_1$=200 мкм, $s_2$=100 мкм, $s_3$=10 мкм, $s_4$=100 мкм, $w_i$=1000 мкм, $t$=35 мкм, $h$=500 мкм и $\varepsilon_r$=20 для 5-проводной структуры с активным центральным проводником. При моделировании временного отклика одиночных отрезков зеркально-симметричной структуры, 5-проводной структуры с активным крайним проводником и 5-проводной структуры с активным центральным проводником в качестве входного воздействия использовался источник трапециевидных импульсных сигналов с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс, (общая длительность 150 пс) с амплитудой $E(t)$ 100 В. На рисунках 6.5, 6.6 представлены зависимости $U(t)$, полученные при моделировании структур: зеркально-симметричной, 5-проводной с активным

крайним проводником и 5-проводной с активным центральным проводником, а также конфигураций 1–3.

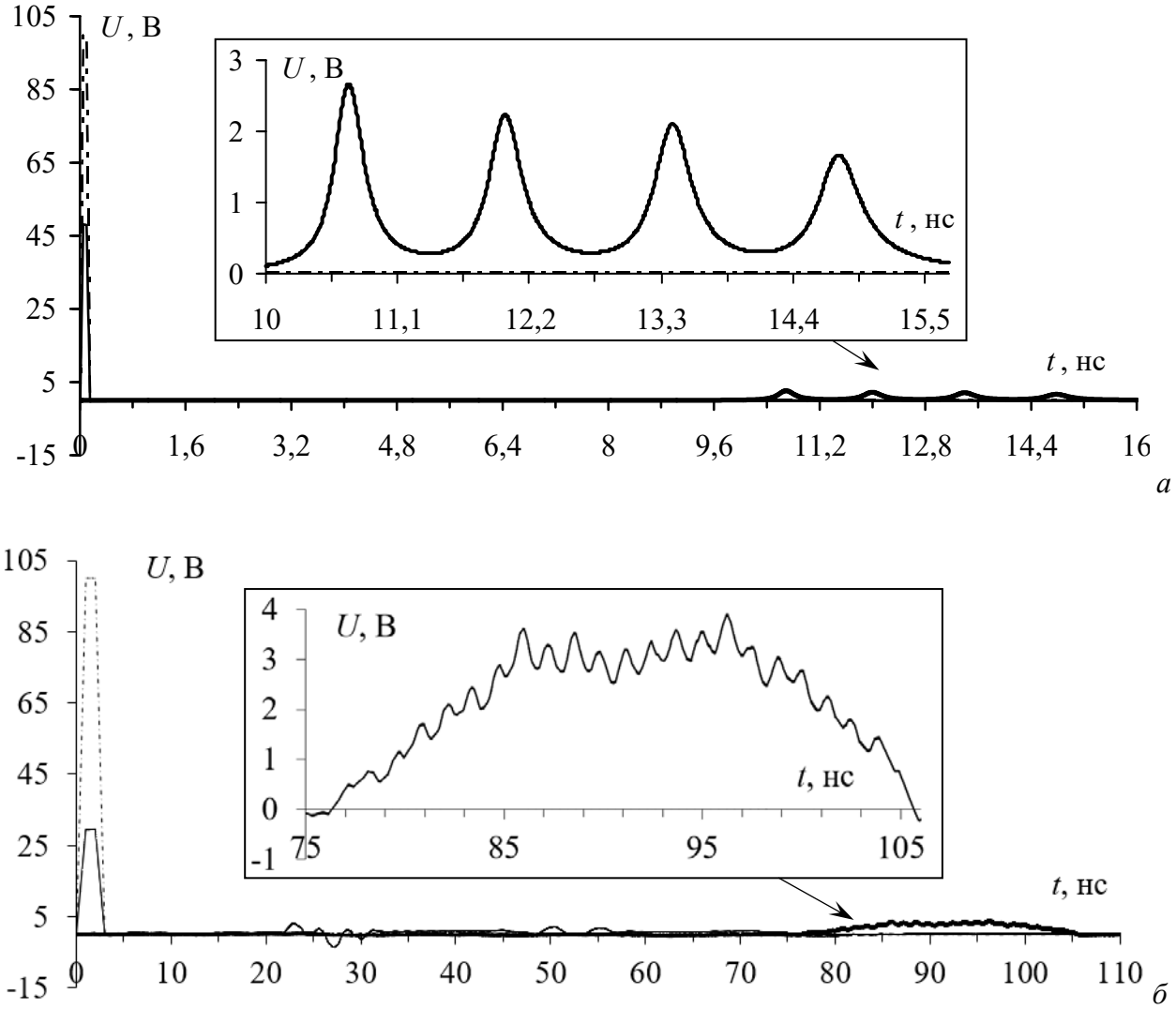
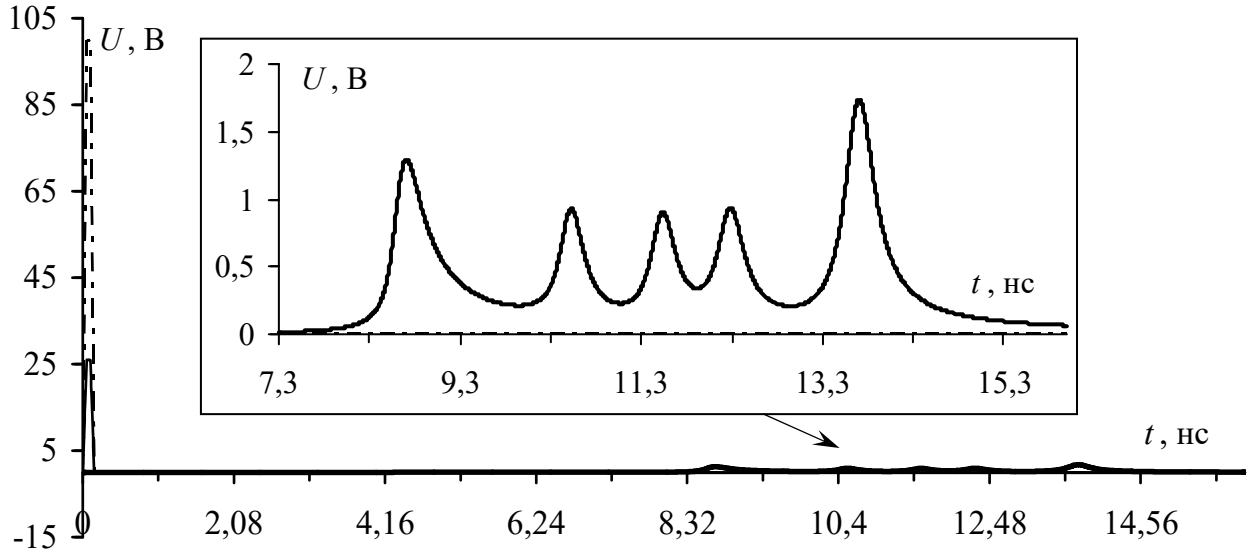
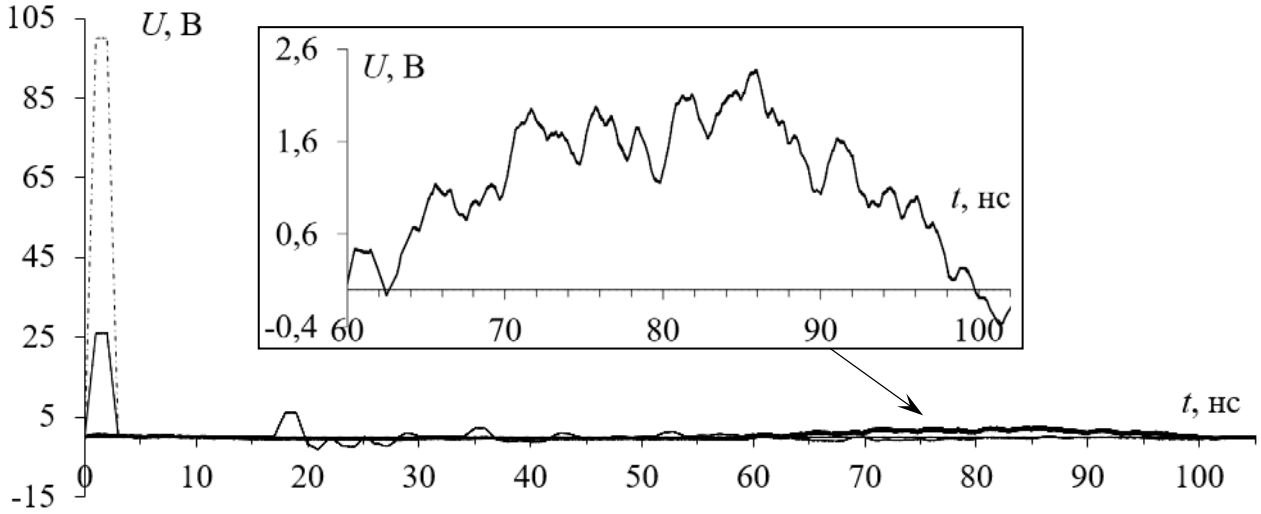


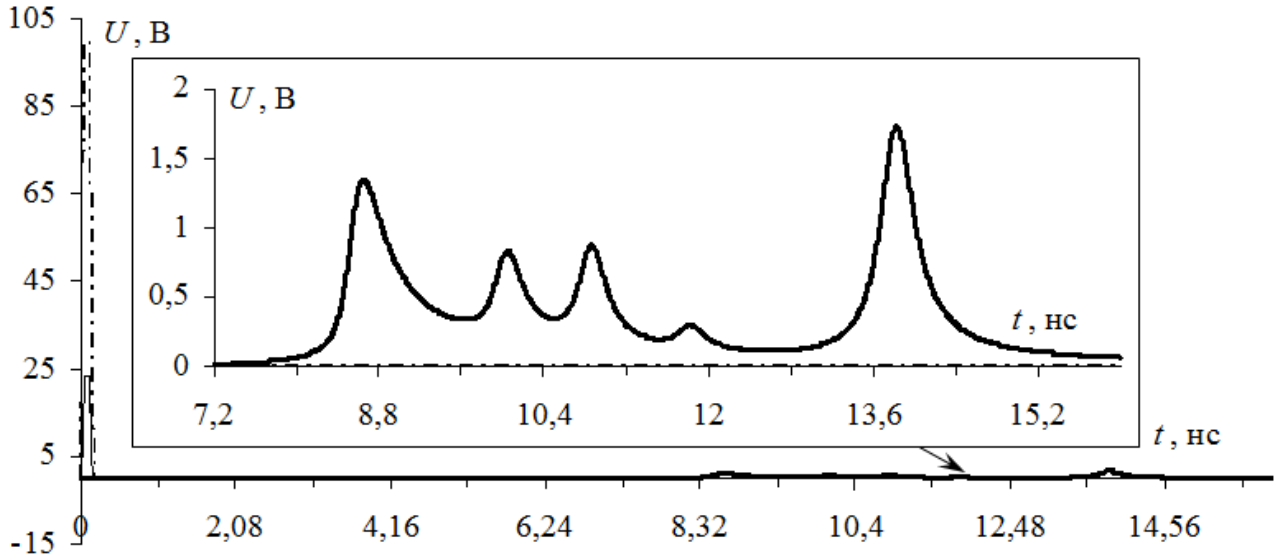

Рисунок 6.5 – $E(t)$ (-·-), $U(t)$ на входе (—) и выходе (—) зеркально-симметричной линии (*а*) и структуры из 3-х последовательно включенных зеркально-симметричных линий (*б*)


105
85
65
45
25
5
-15
U , В
0
2,08
4,16
6,24
8,32
10,4
12,48
14,56
t , нс
2
1,5
1
0,5
0
U , В
7,3
9,3
11,3
13,3
15,3
t , нс

*а*


105
85
65
45
25
5
-15
U, В
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
t, нс
2,6
1,6
0,6
-0,4
U, В
60
70
80
90
100
t, нс

*б*


105
85
65
45
25
5
-15
U , В
0
2,08
4,16
6,24
8,32
10,4
12,48
14,56
t , нс
2
1,5
1
0,5
0
U , В
7,2
8,8
10,4
12
13,6
15,2
t , нс

*в*

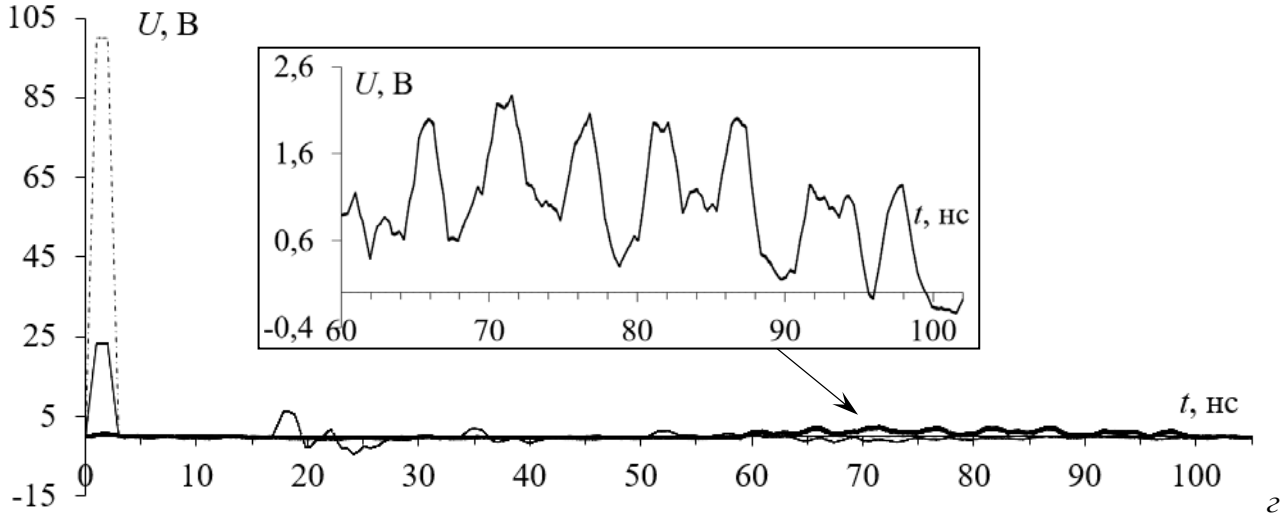



Рисунок 6.6 – $E(t)$ (-·-), $U(t)$ на входе (—) и выходе (—) 5-проводной линии с активным крайним проводником (*а*), структуры из 3-х последовательно включенных 5-проводных линий с активным крайним проводником (*б*), 5-проводной линии с активным центральным проводником (*в*) и структуры из 3-х последовательно включенных 5-проводных линий с активным центральным проводником (*г*)

На основе полученных зависимостей также вычислен максимальный энергетический КПД преобразования цуга колебаний для зависимостей $U(t)$, полученных при каскадном соединении ПЛ. Для конфигурации 1 он составил 16,6%, конфигурации 2 – 12,1%, конфигурации 3 – 11,9%.

Формирование цуга колебаний униполярных импульсов в ПЛ достигалось с помощью эффекта модальной фильтрации [84]. Однако есть и отличия: модальная фильтрация предполагает полное разложение входного воздействия на последовательность импульсов, в которой общая длительность импульса меньше модуля разности задержек распространяющихся мод в ПЛ, тогда как при формировании цуга колебаний униполярных импульсов это условие выполнялось не полностью. Кроме того, на $U(t)$ оказывают влияние дисперсия и потери в проводниках и диэлектрике, что приводит к «завалу» фронта и спада каждого выходного импульса, т.е. происходит их частичное наложение, которое и формирует цуг колебаний униполярных импульсов.

Отметим, что конфигурация 1 является наиболее приемлемой (рисунок 6.5*б*), поскольку в ней наблюдается не только максимальный энергетический КПД преобразования (16,6%), но и периодический характер колебаний.

*Представлены результаты исследования многопроводных ПЛ в задачах формирования цуга биполярных и униполярных импульсов. Влияние потерь в линии приводит к уменьшению амплитуды импульсов разложения и увеличению их длительности из-за дисперсии. При этом энергия на выходе многопроводных линий составляет 8–16% от энергии входного импульса. Между тем в линии нет нелинейных элементов, обогащающих спектр импульса. Однако наличие существенных потерь в линии позволяет предположить, что добавление в линию нелинейных обостряющих элементов не позволит существенно увеличить КПД в предложенных конфигурациях многопроводных ПЛ.*

## 6.4 Основные результаты раздела

1. При формировании цуга биполярных импульсов, они носят негармонический и в некоторых случаях непериодический характер, а также содержат долю энергии вблизи нулевой частоты.

2. Представлены результаты исследования многопроводных ПЛ в задачах формирования цуга биполярных и униполярных импульсов. Влияние потерь в линии приводит к уменьшению амплитуды импульсов разложения и увеличению их длительности из-за дисперсии. При этом энергия на выходе многопроводных линий составляет 8–16% от энергии входного импульса. Здесь нужно отметить отсутствие в линии нелинейных элементов, обогащающих спектр импульса высокочастотной компонентой. Однако наличие существенных потерь в линии позволяет предположить, что добавление в линию нелинейных обостряющих элементов не позволит существенно увеличить КПД в предложенных конфигурациях многопроводных ПЛ.

# ЗАКЛЮЧЕНИЕ

## Итоги работы

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

1. Предложено совершенствование помехозащиты радиотехнических устройств от СКИ, отличающееся использованием многопроводных МФ: микрополосковых; зеркально-симметричных; с круговой симметрией.

2. Теоретически и экспериментально исследованы частотные и временные характеристики многопроводных полосковых МФ.

3. Показана возможность максимизации длительности полностью разлагаемого в многопроводных МФ СКИ, за счет выравнивания временных интервалов между импульсами разложения и максимизации разности задержек между первым и последним импульсами разложения.

4. Впервые выполнена параметрическая оптимизация четырех зеркально-симметричных МФ по различным критериям посредством ЭП.

5. Сформулированы критерии (пять амплитудных, два диапазонно-временных, интервально-временной, согласования, массогабаритный) и многокритериальные целевые функции для оптимизации многопроводных МФ.

6. Впервые выполнена параметрическая оптимизация микрополосковых МФ:

трехпроводного – по амплитудному критерию, с последовательным использованием ЭП и ГА;

трехпроводного – одновременно по амплитудному и трем временным критериям, ГА;

трехпроводного – одновременно по амплитудному, трем временным и массогабаритному критерию, ГА;

четырехпроводного – одновременно по амплитудному, трем временным критериям и критерию согласования, ГА.

7. Выполнен сравнительный анализ двух новых устройств защиты от СКИ: микрополоскового и зеркально-симметричного 4-проводных МФ.

8. Представлены результаты исследования многопроводных полосковых линий в задачах формирования цуга биполярных и униполярных импульсов.

Многопроводные МФ на основе полосковых линий имеют ряд достоинств по сравнению с традиционными устройствами защиты: отсутствие полупроводниковых компонентов; высокая радиационная стойкость; долгий срок службы; отсутствие паразитных индуктивностей выводов; низкая стоимость; простота проектирования.

Проведена объемная работа по опубликованию полученных результатов разнообразных работ, посвященных многопроводным МФ: 4 публикации в журналах из перечня ВАК, 9 публикаций в журналах, индексируемых в WoS и Scopus, 16 публикаций в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus, 12 публикаций в трудах отечественных конференций, 3 тезисов в трудах отечественных конференций, а также 12 свидетельств о регистрации программы для ЭВМ. Количество опубликованных работ свидетельствует о научной новизне результатов диссертационной работы. Использование результатов в АО «ИСС», ряде НИОКР и учебном процессе подтверждает их практическую значимость.

Основные результаты опубликованы в журнале Complexity из первого квартиля (Q1) баз данных Web of Science и Scopus и журнале Symmetry из Q1 базы данных Scopus.

В итоге улучшены характеристики структур с модальным разложением, используемых для обработки импульсных сигналов, за счет увеличения числа проводников и оптимизации, так что цель диссертационной работы достигнута. В соответствии с «Положением о присуждении ученых степеней» ВАК, в работе решена задача, 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. Многопроводные МФ могут быть использованы при разработке специализированного электронного оборудования и бортовой аппаратуры различными предприятиями, например АО «ИСС».
2. Амплитудные и временные критерии, формулировка многокритериальной целевой функции, ввиду своей универсальности, могут быть использованы при оптимизации различных МФ.
3. Подходы к моделированию и оптимизации могут быть использованы в учебном процессе вузов.

## Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Детальное исследование модальных фильтров с круговой симметрией.
2. Оптимизация многопроводных МФ под конкретные цепи и устройства.
3. Структурная оптимизация многопроводных МФ.

# СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

| | |
|---|---|
| РЭА | Радиоэлектронная аппаратура |
| ПДЭМВ | Преднамеренные силовые электромагнитные воздействия |
| КА | Космический аппарат |
| ЭМС | Электромагнитная совместимость |
| ИС | Интегральная схема |
| ЦС | Целостность сигнала |
| ЦП | Целостность питания |
| ПП | Печатная плата |
| МПЛП | Многопроводная линия передачи |
| ПЛ | Полосковые линии |
| МПЛ | Микрополосковая линия передачи |
| РПУ | Радиоприемные устройства |
| МФ | Модальный фильтр |
| САН | Система автономной навигации |
| ЭСР | Электростатический разряд |
| СКИ | Сверхкороткий импульс |
| ГА | Генетический алгоритм |
| ЭП | Эвристический поиск |
| ПО | Программное обеспечение |
| КП | Контактная площадка |
| ЭС | Эволюционные стратегии |

# СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ


1. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Дисс. докт. тех. наук. Томск. 2010.
2. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Томск: Томский государственный университет. – 2007. – 152 с.
3. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // Phil. Mag., s.7. – July 1937. – Vol. 24, No. 159, P. 97–113.
4. Pipes L.A. Steady–state analysis of multiconductor transmission lines // Journal of App. Phys. – 1941. – Vol.12, No.11.
5. Pipes L.A. Transient analysis of completely transposed multiconductor transmission lines // AJEE Transactions. – 1941. – Vol. 60. – P. 346–350.
6. Schelkunoff S.A. Conversion of Maxwell's equations into generalized telegrapher's equations // Bell Syst. Tech. J. – Sept.1955. – Vol.34. – P. 995–1043.
7. Amemiya H. Time–domain analysis of multiple parallel transmission lines // RCA Review. – June 1967. – P. 241–276.
8. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – July 1973. – Vol. MTT–21, No.7. – P. 450–457.
9. Frankel S. Multiconductor transmission line analysis // Artech House. – 1977.
10. 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.
11. Электромагнитная уязвимость транспортной инфраструктуры: монография / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // Транспортная безопасность и технологии. – 2014. – №4 (39). – С. 72–75.
12. Решение III Всероссийской конференции «Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 4 декабря 2014 г. – Москва, «Президент-Отель».
13. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3 (18). – С. 36–45.
14. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев; под общ. ред. В.И. Кошелева. – Новосибирск: Наука, 2015. – 483 с.
15. Gizatullin Z.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference / Z.M. Gizatullin, R.M. Gizatullin // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2016. – No. 5. – P. 546–550.

16. Официальный сайт ЗАО «ЭМСОТЕХ» [электронный ресурс]. – режим доступа: http://www.emcotec.ru/catalog/fpsi/ (дата обращения 20.02.2017).
17. Гизатулин Р.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания: монография / Р.М. Гизатуллин, З.М. Гизатуллин // Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та. – 2014. – 142 с.
18. Ott H.W. Electromagnetic compatibility engineering. – USA, New Jersey, Hoboken, John Wiley & Sons, Inc. – 2009.
19. E.B. Joffe. Grounds for grounding / Joffe E.B., Lock K-S. – USA, New Jersey, Hoboken, Wiley-IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc. – 2010.
20. Huray P. The foundations of signal integrity. – Wiley-IEEE Press. – 2010. – 340 p.
21. Hall S. Advanced signal integrity for high-speed digital designs / S. Hall, H. Heck. – WileyIEEE Press. – 2009. – 660 p.
22. Paul C. Transmission lines in digital and analog electronic systems: Signal Integrity and Crosstalk. – Wiley-IEEE Press. – 2010. – 299 p.
23. Paul C. Transmission lines in digital systems for EMC practitioners. – Wiley-IEEE Press. – 2012. – 270 p.
24. Li E.-P. Electrical modeling and design for 3D system integration: 3D Integrated circuits and packaging, signal integrity, power integrity and EMC. – Wiley-IEEE Press. – 2012. – 366 p.
25. Redoute J.-M. EMC of analog integrated circuits / J.-M. Redoute, M. Steyaert. – Springer. – 2010.
26. Кечиев Л.Н. Защита электронных средств от воздействия статического электричества, 2-е издание / Л.Н. Кечиев, Е.Д. Пожидаев // Группа ИДТ, Издательский Дом «Технологии». – 2008. – 352 с.
27. Гизатуллин З.М. Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда. Учебное пособие / З.М. Гизатуллин, С.Ф. Чермошенцев. – Казань, изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2006. – 102 с.
28. Иванов В.А. Модельные и стендовые исследования электризации космических аппаратов / В.А. Иванов, В.Ю. Кириллов, Е.П. Морозов; под ред.: В.Ю. Кирилова. – М.: Издательство МАИ. – 2012. – 168 с.
29. Соколов А.Б. Обеспечение стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к воздействию электростатических разрядов. Дисс. на соиск. уч. ст. докт. техн. наук. – М.: МИЭМ. – 2009.
30. Томилин М.М. Разработка методики проектирования экранов бортовых кабелей космических аппаратов для обеспечения помехозащищённости при воздействии электростатических разрядов. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – М.: МАИ. – 2011.
31. Марченко М.В. Разработка методики проектирования многослойных экранов комбинированных линий связи для космических бортовых электротехнических комплексов. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. –

М.: МАИ. – 2012.
32. Киричёк Р.В. Исследование влияния сверхкоротких электромагнитных импульсов на процесс передачи данных в сетях Ethernet. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – С- Пб.: СПбГУТ. – 2011.
33. Labarre C. Circuit Analysis of an EMI Filter for the prediction of its magnetic near-field emissions / C. Labarre, F. Costa // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 56, No. 5. – P. 290–298.
34. Reconstruction of dispersive dielectric properties for PCB substrates using a genetic algorithm / J. Zhang, M.Y. Koledintseva, J.L. Drewniak and oths. // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50, No. 3. – P. 600–610.
35. Perez R. Special issue on aerospace electromagnetic compatibility / R. Perez, J.A. Lukash // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50, No. 3. – P. 453–454.
36. Kim J. Special Issue on PCB level signal integrity, power integrity, and EMC / J. Kim, E. Li // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2010. – Vol. 52, No. 2. – P. 246–247.
37. Special issue on applications of nanotechnology in electromagnetic compatibility (nanoEMC) / M.D'Amore, M.S. Sarto, G.W. Hanson, A. Naeemi, B.K. Tay // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 54, No. 1. – P. 2–5.
38. Методы экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов / А.В. Разумов, А.Ю. Онуфрей, В.В. Какаев, А.Б. Махонин, И.А. Уткин, Т.Л. Рязановский // Технологии ЭМС, 2014. – №3 (50). – С. 3–9.
39. Пилков А.В. Экспериментальная оценка уровня напряжённости электрического поля индустриальных радиопомех от линий электропередач в метровом диапазоне длин волн / А.В. Пилков, Н.М. Купцов, А.Н. Радомский // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 15–20.
40. Кечиев Л.Н. Стандартизация в области ЭМС для военных и гражданских систем / Л.Н. Кечиев, Н.В. Балюк // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 45–58.
41. Михеев В.А. Развитие многофункциональных информационных систем, работающих в сложных электромагнитных средах // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 59–65.
42. Файзрахманов Н.И. Достижение функциональной безопасности систем и оборудования в связи с электромагнитными помехами // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 66–68.
43. Hayashi Y.I. Investigation on the effect of parasitic inductance at connector contact boundary on electromagnetic radiation / Y.I. Hayashi, et al. // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 65–68.
44. Alilou O. Immunity modelling of electronics board / O. Alilou, V. Fontaine, C. Marot // AsiaPacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 89–92.

45. Parfenov Y.V. The method for evaluating the probability of failures of digital devices under the influence of short electromagnetic pulses / Parfenov Y.V, et al. // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 353–356.
46. Caignet F. Behavioral ESD protection modeling to perform system level ESD efficient design / F. Caignet, et al. // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 401–404.
47. Zich R.E. Comparison of different optimization techniques in microstrip filter design / R.E. Zich, et al. // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 549–552.
48. Zhu B. A cloud and parallel computation system for IC electromagnetic compatibility modelling and optimization / B. Zhu, H. Li, J. Lu // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 877–880.
49. Bradley A.T. Reducing printed circuit board emissions with low-noise design practices / A.T. Bradley, et al. // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 613–616.
50. Tzong L.W. A novel dual-function circuit combining high-speed differential equalizer and common-mode filter with an additional zero / L.W. Tzong, Y.H. Chih // IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters. – 2014. – Vol. 24, No. 9. – P. 617-619.
51. Techniques for Improving the High-Frequency Performance of the Planar CM EMI Filter / B.-J. Hu, G. Wei, L.-Y. Deng, H.-F. Huang // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. – 2013. – Vol. 55, No. 5. – P. 901–908.
52. A high frequency equivalent circuit and parameter extraction procedure for common mode choke in the EMI filter / C. Cuellar, N. Idir, X. Margueron, T. Wenhua // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 28, No. 3. – P. 1157–1166.
53. Xu C. Design theory and implementation of a planar EMI filter based on annular integrated inductor-capacitor unit / C. Xu, S. Wang // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 28, No. 3. – P. 1167–1176.
54. Passive and active hybrid integrated EMI filters / M.L. Heldwein, J.W. Kolar, K. Raggl, R. Waespe, A. Wirthmueller, J. Biela // IEEE Trans. on Power Electron. – 2009. – Vol. 25, No. 5. – P. 1340–1349.
55. 3-D electromagnetic modeling of parasitics and mutual coupling in EMI filters / T. Friedli, J.W. Kolar, A.M. Musing, I.F. Kovacevic // IEEE Trans. on Power Electron. – 2014. – Vol. 29, No. 1. – P. 135–149.
56. Xu C. Extraction of magnetic parameters for elements of a planar EMI filter / C. Xu, S. Wang // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. – January 2013. – Vol. 56, No 2. – P. 360–366.
57. Регулярные и нерегулярные многосвязаные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Томск.

Гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – 2012. – 218 с.
58. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmission-line and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech. – 1956. – Vol. 4. – P. 75–81.
59. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech. – 1958. – Vol. 4. – P. 232–237.
60. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А.М. Богданов, М.В. Давидович, Б.М. Кац и др.; под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь. – 2001. – 560 с.
61. Сержантов А.М. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий / А.М. Сержантов, Б.А. Беляев // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2000): материалы 10 Международ, конф. Севастополь, Украина, 11–15 сентября 2000 г. – Севастополь: Вебер. – 2000. – С. 369–370.
62. Вершинин И.М. Характеристики управляемых устройств из С-секций с дополнительным проводником в неоднородном диэлектрике / И.М. Вершинин, П.А. Воробьев // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1980. – Т. 23, No. 3. – С. 103–105.
63. Пат. № 2138887. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) / В.М. Осипенков, С.Г. Веснин (РФ). – № 97119298/09; заявл. 11.11.1997; опубл. 1999.
64. Пат. № 2174737. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр / В.А. Хрусталев, Ю.В. Востряков, В.П. Разинкин, М.А. Рубанович (РФ). – № 2000100670/09; заявл. 10.01.2000; опубл. 2001.
65. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа / М.П. Тиличенко, В.М. Тиличенко // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. – 2001. – No. 2(5). – С. 20–27.
66. Неотражающие фильтры-четырехполюсники (фильтры поглощающего типа) / Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, Д.Е. Владимиров // Материалы Всеросийской научно- практической конференции «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления». – Томск: ТУСУР, 2002. – С. 112–114.
67. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ и СВЧ аппаратуры / Н.Д. Малютин, Д.Е. Владимиров // Труды Второй Всеросийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики «АВИОНИКА-2003». – Томск: ТУСУР, 2003. – С. 239–241.
68. Zysman G.I. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medim / G.I. Zysman, A.K. Johnson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 17, No. 10. – P. 753–759.
69. Chang F.–Y. Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1980. – Vol. 18. – P. 616–626.
70. Импульсные сигналы в связанных линиях передачи / В.М. Красноперкин,

Г.С. Самохин, Р.А. Силин // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – № 7(355). – С. 3–8.
71. Костенко М.В. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения / М.В. Костенко, Л.С. Перельман, Ю.П. Шкарин // М., «Энергия». – 1973. – 272 с.
72. Перенапряжения и защита от них в воздушных и кабельных электропередачах высокого напряжения / М.В. Костенко, К.П. Кадомская, М.Л. Левинштейн, И.А. Ефремов // Л.:Наука. – 1988. – 302 с.
73. Rubin B.J. Study of meander line delay in circuit boards / B.J. Rubin, B. Singh // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48. – P. 1452–1460.
74. Ramahi O.M. Full-wave analysis of delay lines / O.M. Ramahi, B. Archambeault // Proceedings of EMC Zurich 2001. – 2001. – P. 537–539.
75. Bhobe A.U. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM / A.U. Bhobe, C. Lholloway, M. Piket-May // Int. Symp. on EMC. – 2001. – P. 805–810.
76. Archambeault B. Using PEEC and FDTD to solve the challenge delay line problem / B. Archambeault, A. Roden, O. Ramahi // IEEE EMC Symposium. – 2001. – P. 827–832.
77. Wu R.-B. Laddering wave in serpentine delay line / R.-B. Wu, F.-L. Chao // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. – 1995. – Vol. 18, No. 4. – P. 644–650.
78. Wu R.-B. Flat spiral delay line design with minimum crosstalk penalty // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technjlogy. – 1996. – Vol. 19, No. 2. – P. 397–402.
79. Sudo T. Experimental characterization and numerical modeling approach of meander delay lines / T. Sudo, J. Kudo, Y. Ko, K. Ito // IEEE International EMC Symposium. – 2002. – P. 711–715.
80. Wardrop B. Strip-line microwave group-delay equalizers / B. Wardrop, B. Tech // Marconi Review. – 1970. – Vol. 33. – P. 150–177.
81. Дрогалев С.В. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления / С.В. Дрогалев, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30–32.
82. Семенов Э.В. Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных сигналов. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – Томск. – 1998. – 134 с.
83. Zhang Q. Design of dispersive delay structures (DDSs) formed by coupled C-sections using predistortion with space mapping / Q. Zhang, J.W. Bandler, C. Caloz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 18, No. 4. – P. 4040–4051.
84 Заболоцкий А.М. Способы совершенствования передачи импульсных сигналов в межсоединениях элементов и устройств вычислительной техники и систем управления. – Дисс. канд. тех. наук. Томск, 2010.

85. 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. – С. 40–44.
86. Заболоцкий А.М. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Материалы 7-й всероссийской научно-практической конференции «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности». – г. Томск, 16–18 февраля 2005 г. – С. 61–64.
87. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко и др. // 7-й Международный Симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сборник трудов. – Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. – С. 266–269.
88. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, И.Г. Бевзенко // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: доклады международной 4-й научно-практической конференции. – Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. – 2007. – С. 258–260.
89. Design of printed modal filters for computer network protection / T.R. Gazizov, I.E. Samotin, A.O. Melkozerov, A.M. Zabolotsky // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection. – Italy, Cagliary, September 13–17, 2010. – P. 1246-1–1246-3.
90. Самотин И.Е. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе: моногр. / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG. – 2012. – С. 208.
91. Заболоцкий А.М. Анализ частотного отклика модального фильтра для подавления излучаемых эмиссий бортовой аппаратуры космического аппарата / И.В. Дмитренко, А.М. Заболоцкий // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – Т. 4, № 38. – С. 157–160.
92. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, R.R. Ahunov, R.S. Surovtsev, V.K. Salov, Eg.V. Lezhnin // Advances in Intelligent Systems Research. Proc. of the 2015 Int. Conf. on Modelling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015). – Thailand, Phuket, August 23–24 2015. – P. 1–8.
93. Каймонов О.С. Тестовая эксплуатация модальных фильтров в территориальных органах МЧС России / О.С. Каймонов, А.А. Макаренко // Материалы 11-й международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр, 2015. Ч. 2. – С. 34–36.
94. Семенец В.О., Трухин М.П. Способы противодействия беспилотным

летательным аппаратам / В.О. Семенец, М.П. Трухин // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. – 2018. – Т. 10, № 3. – С. 4–12.
95. Макаренко С.И. Робототехнические комплексы военного назначения - современное состояние и перспективы развития // Системы управления, связи и безопасности. – 2016. – № 2. – С. 73–132. – URL: http://sccs.intelgr.com/archive/2016-02/04-Makarenko.pdf (дата обращения: 25.12.2019).
96. Белянцев А.М. Генерация радиоимпульсов ударной электромагнитной волной в линии передачи с ферритом / А.М. Белянцев, А.И. Дубнев, С.Л. Климин и др. // ЖТФ. – 1995. – Т. 65. – С. 132–142.
97. Seddon N. Observation of the Inverse Doppler Effect / N. Seddon, T. Bearpark // Science. – 2003. – Vol. 302. – P. 1537–1540.
98. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев // Новосибирск: Наука. – 2015. – С. 483.
99. Benford J. High power microwaves / J. Benford, J.A. Swegle, E. Schamiloglu // Wiley-IEEE Press. – 2007. – P. 531.
100. Ulmaskulov M.R. High repetition rate multi-channel source of high-power rf-modulated pulses / M.R. Ulmaskulov, M.S. Pedos, S.N. Rukin, K.A. Sharypov, V.G. Shpak, S.A. Shunailov, M.I. Yalandin, I.V. Romanchenko, and V.V. Rostov // Review of Sci. Instr. – 2015. – Vol. 86. – P. 074702(1–6).
101. Белянцев А.М. Генерация радиоимпульсов ударной электромагнитной волной в линии передачи с ферритом / А.М. Белянцев, А.И. Дубнев, С.Л. Климин и др. // ЖТФ. – 1995. – Т. 65. – С. 132–142.
102. Гилл Ф. Практическая оптимизация / Ф. Гилл, У. Мюррей, М. Райт // пер. с англ. – М.: Мир. – 1985. – С. 509.
103. Газизов Т.Т. Методология, алгоритмы и программное обеспечение для комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств. Дисс. докт. тех. наук. Томск. – 2017.
104. Mitchell M. When will a genetic algorithm outperform hill climbing / M. Mitchell, J.H. Holland, S. Forrest // Advances in Neural Information Processing Systems 6 / Eds.: J. D. Cowan, G. Tesauro, J. Alspector. – San-Mateo, Morgan Kaufmann. – 1994. – P. 51–58.
105. Back T. Evolutionary algorithms in theory and practice // New-York: Oxford University Press. – 1996. – P. 314.
106. Goldberg E. Genetic algorithms in search, optimization and machine learning // Boston: Addison-Wesley. – 1989. – P. 404.
107. Растригин Л.А. Статистические методы поиска // Москва: Наука. – 1968. – С. 376.
108. Kirkpatrick S. Optimization by simulated annealing / S. Kirkpatrick, C.D. Gelatt, M.P. Vecchi // Science, New Series. – 1983. – Vol. 220, No. 4598. – P. 671–680.
109. Rutenbar R.A. Simulated annealing algorithms: An overview // IEEE Circuits and

Devices Magazine. – 1989. – Vol. 5, No. 1. – P. 19–26.
110. Leao D.M.T.P. A simulated annealing approach to evaluate long term marginal costs and investment decisions / M.T.P.D. Leao, J.T. Saraiva // IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. – 2000. – Vol. 4. – P. 2284–2289.
111. Aarts E.H.L. Simulated annealing / E.H.L. Aarts, J.H.M. Korst, P.J.M.V. Laarhoven // Local search in combinatorial optimization // Eds.: E. H. L. Aarts, J.K. Lenstra. – Chichester: Wiley. – 1997. – P. 91–120.
112. Thompson M. Application of the genetic algorithm and simulated annealing to LC filter tuning Circuits / M. Thompson, J.K. Fidler // IEEE Devices and Systems. – 2001. – Vol. 148. – No. 4. – P. 177–182.
113. Glover F. Tabu search / F. Glover, M. Laguna // Boston: Kluwer Academic Publishers. – 1997. – P. 382.
114. Fogel D.B. Applying evolutionary programming to selected traveling salesman problem // Cybernetics and Systems. – 1993. – Vol. 24. No. 1. – P. 27–36.
115. Back T. A survey of evolution strategies / T. Back, F. Hoffmeister, H.P. Schwefel // Proceedings of the 4th International Conference on Genetic Algorithms (ICGA IV) / Eds.: R. K. Belew, L. B. Booker. – San-Diego: Morgan Kaufman Publishers Inc. – 1991. – P. 2–9.
116. Holland J.H. Adaptation in natural and artificial systems // Ann-Arbor: The University of Michigan Press. – 1975. – P. 232.
117. Fogel D.B. Evolutionary computation: toward a new philosophy of machine intelligence / Piscataway: IEEE Press. – 1995. – P. 296.
118. Beyer H.G. Evolution strategies – a comprehensive introduction / H.G. Beyer, H.P. Schwefel // Natural Computing. – 2002. – Vol. 1. – No. 1. – P. 3–52.
119. Dastranj A. Optimization of a printed UWB antenna // IEEE Antennas and Propogation Magazine. – 2017. – Vol. 59. – No. 1. – P. 48–57.
120. Sotirios K.G. Antenna design using binary differential evolution // IEEE Antennas and Propogation Magazine. – 2017. – Vol. 59. – No. 1. – P. 74–93.
121. Kennedy J. Particle swarm optimization / J. Kennedy, R. Eberhart // Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks. – Piscataway, 1995. – P. 1942–1948.
122. Dorigo M. Ant colony optimization / M. Dorigo, T. Stutzle // Cambridge: The MIT Press. – 2004. – P. 319.
123. Karaboga D. A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (ABC) algorithm / D. Karaboga, B. Basturk // Journal of Global Optimization. – 2007. – Vol. 39. – No. 3. – P. 459–471.
124. Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization // Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation (CEC 99). – Washington: IEEE, 1999. – P. 1951–1957.
125. Kennedy J. Discrete binary version of the particle swarm algorithm / J. Kennedy, R.C. Eberhart // Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. – Orlando, 1997. – P. 4104–4108.
126. Dorigo M. Ant colonies for the travelling salesman problem / M. Dorigo,

L.M. Gambardella // BioSystems. – 1997. – Vol. 43. – No. 2. – P. 73–81.
127. Dorigo M. Ant system: optimization by a colony of cooperating agents / M. Dorigo, V. Maniezzo, A. Colorni // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part B: Cybernetics. – 1996. – Vol. 26. – No. 1. – P. 29–41.
128. Storn R. Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces / R. Storn, K. Price // Journal of Global Optimization. – 1997. – Vol. 11, No. 4. – P. 341–359.
129. Storn R. Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces / R. Storn, K. Price // Journal of Global Optimization. – 1997. – Vol. 11, No. 4. – P.341–359.
130. Das S. Particle swarm optimization and differential evolution algorithms: technical analysis, applications and hybridization perspectives / S. Das, A. Abraham, A. Konar // Advances of Computational Intelligence in Industrial Systems / Eds.: Y. Liu, A. Sun, E. Lim, H. Loh, W. Lu. – Berlin: Springer, 2008. – Vol. 116. – P. 1–38.
131. Design of a novel antenna array beamformer using neural networks trained by modified adaptive dispersion invasive weed optimization based data / Z.D. Zaharis, C. Skeberis, T.D. Xenos, P.I. Lazaridis, J. Cosmas // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2013. – Vol. 59, No. 3. – P. 455–460.
132. Synthesis of a near-optimal high-gain antenna array with main lobe tilting and null filling using taguchi initialized invasive weed optimization / Z.D. Zaharis, P.I. Lazaridis, J. Cosmas, C. Skeberis, T.D. Xenos // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2014. – Vol. 60, No. 1. – P. 120–127.
133. A hybrid IWO/PSO algorithm for pattern synthesis of conformal phased arrays / Y.Y. Bai, S. Xiao, C. Liu, B.Z. Wang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 61, No. 4. – P. 2328–2332.
134. Design of non-uniform circular antenna arrays using a modified invasive weed optimization algorithm / G.G. Roy, S. Das, P. Chakraborty, P.N. Suganthan // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Vol. 59, No. 1. – P. 110–118.
135. Karimkashi S. Invasive weed optimization and its features in electromagnetics / S. Karimkashi, A.A. Kishk // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – Vol. 58, No. 4. – P. 1269–1278.
136. Boudaher E. Electromagnetic design optimization using mixed-parameter and multiobjective CMA-ES / E. Boudaher, A. Hoorfar // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI '13). – Orlando: IEEE, 2013. – P. 406–407.
137. Boudaher E. Electromagnetic optimization using mixed-parameter and multiobjective covariance matrix adaptation evolution strategy / E. Boudaher, A. Hoorfar // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Vol. 63, No. 4. – P. 1712–1724.
138. The wind driven optimization technique and its application in electromagnetics / Z. Bayraktar, M. Komurcu, J. Bossard, D. Werner // IEEE Transactions on

Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 61, No. 5. – P. 2745–2757.
139. Hoorfar A. Evolutionary programming in electromagnetic optimization: a review // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – Vol. 55, No. 3. – P. 523–537.
140. Hoorfar A. Electromagnetic optimization using a mixed-parameter self-adaptive evolutionary algorithm / A. Hoorfar, J. Zhu, S. Nelatury // Microwave and Optical Technology Letters. – 2003. – Vol. 39, No. 4. – P. 267–271.
141. Wolpert D.H. No free lunch theorems for optimization / D.H. Wolpert, W.G. Macready // IEEE Transactions on Evolutionary Computation. – 1997. – Vol. 1. – No. 1. – P. 67–82.
142. Ho Y.C. Simpleexplanation of theno-free-lunch theorem and its implications / Y.C. Ho, D.L. Pepyne // Journal of Optimization Theory and Applications. – 2002. – Vol. 115, No. 3. – P. 549–570.
143. Freisleben B. A genetic local search algorithm for solving symmetric and asymmetric traveling salesman problems / B. Freisleben, P. Merz // IEEE International Conference on Evolutionary Computation (Nagoya, Japan). – Nagoya, 1996. – P. 616–621.
144. Mittra R. Application of micro-genetic algorithm (MGA) to a class of electromagnetic analysis and synthesis problems / R. Mittra, S. Chakravarty, J. Yeo // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2002. – Vol. 1. – P. 306–309.
145. Yegin K. On the design of broad-band loaded wire antennas using the simplified real frequency technique and a genetic algorithm / K. Yegin, A.Q. Martin // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2003. – Vol. 51. – No. 2. – P. 220–228.
146. Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами для обеспечения ЭМС / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов // Материалы VI Международного симпозиума по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. – Санкт-Петербург, 2005. – С. 160–164.
147. Johnson J.M. Genetic algorithms in engineering electromagnetic / J.M. Johnson, Y.R. Samii // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1997. – Vol. 39. – No. 4. – P. 7–21.
148. Altman Z. New designs of ultra wide–band communication antennas using a genetic algorithm / Z. Altman, R. Mittra, A. Boag // IEEE Transactions Antennas and Propagation Magazine. – 1997. – Vol. 45. – P. 1494–1501.
149. Altshuler E.E. Wire–antenna designs using genetic algorithms / E.E. Altshuler, D.S. Linden // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1997. – Vol. 39. – No. 2. – P. 33–43.
150. Johnson J.M. Genetic algorithms and method of moments (GA/MOM) in the design of integrated antennas / J.M. Johnson, Y.R. Samii // IEEE Transactions Antennas and Propagation Magazine. – 1999. – Vol. 47. – No. 10. – P. 1606–1614.
151. Haupt R.L. Optimum population size and mutation rate for a simple real genetic

algorithm that optimizes array factors / R.L. Haupt // IEEE Symposium on Antennas and Propagation: Digest. – 2000. – P. 1034–1037.

152. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 8376 от 24.05.2007 г. «Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT» / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Костарев И.С. – Зарегистрированно в Отраслевом фонде алгоритмов и программ Госкоорцентра Минобрнауки РФ с присвоением номера государственной регистрации. – Рег. номер ВНТИЦ 50200701103.
153. Cheng Y.S. Direct eye diagram optimization for arbitrary transmission lines using fir filter / Y.S. Cheng, R.B. Wu // IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – July 14, 2011. – Vol. 1. – P. 1250–1258.
154. Kwak N.S. Genetic-algorithm-based controlling of microcontact distributions to minimize electrical contact resistance / N.S. Kwak, J. Lee, Y.H. Jang // IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – September 14, 2012. – Vol. 2. – P. 1768–1776.
155. Zhang M.S. Signal-integrity optimization for complicated multiple-input multiple-output networks based on data mining of s-parameters / M.S. Zhang, H.Z. Tan, J.F. Mao // IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – March 04, 2014. – Vol. 4. – P. 1184–1192.
156. Semenikhin S. Learning to rank based on multi-criteria optimization / S. Semenikhin, L. Denisova // IEEE Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics) (Omsk, Russia), Nov. 14–16, 2017. – P. 1–4.
157. Denisova L.A. Control system synthesis based on multicriteria optimization using genetic algorithm / L.A. Denisova, V.A. Meshcheryakov // IEEE Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics) (Omsk, Russia), Nov. 14–16, 2017. – P. 1–5.
158. A delay line circuit design for crosstalk minimization using genetic algorithm / C. Chung, S. Lee, B. M. Kwak, G. Kim, J. Kim // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – Feb. 15, 2008. – Vol. 27, No. 3. – P. 578–583.
159. A new global optimization algorithm for mixed-integer-discrete-continuous variables based on particles swarm optimization / Z. Ren, M.T. Pham, W. Li, C.S. Koh // Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010 14th Biennial IEEE Conference on. – May 9–12, 2010. – P. 1–1.
160. New optimization method considering combinatorial and multi-objective optimization problem for distribution systems / R. Shigenobu, M. Furukakoi, A. Yona, T. Senjyu // Region 10 Conference (TENCON). – Nov. 22–25, 2016. – P. 2656–2661.
161. Sahebrao V.C. Optimum coordination of directional overcurrent relays using genetic algorithm optimization technique / V.C. Sahebrao, N.D. Tanuja // Intelligent Systems and Control (ISCO), 2016 10th International Conference on. – Jan. 7–8, 2016. – P. 1–6.

162. Optimization of the input impedance of koch pre-fractals antennas with genetic algorithms / E.E.C.D. Oliveira, M.D.S.Vieira, W.C.D. Araujo, P.C.D. Assis, A.G. D'Assuncao // Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2015 SBMO/IEEE MTT-S International. – Nov. 3–6, 2015. – P. 1–4.
163. Penetration level optimization for DG considering reliable action of relay protection device constrains / J. Chen, R. Fan, X. Duan, J. Cao // Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN'09. International Conference on. – April 6–7, 2009. – P. 1–5.
164. Frequency relaying based on genetic algorithm using FPGAs / D.V. Coury, M. Oleskovicz, A.C.B. Delbem, E.V. Simões, T.V. Silva, J.R. Carvalho, D. Barbosa // Intelligent System Applications to Power Systems, 2009. ISAP '09. 15th International Conference on. – Nov. 8–12, 2009. – P. 1–7.
165. Evaluation of genetic algorithms, particle swarm optimisation, and firefly algorithms in antenna design / H.J. Mohammed, F. Abdulsalam, A.S. Abdulla, R.S. Ali, R.A.A. Alhameed, J.M. Noras, Y.I. Abdulraheem, A. Ali, J. Rodriguez, A.M. Abdalla // Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD). – June 27–30, 2016. – P. 1–4.
166. Particle swarm optimization of microwave microstrip filters / L. Matekovits, M. Mussetta, P. Pirinoli, S. Selleri, R.E. Zich // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. – June 20–25, 2004. – P. 2731–2734.
167. Wang Z.J. Parallel multi-strategy evolutionary algorithm using massage passing interface for many-objective optimization / Z.J. Wang, Z.H. Zhan, J. Zhang // Computational Intelligence (SSCI), 2016 IEEE Symposium Series on. – Dec. 6–9, 2016. – P. 1–8.
168. Dong W. Gaussian classifier-based evolutionary strategy for multimodal optimization / W. Dong, M. Zhou // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. – June 2014. – Vol. 25, No. 6. – P. 1200–1216.
169. Sathi V. Optimization of circular ring microstrip antenna using genetic algorithm / V. Sathi, C. Ghobadi, J. Nourinia // Communication Networks and Services Research Conference, 2008. CNSR 2008. 6th Annual. – May 5–8, 2008. – P. 898–905.
170. Kravchenko V.F. The form optimization of the ultrashort pulsed signals on basis of atomic functions / V.F. Kravchenko, D.V. Smirnov // Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies, 2007. MSMW'07. The Sixth International Kharkov Symposium on. – June 25–30, 2007. – P. 971–973.
171. Novel probes and evaluation procedures to assess field magnitude and polarization / K. Pokovic, T Schmid, J. Frohlich, N. Kuster // IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility. – May 2000. – Vol. 42, No. 2. – P. 240–244.
172. A genetic algorithm for unconstrained multi-objective optimization / Q. Long, C. Wu, T. Huang, X. Wang // Swarm and Evolutionary Computation. – Vol. 22. – 2015. – P. 1–14, DOI: 10.1016/j.swevo.2015.01.002.
173. An improved MOEA/D based on reference distance for software project portfolio

optimization / J. Xiao, J.-J. Li, X.-X. Hong, M.-M. Huang, X.-M. Hu, Y. Tang, C.-Q. Huang // Complexity. – Vol. 2018. – 2018. – P. 1–16, DOI: 10.1155/2018/3051854.

174. Lee J. Effective Evolutionary Multilabel Feature Selection under a Budget Constraint / J. Lee, W. Seo, D.-W. Kim// Complexity. – Vol. 2018. – 2018. – P. 1–14, DOI: 10.1155/2018/3241489.
175. Норенков И.П. Эволюционные методы в задачах выбора проектных решений / И.П. Норенков, Н.М. Арутюнян // Наука и образование. – 2007. – № 9. – С. 112–115. – [URL: http://technomag.edu.ru/doc/68376.html.]
176. Панченко Т.В. Генетические алгоритмы: Учебно-методическое пособие / Т.В. Панченко; под ред. Ю.Ю. Тарасевича. – Астрахань: Астраханский университет. – 2006. – 89 с.
177. Минаков И.А. Сравнительный анализ некоторых методов случайного поиска и оптимизации // Известия. – Самарский научный центр РАН. – 1999. – № 2. – С. 286–293.
178. Goudos K. Evolutionary algorithms applied to antennas and propagation: A review of state of the art / K. Goudos, C. Kalialakis, R. Mittra // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation. – Vol. 2016. – Article ID 1010459. – 12 p.
179. Golino G. A genetic algorithm for optimizing the segmentation in subarrays of planar array antenna radars with adaptive digital beamforming // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. – 2003. – P. 211–216.
180. Choo H. Design of electrically small wire antennas using genetic algorithm taking into consideration of bandwidth and efficiency / H. Choo, R. Rogers, H. Ling // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2002. – Vol. 1. – P. 330–333.
181. Haupt R.L. Thinned arrays using genetic algorithms / R.L. Haupt, J.J. Menozzi, C.J. McCormack // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1993. – P. 712–715.
182. Linden D.S. Evolving wire antennas using genetic algorithms: a review / D.S. Linden, E.E. Altshuler // In Proceedings of the First NASA / DoD Workshop. – 1999. – P. 225–232.
183. Bahr M. Design of ultra-broadband loaded monopoles / M. Bahr, A. Boag, E. Michielssen, R. Mittra // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1994. – AP-S. Digest. – Vol. 2. – P. 1290–1293.
184. Белоусов А.О. Оценка перекрестных наводок в многопроводном межсоединении печатной платы системы автономной навигации / А.О. Белоусов, Р.С. Суровцев, М.Е. Комнатнов // Материалы всероссийской научно-технической конференции с международным участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2015». – г. Томск, 13–15 мая, 2015. – С. 163–165.
185. Газизов Р.Р. Локализация максимумов напряжения в шине печатной платы

системы автономной навигации космического аппарата / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Белоусов, Т.Т. Газизов // Труды МАИ. – Вып. 89: [URL: https://www.mai.ru/upload/iblock/9db/gazizov_zabolotskiy_belousov_gazizov_rus.pdf] (дата обращения: 29.08.2017).

186. Gazizov R.R. Influence of ultrashort pulse duration on its peak values localization in PCB of spacecraft autonomous navigation system / R.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.T. Gazizov, A.O. Belousov // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM. – Russia, Altai, June 29–July 3, 2017. – P. 69–74.
187. Gazizov R.R. Influence of ultrashort pulse duration on localization of crosstalk peak values in PCB of spacecraft autonomous navigation system / R.R. Gazizov, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2017). – Astana, Kazakhstan, June 29−30, 2017. – P. 1−6.
188. Gazizov R.R. Optimization of ultrashort pulse duration with usage of genetic algorithms by criteria of peak voltage maximization in PCB bus / R.R. Gazizov, T.T. Gazizov, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // 2017 Siberian Symposium on Data Science and Engineering (SSDSE). – Russia, Novosibirsk, April 12–13, 2017. – P. 69–73.
189. Куксенко С.П. Новая постановка дисциплины «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» / С.П. Куксенко, А.О. Белоусов, А.В. Носов // Материалы международной научно-методической конференции «Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов». – г. Томск, Россия, 28–29 января, 2016. – С. 134–135.
190. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2016662520. TALGAT 2016. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., и др. Всего 27 чел. Заявка № 20166619296. Дата поступления 1 сентября 2016 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 14 ноября 2016 г.
191. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018611481. TALGAT 2017. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., и др. Всего 23 чел. Заявка № 2017663209. Дата поступления 13 декабря 2017 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 02.02.2018 г.
192. Белоусов А.О. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3 (37). – С. 124–128.
193. Белоусов А.О. Модальное разложение сверхкороткого импульса в многопроводной линии передачи с круговой симметрией / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий // Материалы 11-й международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-

Спектр, 2015. Ч. 2. – С. 14–18.
194. Белоусов А.О. Асимметрия матриц погонных параметров многопроводных линий передачи / А.О. Белоусов, Е.Б. Черникова, С.П. Куксенко // Материалы 25-й международной научно-практической конференции «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (Сибресурс-25-2019)». – г. Томск, 19 ноября, 2019. – С. 138–142.
195. Samoylichenko M.A. Effect of close coupling on performance of a modal filter with the passive conductor in the reference plane cutout / M.A. Samoylichenko, T.R. Gazizov // Journal of physics: conference series. – 2019. – Vol. 1353, No. 1. – P. 1–7, DOI: 10.1088/1742-6596/1353/1/012023.
196. Белоусов А.О. Экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в многопроводной микрополосковой линии / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2016. – № 3 (19). – С. 51–54.
197. Belousov A.O. Experimental confirmation of the modal filtration in four- and five-conductor microstrip lines / A.O. Belousov, A.M. Zabolotsky, T.T. Gazizov // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM. – Russia, Altai, June 29–July 3, 2017. – P. 46–49.
198. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevic, M.B. Radivoje, D.L. Vladana, T.K. Sarkar // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2001. – Vol. 43, № 4. – P. 662–667.
199. Gazizov A.T. UWB pulse decomposition in simple printed structures / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, No. 4. – P. 1136–1142, DOI: 10.1109/TEMC.2016.2548783.
200. Куксенко С.П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости. Дисс. докт. тех. наук. Томск. 2019.
201. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. – 1970. – Vol. 4, MTT-18. – P. 217–222.
202. 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". – Omsk, Russian Federation, Nov. 14–16, 2017. – P. 1–4.
203. 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.
204. Мусабаев 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.
205. Belousov A.O. Optimization of parameters of multiconductor modal filters for protection against ultrashort pulses / A.O. Belousov, A.M. Zabolotsky, T.T. Gazizov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM. – Russia, Altai, June 30–July 4, 2016. – P. 67–70.
206. Белоусов А.О. Оптимизация параметров четырех- и пятипроводных модальных фильтров для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Материалы всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск, Россия, 5–6 мая, 2016. – С. 392–396.
207. Belousov A.O. Maximization of duration of ultrashort pulse that is completely decomposed in multiconductor modal filters / A.O. Belousov, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2016). – Russia, Moscow, May 12–14, 2016. – P. 1–4.
208. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
209. 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.
210. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Томск: Издательство ТУСУРа, 2015. – С. 41–44.
211. 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 [URL: https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/597/1/012067/pdf]. – 2019. – Vol. 597, No. 1. – P. 1–6, DOI: 10.1088/1757-899X/597/1/012067.
212. 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 // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – Vol. 774, No. 1. – P. 1–5.
213. 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 [URL: https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1353/1/012024/pdf]. – 2019. – Vol. 1353, No. 1. – P. 1–6, DOI: 10.1088/1742-6596/1353/1/012024.

214. Черникова Е.Б. Анализ разложения сверхкороткого импульса в зеркально-симметричной меандровой линии из двух последовательно соединенных полувитков / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Сборник трудов 8-ой международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы радиофизики (АПР-2019)». – Томск, Россия, 1–4 октября, 2019. – С. 159–162.
215. 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». – г. Томск, 28–30 ноября 2018. – С. 269–272.
216. 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.
217. 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.
218. 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.
219. 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.
220. 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.
221. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019619026. Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Заболоцкий АМ. Газизов Т.Р. Заявка № 2019617572. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.07.2019 г.
222. 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.

223. 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 [URL: https://www.mdpi.com/2073-8994/11/7/883/pdf]. – Vol. 11(7), No. 883. – 2019. – P. 1–25, DOI: 10.3390/sym11070883.
224. 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.
225. 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.
226. 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.
227. Черникова Е.Б. Согласование зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Тезисы научно-технической конференции молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства» на базе АО НПЦ «Полюс». – г. Томск, 12–13 апреля, 2018. – С. 95–98.
228. Черникова Е.Б. Аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Материалы всероссийской научно-технической конференции с международным участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018». – г. Томск, 16–18 мая, 2018. – С. 240–243.
229. 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.
230. Черникова Е.Б. Моделирование и разработка макета зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий // Материалы 13-й международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», посвященной 55-летию ТУСУРа. – г. Томск, 29 ноября–1 декабря, 2017. – С. 5–7.
231. ГОСТ Р 53429-2009 Платы печатные. Основные параметры конструкции. –

М.: Стандартинформ. – 2010. – 7 с.
232. Салов В.К. Получение частотной зависимости диэлектрической проницаемости диэлектрика резонаторным методом / В.К. Салов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2014. – Т. 57, № 6. – С. 134–136.
233. Сабунин А.Е. Altium desiner: новое поколение в проектировании электронных устройств. Издательство: Солон-пресс. – 2009. – 432 с.
234. 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 [URL: http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1015/3/032015/pdf]. – 2018. – Vol. 1015, No. 3. – P. 1–5, DOI: 10.1088/1742-6596/1015/3/032015.
235. Orlov P.E. Method of lay-out of a multilayer PCB for circuits with triple reservation / P.E. Orlov, E.N. Buichkin, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2017). – Astana, Kazakhstan, June 29–30, 2017. – P. 1–4.
236. 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.
237. Zhechev Y.S. Research of the new structure of reflection symmetric modal filter / Y.S. Zhechev, E.B. Chernikova, A.O. Belousov // 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM. – Russia, Altai, June 29–July 3, 2019. – P. 1–4. DOI: 10.1109/EDM.2019.8823227.
238. Chernikova E.B. Analysis of frequency characteristics of a reflection symmetric modal filter / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Russia, Tomsk, Oct. 23–24, 2019. – P. 0212–0216.
239. Chernikova E.B. Comparative analysis of microstrip and reflection symmetric four-conductor modal filters / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, A.M. Zabolotsky // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2019). – Tomsk, Russia, April 18–20, 2019. – P. 1–4, DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729598.
240. Газизов Т.Р. Сравнительный анализ двух видов новых устройств для защиты от электромагнитного терроризма // Материалы региональной научно–практической конференции «Наука и практика: проектная деятельность от идеи до внедрения». –Томск, Россия, 2018. – С. 601–603.
241. Belousov A.O. Optimization of three-conductor microstrip line modal filter by heuristic search and genetic algorithms / A.O. Belousov, T.T. Gazizov, T.R. Gazizov // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2017). – Astana, Kazakhstan, June 29–30, 2017. – P. 1–4.
242. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017617718. Оптимизация трехпроводного микрополоскового модального фильтра по критерию минимизации амплитуды выходного сигнала. Автор: Белоусов А.О. Заявка №2017614519. Дата поступления 16 мая 2017 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11 июля 2017 г.

243. Belousov A.O. Multicriteria optimization of multiconductor modal filters by genetic algorithms / A.O. Belousov, T.T. Gazizov, T.R. Gazizov // 2017 Siberian Symposium on Data Science and Engineering (SSDSE). – Russia, Novosibirsk, April 12–13, 2017. – P. 65–68.
244. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes. – Note 41. – 8 July, 2014.
245. Jones E.M. Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers / E.M. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1956. – № 4. – P. 75–81.
246. Amemiya H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // RCA Review. – June 1967. – P. 241–276.
247. Belousov A.O. Optimization of multiconductor modal filters using various criteria with different weighting coefficients / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Journal of physics: conference series [URL: http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1015/2/022003/pdf]. – 2018. – Vol. 1015, No. 2. – P. 1–6, DOI: 10.1088/1742-6596/1015/2/022003.
248. Belousov A.O. Multicriteria optimization of four-conductor modal filter by genetic algorithms / A.O. Belousov, T.T. Gazizov, T.R. Gazizov // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Russia, Novosibirsk, Sep. 18–22, 2017. – P. 445–448.
249. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018618366. Программа для многокритериальной оптимизации четырехпроводного микрополоскового модального фильтра с учетом критерия согласования. Автор: Белоусов А.О. Заявка № 2018615231. Дата поступления 23 мая 2018 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11 июля 2018 г.
250. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018618430. Программа для оптимизации четырехпроводного микрополоскового модального фильтра по критерию минимизации амплитуды выходного сигнала. Авторы: Белоусов А.О., Газизов Т.Р. Заявка № 2018615225. Дата поступления 23 мая 2018 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 12 июля 2018 г.
251. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019664930. Многокритериальная оптимизация трехпроводного микрополоскового модального фильтра с разными весовыми коэффициентами. Автор: Белоусов А.О. Заявка № 2019664050. Дата поступления 07.11.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 15.11.2019 г.

252. Патент РФ на изобретение № 2624465. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Куксенко С.П. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов. Заявка № 2015137545. Приоритет изобретения 02.09.2015. Опубликовано: 04.07.2017 Бюл. №19.
253. 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 [URL: http://downloads.hindawi.com/journals/complexity/2018/5676504.pdf]. – Vol. 2018. – 2018. – P. 1–15, DOI: 10.1155/2018/5676504.
254. Белоусов А.О. Влагозащищенный модальный фильтр на основе трехпроводной микрополосковой линии // Тезисы научно-технической конференции молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства» на базе АО НПЦ «Полюс». – г. Томск, 12–13 апреля, 2018. – С. 98–100.
255. Belousov A.O. Waterproof modal filter based on four-conductor microstrip line // The International scientific conference for students, post-graduate students and young scientists «Scientific session TUSUR-2018». – Tomsk, May 16–18, 2018. – P. 234–236.
256. Belousov A.O. The use of multiconductor strip structures for splitting an ultrashort pulse in its generation systems / A.O. Belousov, I.V. Romanchenko and T.R. Gazizov // Journal of physics: conference series [URL: https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1399/2/022049/pdf]. – 2019. – Vol. 1399, No. 2. – P. 1–7, DOI: 10.1088/1742-6596/1399/2/022049.
257. Nosov A.V. Simulating hybrid protection against ultrashort pulse based on its modal decomposition / A.V. Nosov, A.O. Belousov, R.S. Surovtsev and T.R. Gazizov // Journal of physics: conference series [URL: https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1353/1/012022/pdf]. – 2019. – Vol. 1353, No. 1. – P. 1–6, DOI: 10.1088/1742-6596/1353/1/012022.
258. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering.– 2019. – P. 1–7. DOI: 10.1088/1757-899X/560/1/012110.
259. T. Gazizov, A. Melkozerov, A. Zabolotsky, S. Kuksenko, P. Orlov, V. Salov, R. Akhunov, I. Kalimulin, R. Surovtsev, M. Komnatnov, A. Gazizov. Ensurance and simulation of electromagnetic compatibility: recent results in TUSUR University. New Developments in Computational Intelligence and Computer Science // Proc. of the Int. Conf. on Applied Physics, Simulation and Computers (APSAC 2015), Austria, Vienna, 15–17 March 2015. P. 151–162.

# ПРИЛОЖЕНИЕ А
## (справочное)
## КОПИИ ДОКУМЕНТОВ

Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»

РЕШЕТНЕВ
АО «И С С»

ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск, ЗАТО Железногорск, 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 АО «ИСС», председатель секции №2 НТС, к.т.н. доцент

С.Г. Кочура

«04» 05 2020 г.

М.П.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Белоусова Антона Олеговича

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 Белоусова А.О.:

формулировки амплитудных и временных критериев оптимизации многопроводных модальных фильтров (МФ) в аналитическом виде, а также общей многокритериальной целевой функции;

выполнения многокритериальной оптимизации 3-проводного микрополоскового МФ с разными весовыми коэффициентами;

моделирования временного отклика многопроводных микрополосковых МФ с раздельным учетом потерь в проводниках и диэлектриках;

исследования влияния асимметрии матриц погонных параметров на характеристики многопроводных МФ;

оценки изменения характеристик многопроводных модальных фильтров после нанесения влагозащитного покрытия;

разработки моделей и алгоритмов для синтеза оптимальной сети высоковольтного электропитания космических аппаратов;

разработки прототипа подсистемы поддержки принятия решений;

синтеза оптимальной сети высоковольтного электропитания на основе многокритериальной оптимизации линий передачи посредством простого генетического алгоритма с учетом массогабаритного критерия;

разработки программы и методики синтеза оптимальной сети высоковольтного электропитания.

Эти результаты отражены в отчетах по этапам 2 и 3 о прикладных научных исследованиях «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов», выполненным 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 результаты позволили создать необходимую методологию для синтеза оптимальной сети высоковольтного электропитания перспективных космических аппаратов.

Главный конструктор - начальни отделения проектирования и испытани 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

Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»

РЕШЕТНЕВ
АО «ИСС»

ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск, ЗАТО Железногорск, 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 АО «ИСС», председатель секции №2 НТС, к.т.н. доцент

_____ С.Г. Кочура
«  » 2018 г.

М.П.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Белоусова Антона Олеговича

Комиссия в составе:

– главного конструктора-начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС» В.Н. Школьного;

– начальника отдела конструирования, технологической подготовки производства печатных плат и систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО «ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова;

– начальника сектора АО «ИСС» О.А. Климкина.

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы Белоусова А.О.:

1. Результаты моделирования шины печатной платы радиоприемного устройства системы автономной навигации космического аппарата, исследований по выявлению уровня перекрестных наводок и оцёнки коэффициента передачи в межсоединениях. Эти результаты отражены в отчете по этапу 5 выполненной по Постановлению 218 Правительства РФ опытно-конструкторской работы «Разработка принципов построения и элементов САН с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для КА всех типов орбит», шифр ОКР «САН» 2013–2015 гг. по договору № 96/12 от 16.11.2012 г. Указанные результаты позволили выполнить оценку перекрестных наводок и коэффициента передачи в межсоединениях печатных плат, а также выявить критичные места трассировки.

2. Результаты обзора технических решений по модальной фильтрации. Эти

результаты отражены в отчете по этапу 1 выполненной по Постановлению 218 Правительства РФ опытно-конструкторской работы «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов», шифр ОКР «Модули ЭПК-100» по договору № 18/15 от 29.07.2015 г. Указанные результаты позволили оценить возможность использования новых устройств защиты в модулях высоковольтных систем электропитания космических аппаратов.

3. Результаты аналитического обзора по использованию эволюционных алгоритмов для оптимизации технических средств. Эти результаты отражены в томах 1, 3 отчета по этапу 1 о прикладных научных исследованиях «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 результаты позволили сделать выбор актуальных алгоритмов оптимизации, используемых при создании аппаратно-программного комплекса для синтеза оптимальной сети высоковольтного электропитания перспективных космических аппаратов.

Главный конструктор-начальник
отделения проектирования и испытаний
РЭА АО «ИСС»
_____ В.Н. Школьный

Начальник отдела конструирования,
технологической подготовки
производства печатных плат и систем
автоматизированного проектирования
РЭА АО «ИСС», к.т.н.
_____ С.Б. Сунцов

Начальник сектора АО «ИСС»
_____ О.А. Климкин

«УТВЕРЖДАЮ»
И.о. проректора по учебной работе НИ ТГУ
Е.Ю.Брель
_____ 2018 г.

**АКТ**

о внедрении (использовании) в учебный процесс результатов диссертационной работы
Белоусова Антона Олеговича

Настоящим актом подтверждается внедрение в учебный процесс федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский государственный университет» результатов диссертационной работы Белоусова А.О.

Материалы диссертационной работы использованы при преподавании дисциплины «Электромагнитная совместимость» для магистрантов физико-технического факультета по программе «Проектирование и конструирование промышленных космических систем» для предприятия «Газпром космические системы» в весеннем семестре 2017/2018 уч. года.

Представленные в ходе занятий результаты моделирования, экспериментальных исследований, а также оптимизации многопроводных микрополосковых модальных фильтров для защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов позволили познакомить магистрантов с новыми возможностями совершенствования модальной фильтрации, которые актуальны для защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов.

Декан ФТФ ТГУ Шрагер Э.Р.

«УТВЕРЖДАЮ»
Директор департамента
образования ТУСУР
д.т.н., профессор
_____ Троян П.Е.
01.08.2018 г.

**АКТ**

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Белоусова Антона Олеговича

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по научной работе, к.т.н. Куксенко С.П., заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе, к.т.н. Булдаков А.Н. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ следующих результатов диссертационной работы Белоусова А.О.:

1. Результаты моделирования участков шины печатной платы радиоприемного устройства системы автономной навигации космического аппарата, вычисления матриц погонных параметров, построения эквивалентных принципиальных схем, задания нагрузок и источников воздействия, вычисления временного отклика и оценки уровня перекрестных наводок использованы для проведения практических и лабораторных работ по дисциплине «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» в 2015–2017 учебных годах магистерских программ радиотехнического факультета по направлениям «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Радиотехника».

2. Результаты формулировки основных критериев и многокритериальных целевых функций и выполнения с ними оптимизации многопроводных структур посредством эвристического поиска и генетического алгоритма использованы для проведения лабораторных работ по дисциплине «Модальные фильтры» в 2017–2018 учебном году 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.Н. Булдаков

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2016662520**

**TALGAT 2016**

Правообладатель: ***Общество с ограниченной ответственностью «ТАЛГАТ» (RU)***

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2016619296**

Дата поступления **01 сентября 2016 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***14 ноября 2016 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

**о государственной регистрации программы для ЭВМ**

**№ 2018611481**

**TALGAT 2017**

Правообладатель: ***Общество с ограниченной ответственностью «ТАЛГАТ» (RU)***

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2017663209**

Дата поступления **13 декабря 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***02 февраля 2018 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2017617718**

**«Оптимизация трехпроводного микрополоскового модального фильтра по критерию минимизации амплитуды выходного сигнала»**

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

Автор: ***Белоусов Антон Олегович (KZ)***

Заявка № **2017614519**

Дата поступления **16 мая 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***11 июля 2017 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2018618366**

**«Многокритериальная оптимизация четырехпроводного микрополоскового модального фильтра с учетом критерия согласования»**

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

Автор: ***Белоусов Антон Олегович (KZ)***

Заявка № **2018615231**

Дата поступления **23 мая 2018 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***11 июля 2018 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2018618430**

**«Оптимизация четырехпроводного микрополоскового модального фильтра по критерию минимизации амплитуды выходного сигнала»**

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

Авторы: ***Белоусов Антон Олегович (KZ), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2018615225**

Дата поступления **23 мая 2018 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***12 июля 2018 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. Ивлиев*

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 четырех 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 № **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*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2019664930**

**Многокритериальная оптимизация трехпроводного микрополоскового модального фильтра с разными весовыми коэффициентами**

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

Автор: ***Белоусов Антон Олегович (RU)***

Заявка № **2019664050**

Дата поступления **07 ноября 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***15 ноября 2019 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

EDM

17th International Conference of Young Specialists
on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices
June, 30 - July 4, 2016, Erlagol (Altai Republic, Russia)

# Диплом

## I степени

награждается

**БЕЛОУСОВ Антон Олегович**

за доклад Optimization of Parameters of Multiconductor Modal Filters for Protection against Ultrashort Pulses

в секции "Радио и техника СВЧ. Информатика и телекоммуникации"

Председатель конференции С. А. Харитонов

NSTU IEEE RFBR RUSSIAN FOUNDATION FOR BASIC RESEARCH ПЛАНЕТА БОЙ

EDM

18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices

June, 29 - July 3, 2017
Erlagol (Altai Republic, Russia)

# Диплом

**I степени**

награждается

**БЕЛОУСОВ Антон Олегович**

за доклад «Experimental Confirmation of the Modal Filtration in Four- and Five-conductor Microstrip Lines»

в секции Radio- and Microwave Technology. Computer Science and Telecommunications

Председатель конференции С. А. Харитонов

NSTU 1990

IEEE

RUSSIAN FOUNDATION FOR BASIC RESEARCH RFBR

Omsk State Technical University

XI International IEEE Scientific and Technical Conference

D 2017 ynamics of systems, mechanisms and machines

# СЕРТИФИКАТ

удостоверяет, что

**A.O. Belousov,** T.R. Gazizov

принял (а) участие в конференции 14–16 ноября 2017 года с докладом

**Frequency Characteristics of Multiconductor Microstrip Modal Filters**

Председатель Научного программного комитета конференции, ректор ОмГТУ — А.В. Косых

14-16 November
Omsk, Russia

National Research University Higher School of Economics
Russian Section of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)
Moscow A.S. Popov's Scientific Technical Society
The Tomsk Chapter & Student Branch of the Siberia Section of the IEEE

MWENT

# CERTIFICATE OF PARTICIPATION

Anton
Belousov

Chairman of
the Organizing Committee

Prof. K.O. Petrosyants

March 14–16, 2018
Moscow, Russia

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

# Свидетельство

## БЕЛОУСОВ АНТОН ОЛЕГОВИЧ

Аспирант кафедры ТУ,
за высокие достижения в научно-исследовательской деятельности
включен в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа

Ректор А.А. Шелупанов

Проректор по НРиИ Р.В. Мещеряков

20 декабря 2017 г.

1-8 February Science Week 2017 Tomsk

# СЕРТИФИКАТ

Настоящим подтверждается, что

**Проект «Устройства защиты оборудования Ethernet от кондуктивных воздействий мощных сверхкоротких импульсов»**

принял участие в выставке «Молодёжь и промышленность»

(3–4 февраля 2017 г.)

**Руководитель проекта:** Газизов Т.Р. (ТУСУР)
**Участники проекта:** Белоусов А.О., Газизов Т.Т., Носов А.В., Мозгова Д.А.

**Минаев Н.Н.**
Начальник Департамент науки и высшего образования Администрации Томской области

**Некрылов С.А.**
Председатель Совета молодых ученых Томской области

1-8 february Science Week 2017 Tomsk

# СЕРТИФИКАТ

Настоящим подтверждается, что

**Проект «Система моделирования задач электромагнитной совместимости TALGAT»**

принял участие в выставке «Молодёжь и промышленность»

(3–4 февраля 2017 г.)

**Руководитель проекта:** Газизов Т.Р. (ТУСУР)
**Участники проекта:** Куксенко С.П., Газизов Р.Р., Лежнин Е.В., Собко А.А., Осинцев А.В., Носов А.В., Белоусов А.О., Мозгова Д.А.

**Минаев Н.Н.**
Начальник Департамент науки и высшего образования Администрации Томской области

**Некрылов С.А.**
Председатель Совета молодых ученых Томской области

ВЫСШАЯ ШКОЛА ЭКОНОМИКИ
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Международная IEEE - Сибирская конференция
по управлению и связи (SIBCON–2016)

# СЕРТИФИКАТ

удостоверяет, что

Белоусов
Антон Олегович

принял участие в конференции SIBCON
12-14 мая 2016г. с докладом.

Председатель организационного
комитета SIBCON-2016

Б.Г.Львов

IEEE

Tomsk IEEE Chapter

NATIONAL INSTRUMENTS

Научная сессия ТУСУР

16•18 МАЯ 2018

**Сертификат участника**
**XXIII Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», 16 - 18 мая 2018 г.**

Антон Белоусов

Председатель Программного комитета,
ректор ТУСУР, д.т.н., профессор А.А. Шелупанов

**Томск**

Научная сессия ТУСУР

ТУСУР | TUSUR UNIVERSITY

# Диплом I степени

награждается

Белоусов Антон

за лучший доклад на
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
**«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»**

секция 8 «Technology for the benefit of Humanity»

**Председатель конференции** **А.А. Шелупанов**
Ректор ТУСУРа

16 – 18 мая 2018 г.

г. Томск

ТУСУР | TUSUR UNIVERSITY

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

*Белоусов*

*Антон Олегович*

**ассистент, внутренний совместитель**
**кафедры ТУ**

занесён на Доску Почёта ТУСУРа
за высокие достижения в труде
и большой вклад в развитие университета

Ректор А.А. Шелупанов

Председатель профкома А.А. Ильин

2019 г.

ТУСУР | TUSUR UNIVERSITY
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

# БЛАГОДАРСТВЕННОЕ ПИСЬМО

Младшему научному сотруднику
научно-исследовательской лаборатории «БЭМС РЭС» кафедры ТУ

## *Белоусову Антону Олеговичу*

В честь **Дня российской науки** выражаю Вам благодарность
за плодотворную научную работу и значительный вклад в развитие научной
деятельности университета.

Проректор по научной работе
и инновациям

**А.Г. Лощилов**

2020