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

На правах рукописи

flor

Носов Александр Вячеславович

Совершенствование защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов за счет меандровых линий задержки

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 Газизов Тальгат Рашитович

Томск 2018

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕН	НИЕ	4
1. ЗАЩ	ИТА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ	
OT C	ВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ: ОБЗОР	12
1.1 Акт	гуальность	. 12
1.2 Под	аходы к моделированию	. 15
1.3 Заш	цитные устройства и технические решения	26
1.3.1	Градиционные средства	26
1.3.2	Модальная фильтрация	28
1.3.3	Меандровые линии	31
1.4 Цел	њ и задачи работы	33
2. УСТІ	РОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ	
HA C	ОСНОВЕ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ	36
2.1 Mea	андровая линия в воздушном диэлектрическом заполнении	36
2.1.1 l	Искажение сверхкороткого импульса	36
2.1.2 I	Влияние перемычки между проводниками	43
2.1.3 I	Влияние потерь в проводниках	45
2.1.4	Параметрическая оптимизация витка	49
2.1.5 I	Разложение сверхкороткого импульса в двух витках	52
2.2 Mea	андровая микрополосковая линия	61
2.2.1 I	Искажение сверхкороткого импульса	61
2.2.2	Влияние перемычки между проводниками	64
2.2.3	Влияние потерь в проводниках и диэлектрике	66
2.2.4	Максимизация длительности и ослабления сверхкороткого	
I	импульса	. 71
2.2.5	Параметрическая оптимизация витка	75
2.2.6	Разложение сверхкороткого импульса в двух витках	78
2.2.7	Воздействие электростатического разряда на виток	88
2.3 Mea	андровая линия с лицевой связью	97

2.3.1 Искажение сверхкороткого импульса	
2.3.2 Влияние потерь в проводниках и диэлектрике	100
2.3.3 Параметрическая оптимизация витка	103
2.3.4 Разложение сверхкороткого импульса в двух витках	106
2.4 Выводы по главе	110
3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ	
ЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ	
ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ	116
3.1 Виток меандровой микрополосковой линии	116
3.1.1 Временная область	116
3.1.2 Частотная область	125
3.2 Виток меандровой линии с лицевой связью	128
3.2.1 Временная область	128
3.2.2 Частотная область	
3.3 Выводы по главе	
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	
ПРИЛОЖЕНИЕ	166

## введение

### Актуальность работы

С каждым годом неуклонно растет плотность монтажа печатных плат (ПП), уменьшаются рабочие напряжения интегральных схем, увеличивается верхняя граничная частота спектра используемых сигналов. Это приводит к повышению радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) восприимчивости К различным особое воздействиям И заставляет разработчика уделять внимание электромагнитной совместимости (ЭМС). Несоблюдение требований ЭМС может привести к выходу РЭА из строя и повлечь за собой большие финансовые потери предприятия-разработчика. Значительный подрыв репутации вклад И В исследование вопросов ЭМС печатных узлов и стойкости полупроводниковых компонентов к воздействию электростатических разрядов (ЭСР), разработки схем электромагнитных воздействий, методов защиты ОТ функциональной И безопасности бортовых систем внесли Б.Б. Акбашев, Н.В. Балюк, А.М. Бобрешов, Р.М. Гизатуллин, Л.Н. Кечиев, В.Ю. Кириллов, С.Ф. Чермошенцев.

Одной из актуальных задач ЭМС является защита РЭА от импульсов наносекундного диапазона, поскольку они способны выводить цепи из строя при проникновении внутрь РЭА. Это обусловлено тем, что традиционные устройства защиты недостатков (малая мощность, В силу своих недостаточное быстродействие и наличие паразитных параметров) малоэффективны для защиты от таких сверхкоротких импульсов (СКИ). Поэтому для защиты от воздействий в широком диапазоне требуются сложные и многоступенчатые устройства, что ведет к увеличению не только массы и габаритов устройства, но и финансовых затрат на проектирование и производство. А практика, наоборот, требует простоты и дешевизны устройств защиты. Поэтому актуален поиск новых устройств защиты и путей их построения. Примечательны для защиты РЭА от СКИ широко распространенные элементы современных ПП – меандровые линии задержки. Основным их достоинством является простота реализации защиты на их основе, в РЭА сложных многоступенчатых требующая введения устройств. не

Действительно, традиционным назначением меандровых линий является задержка сигнала, когда ее невозможно обеспечить проведением обычных линий передачи из-за высокой плотности монтажа на ПП. Помимо традиционного назначения, известно использование меандровых линий для фильтрации сигнала в полосе частот, а также всепропускающих свойств витка меандра. Значительный вклад в линий Б.А. Беляев, Н.Д. Малютин, исследования меандровых внесли Э.В. Семенов, В. Archambeault, A. Kabiri, O. Ramahi, R.B. Wu и др. Между тем, пока не уделено должного внимания исследованию возможности использования меандровых линий для защиты от опасных сигналов (в частности от СКИ), которое начали Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий и А.Т. Газизов. Однако раскрыты не все ресурсы совершенствования защиты с помощью меандровых линий. Между тем дополнительные исследования (для разных структур, типов линий и воздействий, а также универсальных аналитических условий) позволят без введения новых устройств и компонентов в печатные узлы усовершенствовать их защиту от СКИ.

Цель работы – усовершенствовать защиту радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов за счет меандровых линий задержки.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Исследовать возможность защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов и электростатического разряда с помощью меандровой линии с различными типами связи и в различном диэлектрическом заполнении.

2. Сформулировать условия, обеспечивающие разложение сверхкороткого импульса на последовательность импульсов в одном и двух витках меандровой линии.

3. Выполнить экспериментальное подтверждение возможности защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов за счет его разложения в витке меандровой линии с различными типами связи.

Научная новизна

1. Предложено использование меандровых линий из одного и двух витков с различными типами связи для защиты от сверхкороткого импульса за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

2. Сформулировано условие максимизации длительности сверхкороткого импульса, полностью разлагаемого в витке меандровой микрополосковой линии.

3. Исследована частотная зависимость модуля коэффициента передачи помехозащитных витков меандровой линии с различными типами связи.

4. Исследовано влияние потерь в проводниках и диэлектрике на формы импульсов разложения сверхкороткого импульса в витке меандровой линии с различными типами связи.

5. Выявлены возможности уменьшения амплитуды напряжения на выходе витка меандровой микрополосковой линии при воздействии на его вход импульса электростатического разряда.

Теоретическая значимость

1. Сформулирован ряд условий, обеспечивающих разложение сверхкороткого импульса в витке меандровых линий на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

2. Сформулировано условие, обеспечивающее увеличение длительности сверхкороткого импульса, который может быть разложен в витке меандровой линии на последовательность импульсов, до значения, равного удвоенному произведению минимальной из погонных задержек четной и нечетной мод на длину полувитка.

3. Сформулированы условия, обеспечивающие разложение пикового выброса электростатического разряда на последовательность импульсов меньшей амплитуды в витке меандровой линии.

4. Для линии из двух витков сформулирован ряд условий, обеспечивающих в первом витке разложение сверхкороткого импульса на последовательность из трех основных импульсов с равными задержками между импульсами, а во втором витке – разложение трех импульсов с выхода первого витка на последовательность из девяти импульсов.

5. Выявлено, что в меандровой микрополосковой линии потери в проводниках оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму сверхкороткого импульса, чем потери в диэлектрике, а в линии с лицевой связью, наоборот.

#### Практическая значимость

 Получено максимальное ослабление сверхкороткого импульса в витке меандровой линии: в воздушном диэлектрическом заполнении – 1,8 раза; микрополосковой – 6,3 раза; с лицевой связью – 4,6 раза.

 Получено максимальное ослабление сверхкороткого импульса в меандровой линии из двух витков: в воздушном диэлектрическом заполнении – 1,94 раза; микрополосковой – 5,2 раза; с лицевой связью – 4,8 раза.

3. Продемонстрировано ослабление в 4,6 раза пикового выброса ЭСР в витке меандровой микрополосковой линии.

4. Отработана методология оптимизации генетическими алгоритмами на тестовом примере одновременной оптимизации всех параметров меандровой линии в воздушном диэлектрическом заполнении и комбинации из нескольких параметров меандровой микрополосковой линии с боковой и лицевой связями.

6. Получены 6 патентов на изобретение: на устройства, защищающие от сверхкоротких импульсов, на основе меандровых линий задержки.

7. Результаты диссертационной работы использованы в учебном процессе двух университетов.

Использование результатов исследований

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», хоздоговор 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 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/К, 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 «Комплекс теоретических и экспериментальных исследований возможности разработки новой технологи защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов на основе простых печатных структур», грант РФФИ 18-37-00339, 2018–2020 гг.

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

10. Учебный процесс магистрантов радиотехнического факультета ТУСУР.

<u>Структура и объем диссертации.</u> В состав диссертации входят введение, 3 главы, заключение, список литературы из 138 наименования, приложение из 20 с. Объём диссертации с приложением – 185 с., в т.ч. 79 рисунков и 20 таблиц.

<u>Личный вклад.</u> Все результаты работы получены автором лично или при непосредственном его участии. Часть результатов получена с соавторами публикаций. Обработка и интерпретация результатов выполнены автором лично.

<u>Методология и методы исследования.</u> В работе применены математическое моделирование на основе метода моментов и модифицированного метода узловых потенциалов, параметрическая оптимизация на основе генетических алгоритмов и натурный эксперимент на базе скалярного анализатора цепей и комбинированного стробоскопического осциллографа.

#### Положения, выносимые на защиту

1. Виток меандровой линии может быть использован для разложения сверхкороткого импульса в целях помехозащиты на последовательность импульсов меньшей амплитуды: до 6,3 раза при боковой связи с полосой пропускания 1,1 ГГц и до 4,6 раза при лицевой связи с полосой пропускания 0,715 ГГц, при подложке из стеклотекстолита и длительности импульса 40 пс (по уровню 0,5).

2. Равенство значения максимальной из погонных задержек четной и нечетной мод витка меандровой линии удвоенной минимальной задержке увеличивает длительность разлагаемого в этой линии импульса до значения, равного произведению минимальной из погонных задержек и длины линии.

3. Уменьшение амплитуды напряжения на выходе витка меандровой микрополосковой линии при воздействии на его вход импульса

электростатического разряда возможно за счет разложения его пикового выброса на импульсы меньшей амплитуды.

<u>Достоверность результатов</u> основана на корректном использовании метода моментов и теории линий передачи, а также на согласованности результатов: моделирования и натурного эксперимента; квазистатического и электродинамического подходов.

### Апробация результатов

Результаты работы автора позволили подготовить заявки и победить в следующих конкурсах: ФЦП ИР (проект №RFMEFI57417X0172); грантов РФФИ (проект 18-37-00339); на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа 2017 г.; на назначение стипендии Президента РФ студентам и аспирантам по приоритетным направлениям в 2016 и 2017 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 следующих конференций: Межд. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2015 и 2016 гг.; Int. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Эрлагол (Алтай), 2015, 2016 и 2017 гг.; X International IEEE Scientific and Technical Conference «Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines», Омск, 2016 и 2017 гг; Межд. науч.-метод. конф. «Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов», Томск, 2016 г.; Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР», Томск, 2017 и 2018 гг.; 2017 Int. Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), Новосибирск, 2017 г; Науч.-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства» на базе АО НПЦ «Полюс», Томск, 2018 г.

<u>Публикации.</u> Результаты опубликованы в 28 работах (3 работы без соавторов):

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	3
Статья в журналах, индексируемых в WoS, SCOPUS	2
Статья в трудах конференций, индексируемых в WoS, SCOPUS	7
Доклад в трудах отечественных конференций	7
Патент на изобретение	6
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	3
ИТОГО:	28

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В гл. 1 обоснована актуальность защиты РЭА от СКИ и других ПД ЭМВ, рассмотрены общие подходы к моделированию технических решений, выделен квазистатический подход, как оптимальный для решения задач электромагнитного поля в многопроводных межсоединениях ПП, а также традиционные средства для защиты РЭА от СКИ и решения, основанные на модальных искажениях сигнала в многопроводных межсоединениях ПП. В гл. 2 выполнен детальный анализ искажений в одном и двух витках меандровой линии, подвешенной в воздухе, а также микрополосковой линии с боковой и лицевой связью. Предложены и обоснованы условия, обеспечивающие разложение СКИ в конце линии на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Показано, что для разложения СКИ на последовательность импульсов необходимо обеспечить сильную электромагнитную связь между проводниками линии. Представлены результаты параметрической оптимизации защитного витка меандровой линии с использованием генетических алгоритмов. Выполнены оценки влияния потерь в витке меандра с различными типами связи на искажение формы сигнала в конце линии. Наконец, показаны результаты анализа разложения пикового выброса ЭСР в витке меандровой линии. В гл. 3 выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭА от СКИ с помощью макетов витка меандровой микрополосковой линии с боковой и лицевой связью, а также вычислен модуль |S<sub>21</sub>| каждого из макетов с учетом их реальных геометрических параметров и проведена оценка влияния потерь на изменение  $|S_{21}|$ в диапазоне частот. В приложении приведены копии актов внедрения, патентов на изобретения, свидетельств, грамот и дипломов.

## 1. ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ: ОБЗОР

### 1.1 Актуальность

С развитием и широким распространением РЭА различного назначения все необходимость обеспечения острее становится электромагнитной ee совместимости ЭМС. Одним из актуальных направлений ЭМС является защита РЭА от нежелательных воздействий. Это связано с уменьшением рабочих напряжений устройств и увеличением плотности их монтажа внутри блоков оборудования, что приводит к повышению восприимчивости РЭА к воздействиям. В связи с этим необходима должная защита РЭА от различных электромагнитных воздействий (ЭМВ), которые могут быть как внутрисистемными (сбои в работе РЭА из-за перенапряжений), так И внешними (естественными или Особую приобретает РЭА преднамеренными). важность защита ОТ преднамеренных электромагнитных воздействий (ПД ЭMВ), все чаше применяемых злоумышленниками в террористических целях, о чем упоминается даже в открытых источниках [1]. Первое открытое обсуждение этой проблемы произошло на пленарном заседании конференции AMEREM в 1996 г. [2]. Для контроля и решения проблем электромагнитного терроризма на международном уровне в 1997 г. международной комиссией URSI (International Union of Radio Science) был образован подкомитет по электромагнитному терроризму. Первый обзор проблемы ПД ЭМВ представлен на симпозиуме по ЭМС во Вроцлаве в 1998 г. [3]. Вскоре была выпущена первая монография по этой тематике [4]. Особую ΠД ЭМВ опасность среди представляют импульсы наносекундного И субнаносекундного диапазонов высокой мощности [5]. Такие СКИ способны выводить чувствительные цепи РЭА из строя из-за малой длительности и высокой амплитуды. В связи с возрастающей опасностью преднамеренного воздействия СКИ разработана система отечественных стандартов, которые направлены на защиту от электромагнитных атак (рисунок 1.1). Создаваемая нормативная база, в первую очередь, направлена на защиту средств информатизации потенциально опасных и стратегически важных объектов, таких как объекты топливноэнергетического комплекса. Так, в дополнение к уже действующему ГОСТ P 52863-07, разработаны определяющие общие требования стандарты, К техническим средствам обнаружения преднамеренных электромагнитных воздействий (ГОСТ Р 56093-14) и защиты от них (ГОСТ Р 56115-14), а также к организации и содержанию работ по защите автоматизированных систем от преднамеренных электромагнитных воздействий (ГОСТ Р 56103-14).



Рисунок 1.1 – Система целевых стандартов Российской Федерации по защите от преднамеренных электромагнитных воздействий

Зарегистрировано много случаев ПД ЭМВ. Ниже приведены их примеры [1]:

 – 1995 г. (Москва). С помощью устройства, изготовленного в кустарных условиях, преступнику удалось вывести из строя охранную сигнализацию двух магазинов. – 1996 г. (Кизляр). Группа чеченских боевиков блокировала радиосвязь отряда милиции МВД России при проведении контртеррористической операции. Для блокировки использовался генератор СКИ.

– 2009 г. (Москва). Нарушена нормальная работа АТС одного из районов города. При проведении следственных мероприятий было выявлено, что работа АТС была нарушена в результате гальванической инжекции электромагнитных импульсов в связующее звено оборудования.

– 2011 г. (Нидерланды). Клиент банка, которому отказали в кредите, по чертежам, приведенным в открытом доступе в сети Интернет, изготовил генератор электромагнитных импульсов и вывел из стоя компьютерную сеть банка и серверное оборудование с базами данных.

– 2012 г. (Великобритания). Один из крупнейших банков стал объектом шантажа со стороны террористов, которые угрожали с помощью мощного генератора электромагнитных импульсов дистанционно вывести всю систему безопасности банка, а также компьютерное оборудование из строя.

Как видно, география событий довольно широка и с каждым годом пополняется все новыми точками на карте. Поэтому актуальны разработка и активное использование устройств защиты от ПД.

Примечательно, что также существуют ЭМВ естественного происхождения близкие к СКИ: электростатические разряды и вторичные проявления молниевого разряда. Для защиты от ЭМВ применяются экраны, специальные фильтры, устройства развязки, ограничители помех и разрядные устройства. Однако они обладают рядом недостатков, наиболее существенными из которых являются недостаточное быстродействие, малая мощность, a также паразитные параметры [6]. Эти недостатки затрудняют защиту от мощных СКИ. Таким образом, актуальной задачей на сегодняшний день является обеспечение защиты РЭА от СКИ, которые способны проникать в различные узлы РЭА, минуя электромагнитные экраны устройств. Для этого применяется численный анализ с помощью специализированного программного обеспечения, который сводится к построению математической модели, учитывающей все существенные

особенности исследуемого объекта. Так как математическая модель не идентична объекту, а является его приближенным описанием, то в зависимости от требований к точности и универсальности моделей, она может иметь различную сложность и требовать для ее реализации различных вычислительных ресурсов.

#### 1.2 Подходы к моделированию

В обшем случае распространение электрических сигналов по межсоединениям рассматривается с помощью уравнений Максвелла [7]. Данный анализ называется электродинамическим или полноволновым (так как учитывает возникающие в межсоединениях) и используется при волн, все типы моделировании, как правило, только на частотах в десятки и сотни гигагерц. Поэтому строгое решение задачи анализа межсоединений требует численного уравнений Максвелла граничных условий, решения для 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. В этой связи, примечателен квазистатический подход, позволяющий уменьшить вычислительные затраты, так как при таком 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. В работе [7] квазистатический подход выделен как оптимальный для решения задач электромагнитного поля в многопроводных межсоединениях ПП и рассмотрены задачи, к которым сводится моделирование распространения электрических сигналов. При нём произвольная схема межсоединений представляется обобщенной схемной моделью, напряжения

и токи в любой точке которой определяются из телеграфных уравнений для каждого отрезка многопроводных линий передачи (МПЛП) с учётом граничных условий на концах отрезка, 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 [7], 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. Кроме того, 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, значительные 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.

Для решения этих задач применяются различные численные методы. Так, в работе [8] рассматривается эволюция методов моделирования. Также сделана попытка предсказать будущие тенденции, основанные на результатах наблюдения за развитием методов моделирования. Кроме того, отмечено, что подходы к моделированию ЭМС значительно расширились за последние несколько лет, благодаря увеличивающейся важности, И сегодня разработка ee высокоэффективных систем без этих средств моделирования невозможна. Работа [9] посвящена разработке исследованию гибридного И метода, совмещающего метод моментов (МоМ) и метод конечных разностей во временной области для моделирования высокочастотных антенн, расположенных на земле. В работах [10, 11] представлен вычислительный подход, основанный на МоМ, совмещающий разделение на области и интерполяцию матрицы системы линейных уравнений (СЛАУ), дополненный адаптивным выбором частотных точек для широкополосной оценки работы антени и рассеивателей. В работе [12] представлен обзор нового эффективного гибридного метода моделирования для решения задач с открытыми границами. Метод совмещает решение методом конечных элементов задачи объемных электрических полей и решение граничных интегралов с помощью МоМ для усеченных границ. В работе [13] показаны преимущества в скорости и точности адаптивной сегментации трёхмерной модели ΠП параметров при вычислении электромагнитного поля с помощью полноволнового метода моментов по сравнению с другими видами сегментации. В работе [14] рассмотрены различные уточняющие критерии учащения сетки дискретизации при использовании МоМ для анализа системы «печатная платакорпус». В работе [15] представлено основанное на программируемой логической

микросхеме ускоряющее устройство для вычисления паразитной ёмкости системы проводников с помощью MoM. Известен подход разделения областей, использующийся при моделировании множественных переходных отверстий с общей областью прохода в паре нерегулярных плоскостей [16]. Известно прямое определение Т-матрицы из матрицы импедансов, рассчитанной с использованием базисных функций Рао-Вильтона-Глиссона методом моментов [17].

Стоит отметить ряд исследований, направленный на сравнение различных методов и подходов к моделированию на примере меандровых линий задержки. Так рассмотрены задержки, имеющие ЛИНИИ разные разносы между проводниками, а полученные результаты сравнены с результатами двухмерного моделирования в разных коммерческих программных продуктах, а также с аналитическими формулами ИЗ литературы И экспериментальными измерениями [18]. Представлены результаты сравнения трех численных методов (метода конечных разностей во временной области, метода конечных элементов и метода моментов) для моделирования меандровой линии задержки [19]. Известно использование метода эквивалентных схем из частичных элементов и метода для конечных разностей BO временной области моделирования линий задержки [20]. Выполнен анализ измерения коэффициента отражения методами TDR/TDT (Time Domain Reflectometry/Time Domain Transmission) в одиночных и дифференциальных меандровых линиях задержки для высокоскоростных ПП [21]. Предложены экспериментальная характеризация И подход к численному моделированию меандровых линий задержки [22].

Таким образом, наиболее универсальным методом для решения многих задач моделирования ЭМС, в т.ч. искажений сигналов в меандровых линиях, является метод моментов, поскольку он является самым известным и разработанным численным методом решения задач электромагнитного поля [23, 24], не требует больших вычислительных затрат и реализован в большинстве программных продуктов.

Общая теория метода моментов довольно проста [25]. Рассматривается характеристическое операторное уравнение, для решения которого используют

систему базисных функций в области определения оператора. Далее задается система весовых, или тестовых, функций в области значений оператора и берется скалярное произведение с каждой функцией. В результате получают систему уравнений, которую можно записать в матричном виде. Если полученная матрица является невырожденной, то существует обратная ей матрица и соответственно решение полученной системы. Это решение может быть точным или приближенным в зависимости от выбора базисных и тестовых функций.

При одновариантном анализе приложение метода моментов к анализируемой структуре будет заключаться в последовательном решении следующих задач:

– получение из уравнений Максвелла интегральных уравнений структуры;

– дискретизация структуры (разбиение структуры на *N* подобластей);

– вычисление элементов матрицы СЛАУ размером  $N \times N$ ;

- вычисление элементов вектора воздействий размером N;

– решение СЛАУ;

– вычисление требуемых характеристик из вектора решения СЛАУ.

Таким образом, основными временными затратами при реализации метода моментов будут являться затраты на решение СЛАУ. От скорости решения СЛАУ в наибольшей степени зависит эффективность приложения метода для получения результата с заданной точностью.

Из геометрических параметров поперечного сечения отрезка МПЛП, а также электрических и магнитных параметров материалов этой конструкции получают четыре матрицы погонных параметров размером  $N_{\text{COND}}*N_{\text{COND}}$  (где  $N_{\text{COND}}$  – число сигнальных проводников МПЛП, а ( $N_{\text{COND}}+1$ )-й проводник является опорным), часто называемых матрицами первичных параметров, в общем случае частотно-зависимых и меняющихся по длине отрезка МПЛП, и полностью описывающих элемент отрезка МПЛП длиной dx [26]:

С – матрица погонных коэффициентов электростатической индукции (далее называемая ёмкостной матрицей);

L – матрица погонных коэффициентов электромагнитной индукции (далее называемая индуктивной матрицей);

G – матрица погонных проводимостей;

**R** – матрица погонных сопротивлений.

Моделирование меандровых линий с большим числом параметров затрагивает проблему оптимизации сложных систем [27]. Она часто представима в виде целевой функции, которую необходимо оптимизировать (причем она не всегда задана аналитическим путем, а иногда задана и в виде «черного ящика»), и некоторого набора начальных данных и ограничений на решение. Часто детерминированные методы решения бывают неприемлемы или не обеспечивают необходимой степени точности [28]. Поэтому необходим альтернативный подход – использование эволюционных методов глобальной оптимизации [29] и намеренное введение элемента случайности в алгоритм поиска. При этом случайность будет служить целям сбора информации о поведении объекта исследования и целям управления. Основными достоинствами таких методов являются [30, 31]:

– повышенное быстродействие;

- высокая надежность и помехоустойчивость;

– высокая робастность, т.е. малочувствительность к нерегулярностям поведения целевой функции, наличию случайных ошибок при вычислении функции;

- сравнительно простая внутренняя реализация;

- малая чувствительность к росту размерности множества оптимизации;

возможность естественного ввода в процесс поиска операции обучения и самообучения;

 в рамках известных схем случайного поиска легко строятся новые алгоритмы, реализующие различные эвристические процедуры адаптации.

Рассмотрим наиболее популярные методы глобальной оптимизации, используя работу [32]. К стохастическим и термодинамическим подходам относятся:

– Грубый случайный поиск (метод Монте–Карло). Это самый простой и в то же время самый известный алгоритм случайного поиска, состоящий из равномерного случайного «бросания» точек в пространство поиска. Основное его достоинство – простота, и в теории глобальной оптимизации этот алгоритм применяется в основном в качестве эталона при теоретическом или численном сравнении алгоритмов и в качестве составной части некоторых алгоритмов глобального случайного поиска.

– Алгоритм имитации отжига. Этот алгоритм был разработан Киркпатриком в 1982 г. [33] и детально описан в [34]. В основе имитации отжига лежит теория термодинамического процесса нагревания и медленного охлаждения субстанции для получения кристаллической структуры. Начиная со случайно выбранной точки в пространстве поиска, делается шаг в случайном направлении. Если этот шаг приводит в точку с более низким уровнем значения функции оптимизации, то он принимается. Если же он приводит в точку с большим значением функции оптимизации, то он принимается с вероятностью P(I), где I – время. Функция P(I)сначала близка к единице, но затем постепенно уменьшается до нуля – по аналогии с охлаждением твердого тела. Таким образом, в начале процесса моделирования принимаются любые ходы, но, когда «температура» падает, вероятность совершения негативных шагов уменьшается. Негативные шаги иногда необходимы в том случае, когда нужно избежать локального оптимума, но принятие слишком многих негативных шагов может увести в сторону от глобального оптимума. Этот метод активно исследовался (быстрый «переотжиг», параллельный отжиг) и успешно применялся во множестве областей [34-37].

К детерминированным подходам относятся:

– Метод ветвей и границ. В данном методе множество решений  $\mathbf{M}$  разбивается на ряд подмножеств  $\mathbf{M}\mathbf{k}$  (ветвление), и вместо перебора всех элементов этих подмножеств рассчитываются нижние границы  $L(\mathbf{M}\mathbf{k})$  минимизируемой целевой функции  $F(\mathbf{X})$  в подмножествах  $\mathbf{M}\mathbf{k}$ . Сокращение перебора возможно в связи с тем, что далее ветвлению подвергается только то подмножество  $\mathbf{M}\mathbf{k}$ , у которого нижняя граница оказалась наименьшей. Однако

если у новых появившихся подмножеств нижние границы окажутся хуже, чем у какого-либо из ранее образованных подмножеств, то придется вернуться к шагу ветвления, на котором было образовано это более перспективное подмножество. При этом метод обеспечивает точное решение задачи, но в худшем случае из-за таких возвратов имеет место полный перебор. Для применения метода необходимо иметь алгоритм вычисления нижних границ. Если использовать то или иное упрощение задачи (приближенное вычисление нижних границ, ограничение возвратов и т.п.), то метод становится приближенным и за счет потери точности гарантирует приемлемые затраты времени решения.

– Метод поиска с запретами. Поиск с запретами является еще одним стохастическим методом глобального поиска [38]. Он основан на аналогии с человеческим поведением, т.е. на присутствии в поведенческой схеме человека случайных элементов, которые означают, что в одной и той же ситуации человек может повести себя разным образом. Сохранение листа запретов, в котором, например, может храниться набор уже рассмотренных точек пространства поиска, является одной из основных характеристик данного подхода. Алгоритм заключается в выборе случайной точки в пространстве поиска, рассмотрении точек из окрестностей данной точки, и, при достижении определенного критерия, выборе новой точки в другом регионе поиска, который еще не рассматривался.

К эвристическим и метаэвристическим подходам относятся:

– Эволюционное программирование. Подход, основанный на тех же принципах, что и генетические алгоритмы (ГА), но содержащий больше эвристических зависимостей и основанный на ранжированных мутациях, применяется в ряде комбинаторных и оптимизационных задач, в задачах машинного обучения [39].

– Эволюционные стратегии. Эволюционный подход, использующий при конструировании структуры индивида адаптивный уровень мутации, что позволяет приспособиться к любой изменяющейся модели. Также применяется в области комбинаторики, экспертных системах и при машинном обучении [40].

– Генетические алгоритмы. ГА относятся к группе эвристических методов, которые используются для решения проблем поиска и оптимизации. Они сочетают в себе элементы детерминированного и стохастического подходов. В силу этого ГА относятся не только исключительно к методам случайного поиска. Более того, они успешно применяются в комбинациях с аналитическими методами или другими алгоритмами поиска и оптимизации [41–43]. В основе ГА лежит принцип естественного отбора (выживания сильнейшего или наиболее приспособленного). В процессе поиска анализируются сразу несколько ветвей эволюции. Применяя так называемую «функцию приспособленности», определяющую насколько хорошо найденное решение проблемы и выполняющую роль окружающей среды при моделировании эволюционного процесса, ГА «выращивают» новые популяции объектов, генная структура которых более приспособлена к текущей ситуации. Таким образом, генетическая модель имитирует эволюцию приспособления через механизмы изменчивости объектов.

В ГА используется следующая терминология:

- генетический алгоритм - метод или путь решения поставленной задачи;

– геном – класс возможных решений, дающий представление о том, каким решение может быть вообще;

 целевая функция – взаимно однозначное отображение, переводящее пространство переменных в пространство решений и возвращающее значение пригодности переменной;

- ген - один из параметров задачи;

– особь (хромосома, индивид) – набор генов;

– популяция – набор особей;

– поколение – цикл жизни популяции: от создания до формирования новой;

– эволюция – последовательность поколений до достижения условия останова ГА.

Предложен подход, названный комплексной оптимизацией генетическими алгоритмами [44]. В нем применены ГА, поскольку они широко используются в последнее десятилетие и зарекомендовали себя надёжным средством оптимизации в различных задачах технической электродинамики [45]. Кроме того, известны работы, в которых ГА используются для параметрической и структурной оптимизации различных проводных структур. Ниже кратко рассматриваются некоторые из этих работ, анализ которых лег в основу комплексной оптимизации с помощью ГА.

В работе [46] структурный синтез выполняется эмпирически: выбираются несколько конструкций антенн, затем отбирается одна из них, имеющая, по результатам моделирования, подходящую диаграмму направленности и минимальный коэффициент стоячей волны (КСВ) в заданном диапазоне частот. Далее выполняется параметрическая оптимизация антенны с помощью ГА: в частности оптимизируются расположение и параметры элементов заграждающих фильтров с целью минимизации КСВ и расширения диапазона частот.

В работе [47] с помощью ГА выполняется автоматизированный синтез, который формально является параметрическим, поскольку оптимизируются геометрические параметры элементов антенны. Однако этими параметрами являются, в частности, пространственные координаты элементов антенны, что приводит к совершенно новым и необычным конструкциям антенн. Их невозможно получить эмпирически по интуиции, так что использование ГА позволяет автоматизировать структурный синтез.

В работе [48] продемонстрирован автоматизированный структурный синтез двухдиапазонной микрополосковой антенны, поскольку использована возможность кодирования в ГА не непрерывных параметров антенны, а кодирования наличия или отсутствия проводящих частей поверхности антенны. Интересно, что в анализе методом моментов отсутствие частей антенны может выражаться просто вырезанием тех столбцов и строк матрицы **Z**, которые соответствуют отсутствующим частям, так что матрица **Z** может вычисляться только один раз. В работе получена новая, не интуитивная структура, соответствующая заданным критериям, однако показано, что она не оптимальна, и её характеристики могут быть улучшены.

Известны также различные модификации ГА, делающие их более эффективными для конкретных задач [45]. Кроме того, показано, что существуют и оптимальные значения параметров ГА, например размера популяции и вероятности мутации, минимизирующие число итераций ГА для нахождения решения [49].

В ТУСУР [50] реализован программный комплекс, включающий большой набор квазистатических моделей, позволяющих с приемлемой точностью, но гораздо быстрее электродинамических, анализировать структуры проводников и диэлектриков различной сложности. Поэтому корректное использование моделей квазистатического анализа в процедуре автоматизированного синтеза с помощью ГА существенно ускоряет этот процесс. Кроме того, на базе данного комплекса проводятся практические занятия по дисциплине «теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» у студентов ТУСУРа [51]. Таким образом, был создан новый подход, объединяющий в себе достоинства известных подходов и имеющий новое качество – эффективный автоматизированный структурный синтез. Этот подход назван комплексной оптимизацией генетическими алгоритмами. Под термином «комплексная» обобщается совместное использование следующих принципов:

- Параметрический синтез с помощью ГА.
- Структурный синтез с помощью ГА.
- Адаптация ГА и его параметров к задаче.
- Синтез основных элементов.
- Синтез вспомогательных элементов.
- Использование электродинамического анализа.
- Использование квазистатического анализа.
- Вырезание строк и столбцов матрицы СЛАУ.

## 1.3 Защитные устройства и технические решения

В данном разделе представлен краткий обзор технических решений для защиты РЭА от СКИ на основе различных полосковых структур.

## 1.3.1 Традиционные средства

Традиционными схемотехническими средствами защиты от СКИ являются фильтры, устройства развязки, ограничители помех, разрядные устройства, а конструктивными – защитные экраны и методы повышения однородности экранов, заземление и методы уменьшения импедансов цепей питания. Рассмотрим некоторые из них по материалам различных работ.

Известна конструкция микрополоскового трехзвенного полоснопропускающего фильтра на двухмодовых резонаторах С разделенными проводниками, большой полосковыми реализованная на подложке c диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 80 [52].$ Фильтр обладает высокими частотно-селективными свойствами и высокой прямоугольностью фронтов полосы пропускания, которая обусловлена расположенными рядом с ней полюсами затухания.

Предложены фильтры на основе встречно-гребенчатой микрополосковой структуры как устройства защиты от СКИ [53]. Отмечено, что обычные подходы к защите от импульсных помех, где используются нелинейные элементы, такие как искровые разрядники или диоды Зенера, не могут обеспечить оптимальную защиту помех, вызванных СКИ. Поэтому в работе исследуется использование линейных фильтров как устройств защиты от СКИ, благодаря преимуществам в областей, например, высокой эффективности И низкой ряде стоимости производства, а также возможности пропускания высоких напряжений. Для минимизации габаритов фильтров исследована возможность их реализации на основе встречно-гребенчатых структур. Представлены результаты исследования

частотных характеристик фильтров и их отклика на воздействие СКИ во временной области.

Обсуждается различное представление Spice-моделей защитных элементов в отношении стабильности и целостности [54]. Кроме того, в работе представлены и проанализированы результаты воздействия СКИ на традиционные защитные элементы, на основе чего, сделан вывод о целесообразности использования линейных и нелинейных фильтров для подавления СКИ.

Известно исследование кремниевого тиристора на основе сетчатой структуры для защиты от ЭСР [55]. Сетчатая структура с симметричной компоновкой спроектирована для создания большего количества путей протекания лучшего растекания токов ЭCР. Результаты тока с целью измерений вольтамперной характеристики с помощью генератора импульсных сигналов, основанного на линиях передачи, показали, что уникальная компоновка сетки кремниевого тиристора составляет всего 39 процентов площади кремния при обычной полосковой геометрии кремниевого тиристора, но может обеспечить более высокую устойчивость к ЭСР. Результаты также показывают возможность изменения отпирающего напряжения и управляющего тока сетчатой компоновки требований кремниевого тиристора удовлетворения различных ДЛЯ функционирования путем изменения размеров устройства.

Представлен новый метод оптимизации защиты от ЭСР в смешанном режиме моделирования с использованием калибровочной модели [56]. Влияние сопротивления линии силовой шины на разработку защиты от ЭСР оценивается с помощью калибровочной модели для каждого устройства, используемого при защите от ЭСР. Предложена высокоскоростная защита с малой емкостью от вторичных проявлений ЭСР в современных устройствах с комплементарной структурой металл-оксид-полупроводник (КМОП) [57], поскольку высокоскоростной интерфейс все чаще интегрируется в системах-на-кристалле и нуждается в эффективных устройствах защиты от ЭСР и необходимо обеспечить высокий уровень защиты от ЭСР в очень широкой полосе частот различных интерфейсов (HDMI, SATA, USB и т.д.). Показаны характеристики устройств защиты в условиях устойчивости к ЭСР и частотный отклик. Проведено сравнение полученных экспериментальных результатов в различных технологических узлах, и с помощью модели тела человека продемонстрирована способность защиты от импульсов до 2 кВ с полосой 30 ГГц.

Передовые технологии КМОП обеспечивают более простой способ реализации радиочастотных интегральных схем [58]. Между тем напряжения затвора транзистора становятся все меньше, в связи с чем ЭСР становятся более опасными. К сожалению, паразитные емкости защиты от ЭСР ограничивают рабочую полосу частот интегральных схем. Геометрические размеры при защите от ЭСР также являются проблемой для защиты интегральных схем. В работе представлены экспериментальные результаты защиты от ЭСР, которая может быть реализована на ПП ввода-вывода для защиты интегральных схем на основе современных КМОП технологий.

### 1.3.2 Модальная фильтрация

Примечательны для защиты от СКИ устройства, основанные на явлении модального разложения помехового импульса на импульсы меньшей амплитуды – модальные фильтры (МФ). Физический принцип их работы основан на явлении разложения СКИ в отрезке связанной линии на моды с различными задержками их распространения. Так, в работах [59–61] приведены основы защиты от СКИ, которая основана на использовании разложения импульсного сигнала в связанных линиях передачи, и получены формулы, связывающие число и параметры отрезков для разложения импульсного сигнала с заданными параметрами и позволяющие выполнить расчёт МФ. Теоретические и экспериментальные исследования, подтверждающие возможность реализации модальной фильтрации в структурах ПП и кабелей обобщены в монографии [62]. Кроме того, для совершенствования модальной фильтрации предложена зеркальная-симметрия [63]. Представлены результаты моделирования МФ на основе многопроводных микрополосковых линий (МПЛ), а также их сравнение с результатами эксперимента [64–67]. Подходы к проектированию печатного МФ с лицевой связью описаны в [68–71]. Возможность использования модальной фильтрации в гибких печатных кабелях, применяемых в бортовой радиоэлектронной аппаратуре КА для обеспечения связи между блоками, описана в работах [72–76].

Исследования модальной фильтрации по систематизированы В диссертационной работе [77], где предложена технология модальной фильтрации, основанная на разложении сигнала в линиях передачи, позволяющая осуществить защиту аппаратуры от нежелательных сигналов за счет разрушения ИХ целостности интерференции распространяющихся вследствие волн В неоднородным многопроводных линиях с диэлектрическим заполнением. Представлены устройства защиты, позволяющие реализовать защиту от помех бортовой РЭА космических аппаратов предложенными методами. Проведено теоретическое обоснование возможностей уменьшения взаимных влияний проводников, ослабления уровня СКИ путем деления на импульсы меньшей амплитуды за счет разности задержек синфазных и противофазных волн в связанных полосковых линиях. Сформулированы условия прохождения импульса через виток линии задержки без искажений его формы. Выведены выражения для оценки амплитуд импульсов разложения в согласованном отрезке многопроводной линии передачи и коэффициента ослабления многокаскадного МФ. Показано, что распространении импульса отрезке линии, при В с неоднородным диэлектрическим заполнением, из N проводников (не считая опорного) импульс может подвергаться модальным искажениям, вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды, из-за различия погонных задержек мод в линии [59]. Полное разложение импульса в отрезке длиной *l* имеет место, если общая длительность импульса  $t_{\Sigma}$  меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. при условии

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min[\tau_i - \tau_k], \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \tag{1.1}$$

где  $\tau_{i(k)}$  – погонная задержка i(k)-й моды отрезка. Для пары связанных линий (N=2) (1.1) сводится к

$$t_{\Sigma} < l \cdot |\tau_2 - \tau_1|, \tag{1.2}$$

где  $\tau_2$ ,  $\tau_1$  – погонные задержки чётной и нечётной мод в отрезке связанных линий.

Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между одним и общим проводниками подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка на рисунке 1.2 (Результаты вычислены при значениях резисторов, выбранных из условия псевдосогласования).



Рисунок 1.2 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Амплитуда СКИ, в зависимости от связи в линии, может быть в 2 и более раз меньше исходной. Ослабление СКИ до 5 раз в структуре модального фильтра с сильной лицевой связью в неоднородном диэлектрическом заполнении показано в [78]. Получено в аналитическом виде условие равенства амплитуд импульсов разложения на выходе модального фильтра. Показано, что для этого необходимо, чтобы сопротивления (R) на всех концах связанных линий были равны среднему геометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной моды, т.е.

$$R = \sqrt{(Z_e \cdot Z_o)},\tag{1.3}$$

где  $Z_e$  и  $Z_o$  – волновые сопротивления четной и нечетной мод линии соответственно.

Примечательно, что технические принципы реализации такой защиты могут быть весьма разнообразными, в т.ч. даже не требующими устройства защиты как свойства такового, а использующими внутренние уже существующих электрических соединений, например межсоединений  $\Pi\Pi.$ Практическая реализация модальной фильтрации представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например, с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

Модальная фильтрация СКИ, в отличие от традиционных средств защиты, тем эффективнее, чем короче СКИ. Однако она не возможна в однородном диэлектрическом заполнении и более эффективна при наличии диэлектриков с возможно большей диэлектрической проницаемостью, а также требует довольно большой длины линии, что ограничивает ее использование.

## 1.3.3 Меандровые линии

Традиционное назначение меандровых линий заключается в использовании их для задержки сигнала в тех случаях, когда необходима синхронизация нескольких тактируемых импульсов в точке приема, которая может быть затруднена из-за высокой плотности трассировки ПП и стандартные линии передачи протянуть невозможно [79]. Основными факторами, влияющими на задержку в печатном проводнике, являются его длина и конфигурация, а также расположение проводников, поскольку трассы на внешних сторонах платы по сравнению с трассами на внутренних слоях обладают меньшей задержкой [80]. Важно отметить классическую работу [81], где впервые в общем виде рассмотрены импульсные характеристики связанных линий передачи на примере прямоугольных импульсных сигналов. Также примечательно пособие [82], где предложены задач, подходы ДЛЯ решения комплекса направленных на формирование, передачу и исследование искажений сверхширокополосных сигналов с применением фазовой коррекции и обработки сигналов.

Исследованиям меандровых линий задержки посвящено много работ, в которых наибольшее внимание уделено исследованию искажений сигнала, в первую очередь, вызванных наличием перекрестных связей между полувитками которые возрастают по мере сжатия витков и могут вызывать линии, значительный уровень перекрестных наводок [83-89]. Известно исследование, в результате которого выявлена линейная зависимость задержки в меандровой МПЛ от количества витков и показано, что для проектирования многовитковых линий достаточно моделирование линии лишь из нескольких витков для определения значения задержки на один виток и использование результата для линии с витков [90]. Представлены произвольным числом результаты электродинамического моделирования перекрестных наводок в одном витке меандровой линии на основе симметричной полосковой линии, а также предложены несколько новых конструкций меандровых линий [91]. Приведены результаты квазистатического моделирования распространения импульса в одном и двух витках меандровой линии с одинаковым поперечным сечением и выявлены причины появления искажений [92]. Проведено аналогичное моделирование, где сформулировано условие распространения импульса в витке меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками [93]. Предложена новая схема трассировки планарной линии задержки для минимизации искажений сигнала и уменьшения времени задержки, вызванных ближними перекрестными наводками между витками линии задержки [94]. В отличие от традиционной конструкции, в которой перекрестные помехи накапливаются синхронно и значительно ухудшают форму сигнала, новая плоская меандровая ЛИНИЯ задержки выравнивает перекрестные помехи равномерно во времени и позволяет избежать уменьшения задержки из-за перекрестных помех. Представлена новая сверхпроводящая линия задержки, которая получена из копланарной линии передачи и имеет меандровую структуру, свернутую в двойную спираль для максимизации использования площади на ПП [95]. Приведены результаты моделирования элементарной ячейки для оценки

влияния электромагнитных связей на передаточные характеристики меандровых линий задержки, которые широко используются в ПП и микросхемах [96].

Между тем меандровые линии имеют и другие применения в РЭА. Примечательны всепропускающие свойства витка меандровой линии, отмеченные в классической работе [97]. Известно использование свойств меандра для фильтрации сигнала в полосе частот [98], применение С-секций в фазовых корректорах [99], а также для амплитудного выравнивания на основе всепропускающей DDS-структуры [100]. В нескольких работах начато исследование меандровых линий, как устройств для защиты от СКИ. Так, выполнен детальный анализ искажений в витке меандровой линии с однородным диэлектрическим заполнением [101]. В витке меандровой линии с лицевой связью продемонстрирована возможность ослабления СКИ в 2,5 раза [102], а также показано существенное влияние потерь в проводниках и диэлектрике на его амплитуду [103].

## 1.4 Цель и задачи работы

Из п. 1.1, следует, что с каждым годом все более актуальной становится защита РЭА от воздействия мощных СКИ различной природы, поскольку безопасность современного общества зависит от бесперебойной и безопасной работы объектов его инфраструктуры, например, объектов ТЭК, ракетной и атомной промышленностей. Поэтому необходим поиск эффективных путей защиты и реализация защитных устройств РЭА от СКИ на их основе.

Из п. 1.2, следует, что для моделирования распространения электрических сигналов в РЭА используются два основных подхода. Первый основан на полноволновом анализе (учитывает все типы волн в межсоединении) и называется электродинамическим. Его главным достоинством является высокая точность результатов моделирования, однако при этом вычислительные затраты на его реализацию высоки даже для простейших конфигураций. Второй подход основан на упрощении, при котором допускается, что в проводнике ПП распространяется

только один тип волны – поперечная Т-волна. Это упрощение позволяет значительно (в десятки и сотни раз) сократить временные затраты при незначительной (при выполнении ряда условий) потере точности результатов вычислений. Для решения задач электромагнитного поля существуют различные подходы, которые сводятся к аналитическому или численному решению соответствующих интегральных или дифференциальных уравнений в частотной или временной области. Среди численных методов особого внимания заслуживает МоМ, поскольку он выделяется среди других методов, как по числу публикаций, так и по числу основанных на нем коммерческих программных продуктов. Поэтому для моделирования и исследований целесообразно использовать квазистатический подход, основанный на МоМ. В качестве метода оптимизации целесообразно использовать генетические алгоритмы, поскольку данный метод довольно прост в использовании. И то, и другое реализовано в отечественной компьютерного моделирования TALGAT, доступной системе для автора, поскольку он является одним из ее разработчиков [104, 105].

Из обзора в п. 1.3 следует, что для защиты от СКИ используются различные подходы и устройства. Однако традиционные устройства защиты имеют ряд недостатков, среди которых можно отметить низкое быстродействие (например, газоразрядные устройства при быстром нарастании входного сигнала имеют срабатывание), запаздывающее наличие полупроводниковых компонентов (варисторы) и, как следствие, недостаточная радиационная стойкость и малый жизненный цикл, влияние паразитных индуктивностей выводов (TVS-диоды), сложность проектирования и дороговизна. Поэтому одним из перспективных подходов к защите видится использование для защиты свойств меандровых линий. Приведенный обзор устройств на основе меандровых линий показал, что, несмотря на широту областей применения меандровых линий (задержка сигнала, фильтрация в полосе частот, антенные системы, проектирование компонентов РЭА), мало исследована возможность защиты РЭА от СКИ. Между тем дополнительные исследования (для разных структур, типов линий и воздействий,

а также универсальных аналитических условий) позволят без введения новых устройств и компонентов в печатные узлы усовершенствовать их защиту от СКИ.

Цель работы – усовершенствовать защиту радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов за счет меандровых линий задержки.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Исследовать возможность защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов и электростатического разряда с помощью меандровой линии с различными типами связи и в различном диэлектрическом заполнении.

2. Сформулировать условия, обеспечивающие разложение СКИ на последовательность импульсов в одном и двух витках меандровой линии.

3. Выполнить экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭА от СКИ за счет его разложения в витке меандровой линии с различными типами связи.

# 2. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ

В данном разделе исследована возможность защиты РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды в простых структурах ПП – меандровых линиях задержки [106–119]. Так, рассмотрены меандровые линии в воздушном заполнении из одного [106] и двух [107–109] витков, а также виток меандровой МПЛ [112–118]. Для каждой линии обоснованы условия, обеспечивающие разложение СКИ на последовательность импульсов. Оценено влияние потерь на разложение СКИ [110, 115, 119]. Выполнена оптимизация с помощью ГА параметров поперечного сечения витка меандровой линии в воздушном заполнении [111]. Предложены условия, обеспечивающие разложение СКИ с увеличенной длительностью [116–118].

## 2.1 Меандровая линия в воздушном диэлектрическом заполнении

В данном разделе представлены результаты исследования разложения СКИ в витке меандровой линии в воздушном заполнении [106–111].

## 2.1.1 Искажение сверхкороткого импульса

Известно, что анализ поведения сигнала в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением является довольно сложной задачей из-за существования перекрестных связей между проводниками линии и искажений, вызванных этими связями [120,121]. Искажения зависят от количества и плотности проводников в меандровой линии [87]. Поэтому для простоты понимания причин искажений для моделирования выбрана структура меандровой линии в воздушном заполнении (рисунок 2.1). Примечательно, что в такой линии не может существовать перекрестная наводка на дальнем конце, за счет равенства
погонных задержек четной ( $\tau_e$ ) и нечетной ( $\tau_o$ ) мод линии [92]. Моделирование выполнено

Параметры поперечного сечения линии на рисунке 2.1: w=100 мкм, t=100 мкм (ширина и толщина сигнального проводника соответственно), s=100 мкм (расстояние между проводниками), h=200 мкм (расстояние от слоя земли до сигнальных проводников).



Рисунок 2.1 – Поперечное сечение исследуемой линии

Схема соединений линии для моделирования представлена на рисунке 2.2. Линия состоит из двух параллельных проводников, соединенных между собой на дальнем конце. Один из проводников на ближнем конце линии соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. и внутренним сопротивлением *R*1. Другой проводник соединен с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением *R*2.



Рисунок 2.2 – Схема соединений исследуемой линии

Для воздействия выбран СКИ в форме трапеции со следующими параметрами: амплитуда э.д.с. 1 В, длительность плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс. На рисунке 2.3 приведены формы э.д.с. источника и напряжения в начале лини (в узле V1). Значения R1 и R2 для минимизации

отражения сигнала на концах проводников линии приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии.



Рисунок 2.3 – Формы э.д.с. источника (——) и напряжения в начале линии (– –)

Для понимания изменений формы сигнала и возможности их использования выполнено детальное моделирование формы сигнала в конце витка меандровой линии при последовательном увеличении длины линии от 1 до 50 мм с разным шагом. Полученные формы сигнала в конце линии (в узле V3) для l=1, 2, ..., 10 мм приведены на рисунках 2.4, 2.5, а для l=15, 20, ..., 35 мм на рисунке 2.6.

Из рисунка 2.4 наблюдается проявление и последовательное увеличение искажений с ростом *l*. Так, из-за наличия перекрестной наводки на ближнем конце линии, на фронте сигнала появляется выброс, а на спаде – провал. Максимальные уровни выброса и провала не превышают 15% от уровня сигнала в начале линии. На рисунке 2.5 также наблюдаются искажения, однако их характер меняется. Так, на фронте сигнала сильнее проявляется перекрестная помеха (в начале проявляется положительная ступенька, а в конце – выброс, обусловленный этой ступенькой), а на спаде сигнала наблюдается обратная ситуация. При увеличении *l* до 10 мм уровень искажений возрастает до 20%.





Из рисунка 2.6 наблюдается влияние ступеньки на фронте и провала на спаде сигнала, но по мере увеличения l это влияние снижается. Так, при l=15 мм уровень искажений все еще велик (рисунок 2.6*a*), но уже при l=20 мм (рисунок 2.6*b*) уровень выброса составляет около 5% от уровня сигнала в начале линии. При l=25 мм (рисунок 2.6*b*) появляется небольшой провал между сигналом и ступенькой на фронте, показывающий прекращение влияния на форму сигнала перекрестной наводки от фронта. При увеличении l до 30 мм и 35 мм исходный сигнал уже не искажается перекрестной наводкой, однако перед ним появляется импульс положительной полярности, а после – отрицательной. Дальнейшее увеличение l приводит к увеличению задержек импульсов (кроме первого) и не влияет на форму основного сигнала.

Важно отметить, что форма сигнала в конце линии в воздушном диэлектрическом заполнении является суммой самого сигнала, прошедшего вдоль линии, и наводки, от фронта и спада сигнала, на ближнем конце линии. А наложение наводки на сигнал зависит от задержки в линии и суммы длительностей фронта  $(t_r)$ , плоской вершины  $(t_d)$  и спада импульса  $(t_f)$ . Тогда наложения не будет при условии

$$2\tau l \ge t_r + t_d + t_f,\tag{2.1}$$

где  $\tau = \tau_e = \tau_o$  при условии их равенства.

Таким образом, при соответствующем выборе длины полувитка (l) можно обеспечить прохождение сигнала по витку меандра без искажений его формы перекрестной наводкой на ближнем конце от фронта сигнала. Тогда, условие (2.1) для случаев, когда l=30 и 35 мм выполняется с запасом и сигнал не искажается (так как для его выполнения достаточно обеспечить  $l \ge 29.98$  мм). Поэтому дальнейшее моделирование выполнено при l=30 мм, для обеспечения условия (2.1). При моделировании последовательно уменьшалось расстояние между проводниками *s* для усиления боковой связи между ними. Вычисленные формы сигналов в конце линии при изменении *s* от 100 до 6 мкм показаны на рисунке 2.7.

Из графиков на рисунке 2.7 видно, что усиление боковой связи между проводниками оказывает влияние на форму сигнала в конце линии. Так, при уменьшении *s* увеличивается положительный уровень перекрестной помехи (первого положительного импульса), а уровень основного сигнала (второго положительного импульса) уменьшается. Также из графиков видно, что уменьшение *s* приводит к появлению разнополярных импульсов после первых двух импульсов последовательности из-за отражений в линии. Это обусловлено различием значений волнового сопротивления четной и нечетной мод с сопротивлением тракта, а при увеличении связи это различие возрастает, увеличивая не только количество импульсов, но и их уровень.

Для наглядности в таблицу 2.1 сведены зависимости от *s* максимальных уровней основного сигнала ( $V_s$ ), перекрестной наводки на ближнем конце ( $V_{CR}$ ) и коэффициента емкостной связи ( $K_c$ ) между полувитками линии.



Рисунок 2.7 – Формы сигнала в конце меандровой линии при *s*=100 (*a*), 80 (*б*), 60 (*в*), 40 (*г*), 20 (*д*), 10 (*е*), 8 (*ж*), 6 (*з*) мкм

Таблица 2.1 –	Зависимости	параметров	OT S
---------------	-------------	------------	------

<i>s</i> , мкм	100	80	60	40	20	10	8	6
$V_S$ , B	0,467	0,460	0,447	0,426	0,383	0,330	0,313	0,29
$V_{CR}$ , B	0,126	0,142	0,163	0,191	0,242	0,291	0,305	0,324
$K_C$	0,474	0,526	0,589	0,670	0,785	0,869	0,890	0,913

Из таблицы 2.1 видно, что при уменьшении *s* амплитуда напряжения основного сигнала уменьшается более чем в 1,5 раза, по сравнению с исходной амплитудой при *s*=100 мкм. Также наблюдается рост уровня наводки от фронта

сигнала. Так, ее уровень в конце диапазона изменения *s* увеличивается более чем в 2,5 раза. Можно заметить, что при *s*=8 мкм амплитуда напряжения основного сигнала (0,313 В) выше амплитуды наводки от фронта (0,305 В), а при *s*=6 мкм соотношение меняется и уже амплитуда наводки (0,324 В) выше амплитуды основного сигнала (0,29 В). Из этого следует, что в диапазоне значений между 8 и 6 мкм есть оптимальное значение *s*, при котором амплитуды напряжений сигнала и наводки от фронта имеют одинаковый уровень, который является минимальным. Поиск оптимума дал  $s_{opt}$ =7,7 мкм,  $K_{opt}$ =0,9,  $V_{opt}$ =0,309 В. Очевидно, что дальнейшее увеличение связи между полувитками линии приведет к росту уровня наводки от фронта, что не приемлемо при необходимости минимизации максимального уровня импульсов на выходе.

Таким образом, в витке меандровой линии с сильной связью между полувитками, СКИ может раскладываться на последовательность импульсов с уровнем, не превышающим 60 % от уровня сигнала в начале витка. Необходимым условием для этого является (2.1), а равные и минимальные уровни двух первых импульсов получаются при коэффициенте емкостной или индуктивной связи 0,9.

## 2.1.2 Влияние перемычки между проводниками

Дополнительно выполнено исследование влияния перемычки между проводниками на форму и амплитуду СКИ в витке меандровой линии. Схема соединений линии с учетом перемычки представлена на рисунке 2.8. Длина перемычки принята равной расстоянию между проводниками ( $l_n$ =7,7 мкм).



Рисунок 2.8 – Схема соединений витка меандровой линии с учетом перемычки

Значения C1 и C2 вычислены упрощенно: по формуле емкости плоского конденсатора как

C1, 
$$C2 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{rC} \cdot \frac{w^2}{h} = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\Phi}{M} \cdot 1 \cdot \frac{(100 \text{ MKM})^2}{200 \text{ MKM}} = 0,0004425 \text{ m}\Phi.$$
 (2.2)

Вычисленные формы сигнала в конце исследуемой линии с учетом перемычки и без нее приведены на рисунке 2.9. Также, в таблицу 2.2 сведены амплитуды (V1, V2) и задержки ( $t_c$ ,  $t_s$ ) первых двух импульсов по уровню 0,5: перекрестной наводки на ближнем конце и основного сигнала.



Рисунок 2.9 – Формы сигналов на выходе меандровой линии: без учета перемычки (– –), с учетом перемычки (- -) и с учетом перемычки и емкостей (—) Таблица 2.2 – Амплитуды и задержки (по уровню 0,5) первых двух импульсов

Вид моделирования	<i>t</i> <sub>c</sub> , нс	<i>ts</i> , нс	<i>V</i> 1, B	<i>V</i> 2, B
Без учета перемычки	0,02	0,2	0,307	0,310
С учетом перемычки	0,02	0,2	0,307	0,311
С учетом перемычки и емкостей	0,02	0,2	0,307	0,311

Из форм сигнала на рисунке 2.27 видно, что учет перемычки при моделировании практически не оказывает влияния на форму и амплитуду сигнала на выходе линии. Учет перемычки межу проводниками на дальнем конце линии приводит к увеличению амплитуды сигнала в конце линии лишь на 1 мВ, и она составляет 0,311 В, а задержки импульсов не изменяются (таблица 2.2). Также стоит отметить, что дополнительный учет емкостей, из-за их малых значений, не изменяет результаты.

Таким образом, учтено влияние перемычки на форму и амплитуду сигнала в витке меандровой линии. Показано незначительное влияние перемычки и емкостей на амплитуду первых двух импульсов (перекрестной наводки на ближнем конце и основного сигнала). Так, максимальное отклонение амплитуды сигнала на выходе линии составляет 1 мВ (0,32 % от амплитуды сигнала). Это обусловлено тем, что длина перемычки определяется разносом проводников и составляет лишь  $l_n=7,7$  мкм. Между тем, в других структурах меандровых линий (при существенном разносе проводников) перемычка может оказать более существенное влияние на сигнал в конце линии.

## 2.1.3 Влияние потерь в проводниках

Потери в проводниках и диэлектриках различно влияют на форму сигнала в линии. Поэтому целесообразно выполнить такую оценку. Так как в структуре из п. 2.1.1 отсутствует диэлектрик, то выполнена оценка влияния потерь на разложение СКИ только в проводниках. Для этого вычислена матрица погонных сопротивлений **R**. Вычисление выполнено с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости. Так как в данной структуре опорный проводник представлен бесконечной проводящей плоскостью, то влияние потерь в нем незначительно, и поэтому внедиагональные элементы матрицы **R** приняты равными нулю. Диагональные элементы матрицы **R** определены по выражению

$$r=1/(w\sigma t)+r_s/w, \qquad (2.3)$$

где о – удельная проводимость материала проводника,

$$r_s = (\pi f \mu_0 / \sigma)^{1/2},$$
 (2.4)

где f – частота,  $\mu_0$  – магнитная проницаемость вакуума. В качестве материала проводника принята медь, поэтому  $\sigma$ =5,81×10<sup>7</sup> См/м.

Для частоты f=1 ГГц

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 84,13 & 0\\ 0 & 84,13 \end{bmatrix} \mathbf{O}\mathbf{M}/\mathbf{M}.$$

При моделировании использован импульс с длительностями фронта и спада по 50 пс, длительностью плоской вершины – 100 пс. Полученные формы сигнала в конце меандровой линии при оптимальном значении *s* без учета и с учетом потерь в проводнике приведены на рисунке 2.10.



Рисунок 2.10 – Формы сигнала в конце меандровой линии при оптимальном значении *s* без учета (– –) и с учетом (——) потерь в проводнике

Из графика на рисунке 2.10 видно, что потери в проводнике оказывают более существенное влияние на форму и амплитуду второго импульса (основного сигнала), в то время первый импульс (перекрестная наводка на ближнем конце) практически не изменяется.

Так, при учете потерь амплитуда первого импульса в начале его плоской вершины уменьшается на 7 мВ, а в конце – на 15 мВ. На втором импульсе наблюдается увеличение длительности фронта и спада (затягивание фронта и спада), что характерно для реальных межсоединений. В результате, амплитуда второго импульса уменьшилась на 20 мВ. Так как при учете потерь в проводнике амплитуда наводки на выходе линии выше амплитуды основного сигнала, то имеется возможность минимизация амплитуды сигнала на выходе линии, например, за счет оптимизации связи между проводниками (изменение расстояния между проводниками). Оптимальное значение расстояния между проводниками составило  $s_{opt}$ =8,2 мкм, а максимальная амплитуда –  $V_{opt}$ =0,297 В, что на 12 мВ

(4% от амплитуды сигнала при моделировании без учета потерь) ниже амплитуды сигнала в конце линии без учета потерь. Форма сигнала в конце меандровой линии при *s*<sub>opt</sub> приведена на рисунке 2.11.



Рисунок 2.11 – Форма сигнала в конце исследуемой линии с учетом потерь при sopt

Очевидно, что потери в проводниках окажут более существенное влияние на СКИ с формой импульса, близкой к треугольной (например, при меньшей длительности плоской вершины). Поэтому вычислена форма сигнала в конце линии для длительности плоской вершины импульса, уменьшенной до 10 пс. Полученные формы сигнала в конце линии без учета и с учетом потерь в проводнике приведены на рисунке 2.12.

Из рисунка 2.12 видно, что потери оказывают более существенное влияние на второй импульс (также как и при длительности плоской вершины импульса 100 пс). Из-за затягивания фронта и спада амплитуда второго импульса уменьшается на 60 мВ, а амплитуда первого импульса уменьшается лишь на 0,7 мВ. В результате поиска оптимального значения расстояния между проводниками ( $s_{opt}$ =10,2 мкм) амплитуда сигнала на выходе составила  $V_{opt}$ =0,28 В, что на 30 мВ (10% от амплитуды сигнала при моделировании без учета потерь) ниже амплитуды сигнала в конце линии без учета потерь. Форма сигнала в конце меандровой линии при  $s_{opt}$  приведена на рисунке 2.13.



Рисунок 2.12 – Формы сигнала в конце исследуемой линии без учета (- -) и с учетом (----) потерь в проводнике



Рисунок 2.13 – Форма сигнала в конце исследуемой линии с учетом потерь при sopt

Сравнение результатов моделирования без учета и с учетом потерь показало существенные отличия в минимальной амплитуде сигнала на выходе меандровой линии.

Таким образом, в результате моделирования витка меандровой линии в воздушном заполнении без учета и с учетом потерь выявлено, что максимальная амплитуда сигнала на выходе линии при длительности плоской вершины 100 пс уменьшилась на 4%, а при 10 пс – на 10%. Кроме того, в результате сравнения выявлено, что при учете потерь совместно с уменьшением амплитуды сигнала на выходе линии увеличивается оптимальное значение разноса между ее проводниками, что упрощает практическую реализацию таких устройств защиты от СКИ.

## 2.1.4 Параметрическая оптимизация витка

Выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой линии в воздушном заполнении с использованием ГА. Поперечное сечение витка меандровой линии в воздушном заполнении принято таким же, как на рисунке 2.1. Целью оптимизации является поиск такого набора значений параметров w, t, h и s, который обеспечивает среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод равным 50 Ом. Таким образом, соображений общей методических для самой ИЗ постановки задачи, оптимизировались, причем одновременно, все 4 параметра поперечного сечения. Что касается целевой функции, то в этом примере она включала лишь один критерий. Задача оптимизации сформулирована как  $Z=f(w, t, h, s) \rightarrow 50$  Ом, при 10 мкм≤w≤500 мкм, 10 мкм≤t≤500 мкм, 10 мкм≤h≤500 мкм, 1 мкм≤s≤100 мкм. ГА запускался по 5 раз с числом особей в популяции 30 при количестве поколений 10 и 100. Результаты оптимизации сведены в таблицы 2.3, 2.4 и представлены на рисунках 2.14-2.16.

Из таблиц 2.3, 2.4 видна хорошая сходимость значения Z к сопротивлению 50 Ом. Более детально значения Z для 10 и 100 поколений представлены на рисунке 2.14. Для 10 поколений значения Z варьируются от 49,9683 до 49,9948, при количестве поколений 100 – от 49,9915 до 50,0102. Таким образом, критерий оптимизации выполняется с высокой точностью (отклонение менее 0,1%) даже для 10 поколений.

Выполнена оценка времени оптимизации. Общее время вычисления при количестве поколений 10 и 100 при запусках 1–5 отражено на рисунке 2.15.

Максимальное время вычисления для 10 поколений составило 2,7 мин., для 100 –

44,6 мин.

Запуск	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	<i>t</i> , мкм	h, мкм	<i>s</i> , мкм
1	49,9947	128,32	297,555	417,373	183,45	93,048
2	49,9835	134,372	368,085	238,128	265,995	39,7858
3	49,9683	130,508	112,045	282,661	79,8718	61,0722
4	49,9918	143,256	91,9321	397,708	95,7379	68,8536
5	49,9948	161,143	282,332	301,555	427,982	29,4076

Таблица 2.3 – Результаты работы ГА для 30 особей и 10 поколений

Таблица 2.4 – Результат	ы работы ГА для	я 30 особей и 100	поколений
-------------------------	-----------------	-------------------	-----------

Запуск	Ζ, Ом	<i>t</i> , c	<i>w</i> , мкм	<i>t</i> , мкм	h, мкм	<i>s</i> , мкм
1	49,9915	1840,6	449,007	379,532	297,136	71,751
2	50,0008	2149,04	316,681	332,794	244,514	55,3152
3	50,0041	1718,06	429,523	480,433	300,359	89,2336
4	50,0102	1960,23	382,052	471,939	341,497	70,2992
5	49,997	2677,52	135,052	403,241	196,602	48,5067



Рисунок 2.14 – Полученные значения Z для 10 (——) и 100 (– –) поколений



Рисунок 2.15 – Время вычисления для 10 (——) и 100 (– –) поколений

Что касается полученных значений s, w, t и h, то, как видно из таблиц 2.3 и 2.4, они весьма сильно отличаются, как для 10 и 100 поколений, так для запусков 1–5. Полученные значения на s, w, t и h показаны на рисунке 2.16, из которого также видно, что они не сходятся к одному значению. Между тем они и не должны сходиться из физических соображений, поскольку погонная емкость любой пропорциональном структуры не меняется при изменении всех параметров. Поэтому, при оптимизации именно всех 4-х параметров поперечного сечения равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод сопротивлению 50 Ом может обеспечиваться не одним набором значений параметров, но и многими другими наборами. По существу, в этой задаче целевая функция имеет множество максимумов, но не имеет ни одного глобального.

Между тем при фиксации одного или более параметров задача оптимизации становится физически обоснованной и целесообразной. То же справедливо и при увеличении числа критериев оптимизации. Поэтому полученные результаты и сделанные выводы значимы с точки зрения методологии.



Рисунок 2.16 – Полученные значения w (a), t (б), h (в) и s (г) для 10 (—) и 100 (– –) поколений

Таким образом, на тестовом примере одновременной оптимизации всех параметров меандровой линии задержки в воздухе отработана методология оптимизации.

## 2.1.5 Разложение сверхкороткого импульса в двух витках

В данном разделе показана возможность реализации защиты РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов на примере меандровой линии из двух витков в воздушном заполнении [107–109]. Поскольку уже выполнено исследование искажения СКИ в одном витке меандровой линии в воздушном заполнении и показана возможность разложения СКИ на последовательность импульсов, то будут представлены результаты исследования влияния параметров второго витка на разложение СКИ.

## 2.1.5.1 Влияние длины второго витка на форму сигнала в линии

моделирования Для принята линия в воздушном диэлектрическом заполнении. состояшая ИЗ двух витков линии, соединенных каскадно (рисунок 2.17). Начало первого витка соединено источником С импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. и внутренним сопротивлением  $R_{1}$ , а конец второго витка с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением R2. В качестве воздействий выбран импульс в виде трапеции, с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс.



Рисунок 2.17 – Схема соединений двух витков меандровой линии

Поперечное сечение витков аналогично рисунку 2.1. Исходные параметры сечения: ширина и толщина сигнального проводника w=100 мкм, t=100 мкм соответственно, расстояние между проводниками первого и второго витков  $s_1 = s_2 = 100$  мкм, расстояние от слоя земли до сигнального проводника h = 200 мкм. Так как в п. 2.1 выполнен детальный анализ изменения формы сигнала в витке меандровой линии при изменении ее длины от 1 до 35 мм, то при каскадном соединении двух витков необходимо выполнить аналогичную оценку. Длина первого витка фиксирована ( $l_1$ =30 мм), а длина второго ( $l_2$ ) изменялась от 1 до 60 мм с разным шагом. Сначала, для имитации измерительного тракта, значения *R*1 и *R*2 приняты равными 50 Ом. Полученные формы сигнала в конце линии (в узле V5) при  $l_2=1, 2, ..., 10$  мм приведены на рисунке 2.18, а при  $l_2=15, 20, ...,$ 60 мм – на рисунке 2.19. Из рисунка 2.18 видно появление искажений и их последовательное увеличение с ростом  $l_2$ . Так, на фронте и спаде основного сигнала начинают проявляться выброс и провал соответственно. Также выброс и провал проявляются и на импульсе ближней перекрестной наводки. Очевидно, что эти искажения вызваны перекрестной связью во втором витке. Аналогичные искажения проявляются и на рисунке 2.19. Однако, при l<sub>2</sub>=30 мм ближняя перекрестная наводка не накладывается на фронт сигнала, так как выполняется условие (2.1) для второго витка и наблюдаются три импульса. Амплитуда второго и третьего импульсов составляют 0,2 и 0,33 В соответственно. Дальнейшее увеличение  $l_2$  до 60 мкм приводит к проявлению всех составляющих основного сигнала и наводок после прохождения по линии и наблюдается 4 первых положительных импульса. Но увеличивается уровень основного сигнала до 0,4 В.

По существу, при  $l_2=30$  мм амплитуда второго импульса складывается из амплитуд наводок на ближнем конце от основного импульса, после прохождения сначала первого, а потом второго витков. Первый импульс является наводкой на ближнем конце от фронта импульса перекрестной наводки, которая сформировалась в первом витке.

Аналогичное моделирование выполнено для случая, когда значение *R*1 принято равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и

нечетной мод первого витка, а значение *R*2 – среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод второго витка. Полученные формы сигнала в конце линии (в узле *V5*) при *l*<sub>2</sub>=15, 20, ..., 60 мм приведены на рисунке 2.20.



Рисунок 2.18 – Формы сигнала в конце меандровой линии в воздухе при  $l_2=1$  (*a*), 2 (*б*), 3 (*в*), 4 (*г*), 5 (*д*), 6 (*е*), 7 (*ж*), 8 (*з*), 9 (и), 10 (*к*) мм



Рисунок 2.19 – Формы сигнала в конце исследуемой линии при *R*1=*R*2=50 Ом для *l*<sub>2</sub>=15 (*a*), 20 (б), 25 (*b*), 30 (*c*), 35 (*d*), 40 (*e*), 45 (*ж*), 50 (*s*), 55 (*u*), 60 (*к*) мм



Рисунок 2.20 – Формы сигнала в конце меандровой линии при  $R1=R2=\sqrt{Z_e \cdot Z_o}$ для  $l_2=15$  (*a*), 20 (*б*), 25 (*в*), 30 (*г*), 35 (*д*), 40 (*e*), 45 (*ж*), 50 (*з*), 55 (*u*), 60 (к) мм

Из рисунка 2.20 видно, что характер изменения формы сигнала повторяется, как при R1=R2=50 Ом, однако амплитуды импульсов выше. Так, при  $l_2=30$  мм амплитуда второго и третьего импульсов составляют 0,23 и 0,38 В соответственно. Так как при  $l_2=30$  мм выполняется условие (2.1), то дальнейшее моделирование выполнено при  $l_1=l_2=30$  мм с внутренним сопротивлением источника сигналов (R1) равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод первого витка и с нагрузкой (R2) равной среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод второго витка.

# 2.1.5.2 Влияние расстояния между проводниками на форму сигнала в линии

Выполнено моделирование при  $s_1=100$  мкм и последовательном уменьшении  $s_2$  от 100 до 10 мкм. Необходимо отметить, что при моделировании внутреннее сопротивление источника сигналов (сопротивление *R*1) принято равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод первого витка, а сопротивление нагрузки (сопротивление *R*2) – среднему геометрическому волновых сопротивление *R*2) – среднему геометрическому волновых и нечетной и нечетной и нечетной и нечетной и нечетрическому волновых сопротивление *R*2) – среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод второго витка. Полученные формы сигнала в конце линии (в узле *V*5) приведены на рисунке 2.21.

Из графиков на рисунке 2.21 видно, что усиление торцевой связи во втором витке меандровой линии, изменяет амплитуды второго и третьего импульсов выходного сигнала. Можно заметить, что сначала (при  $s_2=100$  мкм) амплитуда третьего импульса (основной сигнал) выше амплитуды второго импульса (сумма импульсов перекрестных наводок на ближнем конце от основного импульса), а в конце (при  $s_2=10$  мкм) наоборот. Очевидно, что в диапазоне между 40 и 30 мкм существует оптимальное значение  $s_2$ , при котором уровни второго и третьего импульсов имеют одинаковую амплитуду, которая является минимальной. Поиск оптимума дал  $s_{2opt}=33$  мкм и  $V_{opt}=0,257$  В.

Таким образом, возможна минимизация максимальной амплитуды в конце линии при оптимизации расстояния между проводниками только во втором витке.



Рисунок 2.21 – Формы сигнала в конце исследуемой линии при *s*<sub>1</sub>=100 мкм и *s*<sub>2</sub>=100 (*a*), 90 (*б*), 80 (*в*), 70 (*г*), 60 (*д*), 50 (*e*), 40 (*ж*), 30 (*з*), 20 (*u*), 10 (*к*) мкм

Аналогичное моделирование выполнено при одновременном уменьшении *s*<sub>1</sub> и *s*<sub>2</sub> от 100 до 10 мкм. Полученные формы сигнала в конце линии (в узле *V5*)

58

приведены на рисунке 2.22. Из рисунка 2.22 видно, что характер изменения амплитуд последовательности импульсов на выходе меандровой линии из двух витков не изменяется. Таким образом, видно, что существует оптимальное значение  $s_1=s_2$ , когда амплитуды второго и третьего импульсов равны. Поиск оптимума дал  $s_{1opt}=s_{2opt}=56,5$  мкм и  $V_{opt}=0,3$  В. Как видно, по сравнению с уменьшением только  $s_2$  оптимальное значение амплитуды последовательности импульсов на выходе линии возрастает, однако и оптимальное расстояние между сигнальными проводниками также больше. Также видно, что при значительном уменьшении  $s_1$  и  $s_2$  (до 10 мкм) амплитуда основного импульса становится меньше нуля и составляет минус 4 мВ, а амплитуда наводок при этом составляет 0,38 В. Необходимо отметить, что значение s=56,5 мкм близко к типовым значениям расстояний между проводниками трасс реальных ПП [122].

В результате детальной оценки влияния длины второго витка на уровень сигнала в конце линии выявлено, что при равной длине первого и второго витков в конце линии наблюдается последовательность импульсов, из которой второй и третий импульсы имеют максимальные амплитуды. Второй импульс, по существу, является суммой перекрестных наводок от фронта на ближнем конце после прохождения основного импульса по первому и второму виткам. А первый импульс является наводкой на ближнем конце от фронта импульса перекрестной наводки, которая сформировалась в первом витке. Также выявлено, что при увеличении длины второго витка в два раза проявляются все составляющие наводок и основного импульса. Также в результате проведенных оценок выявлено, что минимизация максимальной амплитуды второго и третьего импульсов возможна при оптимизации расстояния между проводниками только второго витка.



Рисунок 2.22 – Формы сигнала в конце исследуемой линии при *s*<sub>1</sub>=*s*<sub>2</sub>=100 (*a*), 90 (*б*), 80 (*в*), 70 (*г*), 60 (*д*), 50 (*e*), 40 (*ж*), 30 (*з*), 20 (*u*), 10 (*к*) мкм

60

#### 2.2 Меандровая микрополосковая линия

В данном разделе рассмотрена возможность защиты РЭА от СКИ за счет свойств витка меандровой МПЛ [113–114], а также выполнено исследование возможности защиты РЭА от ЭСР за счет разложения его пикового выброса на последовательность импульсов меньшей амплитуды [123, 124].

## 2.2.1 Искажение сверхкороткого импульса

Для демонстрации возможности реализации меандровой линии, защищающей от СКИ, в неоднородном диэлектрическом заполнении, выбрана МПЛ без покрывающих слоев (рисунок 2.23). Параметры поперечного сечения линии на рисунке 2.23: ширина и толщина сигнального проводника *w*=300 мкм и t=105 мкм соответственно; расстояние между проводниками s=23 мкм; толщина диэлектрической подложки *h*=510 мкм; расстояние от края структуры до сигнального проводника *d*=900 мкм, диэлектрическая проницаемость подложки Необходимо соединений  $\varepsilon_r = 10.$ отметить, что схема И параметры при моделировании приняты аналогичными, как для линии, подвешенной в воздухе. Значения сопротивлений генератора и нагрузки приняты равными среднему геометрическому значений волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии.



Рисунок 2.23 – Поперечное сечение витка меандровой МПЛ

Отметим, что условие (2.1) полученное для воздушного заполнения, когда погонные задержки четной и нечетной мод линии равны не будет выполняться для связанной МПЛ, поскольку четная и нечетная моды будут иметь разные погонные задержки, поэтому (2.1) примет вид

$$2l\tau \ge t_r + t_d + t_f,\tag{2.5}$$

где т – наименьшее из значений погонных задержек четной и нечетной мод линии.

Сначала необходимо исключить влияние перекрестной наводки на ближнем конце на форму основного импульса. Для доказательства прохождения основного импульса по витку без наложения на его фронт и спад перекрестной наводки на ближнем конце нужно вычислить погонные задержки четной и нечетной мод линии по выражению [125]

$$\tau_{e,o} = \sqrt{\left(L_{11} \cdot C_{11} + L_{12} \cdot C_{12}\right) \pm \left(L_{12} \cdot C_{11} + L_{11} \cdot C_{12}\right)}, \qquad (2.6)$$

где C<sub>11</sub> и C<sub>12</sub> – соответствующие погонные коэффициенты электростатической индукции, а L<sub>11</sub> и L<sub>12</sub> – электромагнитной индукции.

Матрицы С и L для структуры на рисунке 2.23, полученные с помощью метода моментов:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 232,06 & -138,12 \\ -138,12 & 232,06 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 390,34 & 309,03 \\ 309,03 & 390,34 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

По выражению (2.6) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L получены  $\tau_e$ =8,10 нс/м,  $\tau_o$ =5,48 нс/м. Тогда, для выполнения условия (2.5) достаточно, чтобы *l*=19 мм. В качестве примера на рисунке 2.24 приведены формы сигнала в конце меандровой линии при *l*=15 и 20 мм.



Рисунок 2.24 – Формы сигнала в конце меандровой МПЛ при *l*=15 (*a*) и 20 (б) мм

что при невыполнении условия (2.5) перекрестная наводка Видно, накладывается на фронт, из за чего проявляется ступенька между ними с уровнем 0,18 В (рисунок 2.24а). Также видно, что плоская вершина основного импульса сильно искажена. Из рисунка 2.246 видно, что наводка на ближнем конце уже не влияет на фронт основного сигнала, т.к. условие (2.5) выполняется, однако плоская вершина импульса также искажена. Искажения основного сигнала вызваны разностью скоростей распространения четной и нечетной мод, а основной импульс на рисунке 2.24 ПО существу является результатом суммирования четной и нечетной мод. Из-за этой разности невозможно выполнить разложение СКИ в витке меандровой линии с неоднородным заполнением при обеспечении выполнения только условия (2.5).

Поэтому, для минимизации амплитуды результата разложения СКИ необходимо, чтобы он был разложен на импульсы четной и нечетной мод. Условие такого разложения для связанной линии имеет вид

$$t_r + t_d + t_f \le 2l |\tau_e - \tau_o|. \tag{2.7}$$

Тогда, при длине линии *l*=45 мм произведение модуля разности погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину составляет 235,8 пс. Сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала составляет 200 пс. Таким образом, условие (2.7) выполняется с запасом. Условие (2.5) также выполняется, так как произведение наименьшего из значений погонных задержек четной и нечетной мод линии (погонной задержки нечетной моды) на удвоенную длину линии составляет 493,2 пс.

На рисунке 2.25*а* приведены формы сигнала в конце меандровой линии (в узле *V*3) при выполнении указанных условий. Также, для сравнения, на рисунке 2.25 (*б*, *в*) приведены формы сигнала при *s*=15 и 30 мкм.

Из рисунка 2.25 видно, что СКИ в конце линии представлен последовательностью из трех основных импульсов меньшей амплитуды (импульсов перекрестной наводки от фронта, импульсов нечетной четной мод). Также видно, что при *s*=15 мкм наводка от фронта (первый импульс) имеет более

высокую амплитуду (0,230 В), чем амплитуда импульсов мод (0,196 В). Однако при *s*=30 мкм соотношение меняется: амплитуда импульсов мод (0,213 В) выше, чем амплитуда перекрестной наводки (0,193 В).







Рисунок 2.25 – Формы напряжения в конце меандровой линии при *s*=23 (*a*), 15 (*б*), 30 (*в*) мкм

Таким образом, только при оптимальной связи между проводниками (s=23 мкм) амплитуды трех основных импульсов равны между собой, и не первышают 0,207 В или 40% от уровня сигнала в начале витка. После первых трех импульсов, имеющих наибольшую амплитуду, к концу линии приходят разнополярные импульсы малой амплитуды из-за отражений в линии. Появление отражений обусловлено отличием значений волнового сопротивления четной и нечетной мод линии от сопротивлений на концах отрезка для этих мод.

#### 2.2.2 Влияние перемычки между проводниками

Дополнительно выполнено исследование влияния перемычки между проводниками на форму и амплитуду СКИ в витке меандровой МПЛ. Схема соединений линии с учетом перемычки представлена на рисунке 2.26. Длина перемычки принята равной расстоянию между проводниками ( $l_n$ =23 мкм).



Рисунок 2.26 – Схема соединений витка МПЛ с учетом перемычки

Значения *C*1 и *C*2 вычислены упрощенно: по формуле емкости плоского конденсатора как

$$C1, C2 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{rC} \cdot \frac{w^2}{h} = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\Phi}{M} \cdot 10 \cdot \frac{300^2 \text{ MKM}}{510 \text{ MKM}} = 0,0156 \text{ } \pi\Phi$$
(2.8)

Вычисленные формы сигнала в конце исследуемой линии с учетом перемычки и без нее приведены на рисунке 2.27. Также, в таблицу 2.5 сведены амплитуды (V1, V2, V3) и задержки ( $t_c$ ,  $t_o$ ,  $t_e$ ) первых трех импульсов по уровню 0,5: перекрестной наводки на ближнем конце от фронта основного сигнала, нечетной и четной мод.



Рисунок 2.27 – Формы сигналов на выходе меандровой МПЛ без учета перемычки (- –), с учетом перемычки (- -) и с учетом перемычки и емкостей (—)

Учет перемычки	$t_c$ , HC	$t_o$ , HC	<i>t</i> <sub>e</sub> , нс	<i>V</i> 1, B	<i>V</i> 2, B	<i>V</i> 3, B
Без учета перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки и емкостей	0,02	0,519	0,756	0,207	0,208	0,209

Таблица 2.5 – Амплитуды и задержки по уровню 0,5 первых трех импульсов

Из форм сигнала на рисунке 2.27 видно, что учет перемычки при моделировании практически не оказывает влияния на форму и амплитуду сигнала на выходе линии. Амплитуда на выходе линии с учетом перемычки и емкостей

увеличивается на 2 мВ, а задержки импульсов нечетной и четной мод по уровню 0,5 увеличиваются на 1 пс и 2 пс соответственно (таблица 2.5). Стоит отметить, что учет перемычки без учета емкостей не оказывает влияния на формы и амплитуды импульсов на выходе исследуемой линии.

Таким образом, учтено влияние перемычки на форму и амплитуду сигнала в витке меандровой МПЛ. Показано незначительное влияние перемычки и емкостей на амплитуду и задержку второго и третьего импульсов (нечетной и четной мод). Так, максимальное отклонение амплитуды выходного сигнала составляет 0,97 %. Такое малое влияние перемычки на форму сигнала может быть обусловлено тем, что длина линии определяется расстоянием между проводниками s и составляет всего  $l_n=23$  мкм. Поэтому в других структурах на основе меандровых линий перемычка между проводниками может оказать более существенное влияние на форму и амплитуду СКИ в конце линии.

### 2.2.3 Влияние потерь в проводниках и диэлектрике

Как было выявлено ранее, влияние потерь в проводниках и диэлектрике может привести к изменению формы сигнала СКИ в конце линии. Поэтому был выполнен анализ их влияния в МПЛ [115]. Для учета потерь в диэлектрике вычислена матрица погонных проводимостей **G**. Так как выбранное для моделирования значение диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_r$ =10 близко к ее значению для поликора ( $\varepsilon_r$ =9,7), то сначала для вычисления матрицы **G** принято типовое значение тангенса угла диэлектрических потерь, соответствующее этому материалу:  $tg\delta$ =10<sup>-4</sup>. На частоте *f*=1 ГГц

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 108,1 & -54,2 \\ -54,2 & 108,1 \end{bmatrix} \text{ MKCM/M}.$$

При моделировании использован импульс с длительностями фронта и спада по 50 пс, а плоской вершины – 100 пс. Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии без учета и с учетом потерь в диэлектрике (при  $tg\delta=10^{-4}$ ) приведены на рисунке 2.28.



Рисунок 2.28 – Формы сигнала конце витка меандровой МПЛ без учета (- –) и с учетом (—) потерь в диэлектрике при  $tg\delta$ =10<sup>-4</sup>

Из графика на рисунке 2.28 видно, что влияние потерь в диэлектрике при  $tg\delta=10^{-4}$  незначительно, поэтому для более наглядной демонстрации влияния потерь в диэлектрике на форму сигнала принято, что  $tg\delta=10^{-2}$ . Тогда на частоте f=1 ГГц

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 10,8 & -5,4 \\ -5,4 & 10,8 \end{bmatrix} \text{MKCM/M}.$$

Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии без учета и с учетом потерь в диэлектрике (при  $tg\delta$ =10<sup>-2</sup>) приведены на рисунке 2.29. Видно, что потери в диэлектрике оказывают наибольшее влияние на импульсы четной и нечетной мод сигнала, в виде незначительного уменьшения их амплитуд и сглаживания формы импульсов. Так, амплитуды второго и третьего импульсов составляют 0,205 В и 0,202 В соответственно (при амплитуде импульсов без учета потерь 0,208 В). Отметим, что потери оказывают более существенное влияние на третий импульс (импульс четной моды, который распространяется почти полностью в диэлектрике). Также стоит отметить сглаживание формы импульсов (характерное для реальных межсоединений), из-за чего между вторым и третьим импульсами появляется ступенька, амплитудой 8 мВ. Максимальная амплитуда сигнала на выходе исследуемой линии с учетом потерь в диэлектрике составила 0,207 В.



Рисунок 2.29 – Формы сигнала в конце витка меандровой МПЛ без учета (- -) и с учетом (---) потерь в диэлектрике при  $tg\delta$ =10<sup>-2</sup>

Затем выполнена оценка влияния потерь только в проводнике на разложение СКИ. Для этого вычислена матрица погонных сопротивлений **R**. Вычисление элементов матрицы выполнено с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости. Внедиагональные элементы матрицы **R** приняты равными нулю, так как в данной структуре за опорный проводник принята бесконечно проводящая плоскость. Диагональные элементы матрицы R определяются выражениями (2.3) и (2.4).

Для частоты f=1 ГГц

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 28,016 & 0 \\ 0 & 28,016 \end{bmatrix} \mathbf{O}_{\mathbf{M}/\mathbf{M}}.$$

Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии без учета и с учетом потерь в проводниках приведены на рисунке 2.30.

Из форм сигнала на рисунке 2.30 видно, что потери в проводнике оказывают наибольшее влияние на форму и амплитуду импульса нечетной моды (второй импульс): амплитуда на 10% меньше в сравнении с моделированием без учета потерь. При этом импульсы перекрестной наводки и четной моды (первый и третий импульсы) практически не изменяются.

Наконец, выполнена оценка влияния потерь на разложение СКИ одновременно в проводниках и диэлектрике, с использованием полученных ранее

матриц **R** и **G** при  $tg\delta=10^{-2}$ . Полученные формы сигнала без учета потерь и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике представлены на рисунке 2.31.



Рисунок 2.30 – Формы сигнала в конце витка меандровой МПЛ без учета (- -) и с учетом (---) потерь в проводниках



Рисунок 2.31 – Формы сигнала в конце витка МПЛ без учета (– –) и с учетом (—) потерь в проводниках и диэлектрике

Видно, что одновременный учет потерь в проводниках и диэлектрике приводит к наибольшему искажению формы и амплитуды импульса нечетной моды (второй импульс). При этом импульсы перекрестной наводки и четной моды (первый и третий импульсы) изменяются лишь незначительно. Амплитуды первого, второго и третьего импульсов составляют 0,206, 0,190 и 0,202 В соответственно. Оптимальное значение разноса между проводниками составило *s*<sub>opt</sub>=24 мкм при котором амплитуда сигнала на выходе линии составила *V*=0,204 В. Между тем проявляется и другой эффект: затянутый спад второго импульса (из-за потерь) складывается с третьим импульсом, увеличивая его амплитуду и уменьшая его задержку. Этот эффект может быть значимым при неполном разложении импульсов четной и нечетной мод.

Выполнена оценка влияния потерь в проводниках и диэлектрике на СКИ с формой, близкой к треугольной (при уменьшении длительности плоской вершины до 10 пс). Полученные формы сигнала в конце линии без учета и с учетом потерь в проводнике и диэлектрике приведены на рисунке 2.32.



Рисунок 2.32 – Формы сигнала в конце витка меандровой МПЛ без учета (– –) и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике (—) при воздействии треугольным импульсом

Из рисунка 2.32 видно, что потери оказывают наибольшее влияние на второй и третий импульсы: их амплитуды уменьшаются на 23 и 19 мВ соответственно. При этом амплитуда первого импульса уменьшается лишь на 1 мВ. Оптимальный разнос между проводниками составил  $s_{opt}$ =31,5 мкм, при котором  $V_{opt}$ =0,189 В, что на 19 мВ (10%) ниже амплитуды сигнала без учета потерь.

Таким образом, в результате анализа влияния потерь выявлено, что потери в проводниках оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму импульсного сигнала в конце витка меандровой линии, чем потери в диэлектрике. При этом, потери в проводнике больше уменьшают амплитуду импульса нечетной моды, а в диэлектрике – четной. Учет потерь приводит к существенному изменению формы и амплитуды только импульса нечетной моды, тогда как импульс наводки и импульс четной моды меняются незначительно. Также выявлен примечательный эффект, при котором затянутый спад второго импульса (из-за потерь) складывается с третьим импульсом, увеличивая его амплитуду и уменьшая его задержку. Влияние этого эффекта может быть значимым при неполном разложении импульсов четной и нечетной мод. При учете потерь оптимальная связь между проводниками по критерию минимальной амплитуды выходного сигнала может быть уменьшена, а противоположное влияние потерь в проводниках и диэлектриках облегчает это уменьшение.

## 2.2.4 Максимизация длительности и ослабления сверхкороткого импульса

В данном разделе представлены результаты исследования возможности увеличения длительности СКИ, который может быть разложен в витке меандровой МПЛ [116–118].

Примечательно, что за счет оптимизации параметров поперечного сечения меандровой линии может быть получено оптимальное разложение СКИ, когда второй и третий импульсы приходят к концу линии сразу после прихода импульса перекрестной наводки. Условие такого разложения можно получить, рассмотрев систему из уравнений (2.5) и (2.7). Поскольку их правые части равны, то после приравнивания левых частей и замены  $|\tau_e - \tau_o|$  на  $\tau_{max} - \tau_{min}$  ( $\tau_{max}$  – наибольшее из значений погонных задержек четной и нечетной мод линии) получаем

$$2(\tau_{max} - \tau_{min})l = 2\tau_{min}l. \tag{2.9}$$

После преобразований (2.9) примет вид

$$\tau_{max} = 2\tau_{min}.$$
 (2.10)

Выполнение этого условия позволяет разнести по времени импульсы нечетной и четной мод на оптимальное значение при фиксированной длине линии. Для демонстрации этого выполнены моделирование и оптимизация параметров поперечного сечения исследуемой линии из рисунка 2.23. В результате оптимизации получены следующие параметры поперечного сечения линии, обеспечивающие выполнение условий (2.5), (2.7) и (2.10): *w*=300 мкм, *t*=205 мкм, *s*=17 мкм, *h*=510 мкм,  $\varepsilon_r$ =30. Вычисленные матрицы **С** и **L**:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 662, 2 & -401, 7 \\ -401, 7 & 662, 2 \end{bmatrix} \pi \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 352, 7 & 312, 1 \\ 312, 1 & 352, 7 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Выполнено моделирование форм сигнала в конце витка меандровой линии на воздействие импульсами 200 и 500 пс. Полученные формы сигналов на выходе линии представлены на рисунке 2.33.

Из рисунка 2.33 видно, что выполнение условия (2.10) обеспечивает разложение импульсов с длительностью 200 и 500 пс в витке меандровой линии на три основных импульса. В обоих случаях их прохождение по витку меандровой МПЛ приводит к разложению сигнала на три основных импульса, однако эти импульсы имеют разную амплитуду. Максимальная амплитуда выходного сигнала составляет около 50% от амплитуды сигнала в начале линии вне зависимости от длительности воздействующего импульса. Таким образом, меандровая линия обеспечивает разложение импульсов с большей длительностью, но не обеспечивает должного ослабления амплитуды СКИ. Поэтому для минимизации амплитуды СКИ на выходе витка меандровой линии выполнена дополнительная оптимизация параметров поперечного сечения из рисунка 2.23 и сопротивлений R1 и R2 на схеме из рисунка 2.2. Оптимальным выбором одновременно обеспечиваются условия (2.5), (2.7), (2.10) и минимальная амплитуда выходного сигнала. Оптимальные параметры выбраны следующими: *w*=850 мкм, *t*=452 мкм, s=46 мкм,  $h_{C}=540$  мкм,  $\varepsilon_{rC}=40$ , R1=R2=23 Ом. Вычисленные матрицы С и L:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1100, 4 & -696, 8\\ -696, 8 & 1100, 4 \end{bmatrix} \pi \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 219, 1 & 172, 9\\ 172, 9 & 219, 1 \end{bmatrix} \mathbf{H}\Gamma\mathbf{H}/\mathbf{M}.$$


Рисунок 2.33 – Формы сигнала на выходе витка меандровой МПЛ при длительности воздействующих импульсов 200 (*a*) и 500 пс (*б*) и выполнении условия (2.10)

Полученные формы сигналов при воздействии импульсами с длительностями 200 и 500 пс представлены на рисунке 2.34.

Как видно из рисунка 2.34, дополнительная оптимизация приводит к выравниванию амплитуд первых трех импульсов вне зависимости OT длительности воздействующего сигнала. Максимальная амплитуда выходного сигнала составляет 32% от амплитуды сигнала в начале линии. Таким образом, выполнение условия (2.10) и дополнительная оптимизация позволяют реализовать разложение СКИ в витке меандровой линии не только с увеличенной длительностью, но и с дополнительным ослаблением. Необходимо отметить, что дальнейшее увеличение задержки между импульсами четной и нечетной мод нецелесообразно, поскольку это не повлияет на разнос между импульсом перекрестной наводки от фронта и импульсом наиболее быстрой моды. Между тем условие (2.10) полезно для реализации устройств защиты на основе меандровых линий из двух и более витков. В таких устройствах каждый из трех основных импульсов (при их должных длительностях и задержках) для второго витка (если рассматривать линию из двух витков) может являться отдельным СКИ, который также будет подвергаться разложению, что позволит значительно увеличить ослабление СКИ на выходе линии.

Таким образом, выполнение за счет оптимизации поперечного сечения линии условия (2.10) обеспечивает приход трех импульсов к концу линии через равные интервалы времени, что максимизирует длительность ослабляемого импульса.



с длительностями воздействующих импульсов 200 (*a*) и 500 пс (б) после выполнении условия (2.10) и дополнительной оптимизации

# 2.2.5 Параметрическая оптимизация витка

Выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ с использованием ГА. Ее поперечное сечение представлено на рисунке 2.23, а схема соединений такая же, как на рисунке 2.2. Целью оптимизации является поиск такого набора значений параметров w и s, который делает среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод (Z) равным 50 Ом. Неизменяемые геометрические параметры меандровой МПЛ: t=35 мкм, l=45 мм, h=500 мкм,  $\varepsilon_r=4,5$ . Задача оптимизации сформулирована как  $Z=f(w, s) \rightarrow 50$  Ом, при 50 мкм $\leq w \leq 400$  мкм, 1 мкм $\leq s \leq 400$  мкм. ГА запускался по 5 раз с числом особей в популяции 30 при количестве поколений 10, 20, 40 и 80. Результаты оптимизации сведены в таблицы 2.6–2.9 и представлены на рисунках 2.35–2.37.

Таблица 2.6 – Результаты работы ГА для 30 особей и 10 поколений

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	S, MKM
1	52,2948	68,204	233,275	8,76265
2	50,4177	71,119	250,381	8,22687
3	50,7484	70,367	366,455	14,6257
4	49,6649	70,435	375,748	13,7368
5	49,8772	70,51	306,175	10,1934

	Таблица 2.7 –	<ul> <li>Результаты</li> </ul>	работы	ГА для 3	0 особей	и 20	поколений
--	---------------	--------------------------------	--------	----------	----------	------	-----------

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>w</i> , мкм	<i>s</i> , мкм
1	50,0223	134,589	194,059	6,09595
2	49,8508	137,128	262,649	8,3182
3	49,7408	142,776	383,001	14,2909
4	51,19	152,581	235,508	8,15381
5	49,6485	150,704	199,704	6,10813

|--|

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	S, MKM
1	49,934	269,562	149,422	4,85393
2	49,5891	307,628	395,391	14,9241
3	49,9535	318,334	309,946	10,4309
4	49,822	343,409	257,885	8,12946
5	49,8101	350,245	235,23	7,31971

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	<i>s</i> , мкм
1	50,0231	533,891	214,407	6,72305
2	50,0118	537,763	371,481	13,9195
3	50,1776	581,344	167,868	5,42623
4	50,0124	587,742	398,179	15,9956
5	50,064	710,302	392,085	15,612

Таблица 2.9 – Результаты работы ГА для 30 особей и 80 поколений

Из таблиц 2.12–2.15 видно улучшение сходимости значения Z к сопротивлению 50 Ом при увеличении количества поколений до 80. Так, для 10 поколений значения Z варьируются от 49,6649 до 52,2948 (отклонение 5,3%), для 20 – от 49,6485 до 51,19 (отклонение 3,1%), для 40 – от 49,5891 до 49,9535 (отклонение 0,73%), а для 80 – от 50,0118 до 50,1776 (отклонение 0,33%).



Рисунок 2.35 – Полученные значения Z для 10 (- -), 20 (- -), 40 (- -) и 80 (--) поколений

Выполнена оценка времени оптимизации. Общее время вычисления при количестве поколений 10, 20, 40 и 80 при запусках 1–5 отражено на рисунке 2.36. Максимальное время вычисления для 10 поколений составило 1,2 мин., а для 80 – 11,8 мин. Что касается полученных значений w и s, то, как видно из таблиц 2.6–2.9, они сильно различаются для запусков 1–5 при увеличении поколений от 10 до 80. Так, для 10 поколений значения w и s варьируются от 233,275 до 375,748 и от 8,22687 до 14,6257 соответственно, а для 80 поколений – от 167,868 до 398,179 и от 5,42623 до 15,9956 соответственно. Таким образом, максимальные отклонения значений w и s при 10 поколениях составляют 60,9% и 75% соответственно, а при 80 поколениях – 138,3% и 200% соответственно. Это

объясняется тем, что в структуре меандровой МПЛ имеется несколько наборов параметров w и s, обеспечивающих равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии сопротивлению 50 Ом, так как сходимость полученных значений Z при увеличении числа поколений улучшается (рисунок 2.35). Полученные значения w и s показаны на рисунке 2.37, из которого также видно, что при увеличении поколений до 80 сходимость значений w и s не улучшается.

Таким образом, с помощью ГА выполнена однокритериальная оптимизация витка меандровой МПЛ. Для параметров поперечного сечения этого функция, обеспечивающая сформулирована целевая равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии сопротивлению 50 Ом. Выявлено, что при увеличении числа поколений до 80 сходимость значений Z улучшается, а сходимость параметров w и s не наступает.



Рисунок 2.36 – Время оптимизации для 10 (- -), 20 (- -), 40 (- -) и 80 (--) поколений



для 10 (--), 20 (--), 40 (--) и 80 (--) поколений

# 2.2.6 Разложение сверхкороткого импульса в двух витках

Моделировалась МПЛ из двух витков, соединенных каскадно. Схема соединений такая рисунке 2.17. После предварительного же, как на моделирования, для исключения наложения импульсов разложения были определены предварительные значения длин витков: длина первого витка линии  $(l_1)$  составляет 45 мм, а второго  $(l_2) - 25$  мм. Для уменьшения отражений на концах структуры, внутреннее сопротивление источника сигналов принято равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной первого нагрузки – среднему геометрическому мод витка, а волновых сопротивлений четной и нечетной мод второго витка. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции, с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины

100 пс, а фронта и спада – по 50 пс. Поперечное сечение каждого из витков аналогично поперечному сечению из рисунка 2.23.

С учетом детального анализа разложения СКИ в меандровой линии из двух витков в воздушном заполнении (раздел 2.1.5), а также с учетом условия (2.10) выполнен поиск оптимальных параметров меандровой МПЛ из двух витков для разложения СКИ и минимизации его амплитуды в конце линии за счет оптимальной связи между полувитками. Условие (2.10) необходимо выполнить в первом витке для разложения СКИ на последовательность импульсов с равными задержками между ними. В результате поиска получены следующие параметры поперечного сечения первого витка:  $w_1$ =100 мкм,  $t_1$ =160 мкм,  $h_1$ =200 мкм,  $s_1$ =19,78 мкм,  $\varepsilon_{r1}$ =480. Вычисленные матрицы **С** и **L** первого витка:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 6755,55 & -3155,06 \\ -3155,06 & 6755,55 \end{bmatrix} \Pi \Phi/\mathsf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 347,23 & 289,41 \\ 289,41 & 347,23 \end{bmatrix} \Pi \Gamma \mathsf{H}/\mathsf{M}.$$

По выражению (2.6) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L получено, что  $\tau_{e1}$ =47,88 нс/м,  $\tau_{o1}$ =23,94 нс/м. Таким образом, условие (2.10) выполняется (47,88 нс/м=2·23,94 нс/м). На рисунке 2.38 представлен сигнал на выходе первого витка (в узле V3) при выполнении условия (2.10).



Рисунок 2.38 – Форма сигнала в конце первого витка (в узле V3) меандровой МПЛ из двух витков при выполнении условия (2.10)

Из рисунка 2.38 видно, что сигнал в конце первого витка представлен последовательностью из трех основных импульсов: перекрестной наводки (И1),

нечетной (H2) и четной (H3) мод. Также видно, что задержка импульса четной моды ( $\tau_{e1}l_1$ =47,87 нс/м·45 мм=2,154 нс) в два раза больше задержки импульса нечетной моды (эти значения указаны на графике). Максимальная амплитуда сигнала на выходе первого витка составляет 0,196 В. На графике также присутствуют импульсы, вызванные отражениями (между импульсами H1 и H2, и H2 и H3). Для примера, подробно рассмотрим импульсы O1, O2 и O3, вызванные отражениями. По существу, O1 (нечетная мода) и O3 (четная мода) являются результатом разложения во втором витке отраженного от конца линии импульса перекрестной наводки, пришедшего в конец линии (узел V5) из узла V1, а импульс O2, в результате отражения от стыка между витками, является дважды прошедшим по второму витку импульсом O1. Тогда, задержки импульсов O1, O2, O3 определяются как  $t_{O1}=\tau_{o2}\cdot 2l_2=0,464$  нс,  $t_{O2}=\tau_{o2}\cdot 4l_2=0,929$  нс,  $t_{O3}=\tau_{e2}\cdot 2l_2=1,394$  нс.

Для полного разложения импульсов (И1, I2, I3) во втором витке, необходимо обеспечить такие их задержки во втором витке, что каждый из них разложится на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод. Также необходимо учитывать перекрестные наводки от них с выхода первого витка (узел V3) на выход второго витка (узел V5), задержка которых в конце линии определяется задержкой только в первом витке, поскольку они наводятся в момент начала распространения импульсов (I1, I2, I3) во втором витке. На выходе линии из двух витков также будет присутствовать большое количество отражений от стыка между полувитками (узлы V2 и V4), витками (узел V3) и концов линии (узлы V1 и V5), которые могут накладываться на основной сигнал. Многочисленные результаты моделирования в диапазоне параметров показали, что частичного исключения наложений целесообразно во втором витке выполнить условие

$$\tau_{max} = 3\tau_{min}, \tag{2.11}$$

что, в свою очередь, поможет минимизировать амплитуду СКИ в конце линии. Условие (2.11) во втором витке обеспечивается следующими параметрами

поперечного сечения:  $w_2$ =400 мкм,  $t_2$ =600 мкм,  $h_2$ =200 мкм,  $s_2$ =20,2592 мкм,  $\varepsilon_{r2}$ =120. Вычисленные матрицы С и L второго витка:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 3584,72 & -1065,85 \\ -1065,85 & 3584,72 \end{bmatrix} \Pi \Phi/\mathsf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 163,53 & 144,97 \\ 144,97 & 163,53 \end{bmatrix} \mathrm{H}\Gamma\mathrm{H}/\mathrm{M}.$$

По выражению (2.6) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L получено, что  $\tau_{e2}$ =27,88 нс/м,  $\tau_{o2}$ =9,29 нс/м. Таким образом, условие (2.11) выполняется (27,87 нс/м=3·9,29 нс/м). На рисунке 2.39 представлена форма сигнала в конце меандровой МПЛ из двух витков при выполнении условий (2.10) и (2.11) в первом и втором витках соответственно.



Рисунок 2.39 – Форма сигнала в конце меандровой МПЛ из двух витков при выполнении условий (2.10) и (2.11) в первом и втором витках соответственно

Из рисунка 2.39 видно, что СКИ в конце меандровой МПЛ из двух витков представлен последовательностью из множества импульсов меньшей амплитуды, не превышающей 94 мВ. Первая последовательность импульсов ( $\Pi$ 1) является результатом разложения импульса перекрестной наводки во втором витке, наведенного из узла V1 в узел V3, вторая ( $\Pi$ 2) – импульса нечетной моды из первого витка (II2 на рисунке 2.38), а третья – импульса четной моды из первого витка (II3 на рисунке 2.38) во втором витке (так, II1 является перекрестной наводки, наведенного из узла V1 в узел V5) от импульса перекрестной наводки, наведенного из узла V1 в узел V5, а II2 и II3 являются импульсами нечетной и четной мод второго витка от импульса перекрестной наводки в узле V3. II4

является перекрестной наводкой в узле V5 от импульса нечетной моды из первого витка (И2 на рисунке 2.38) в узел V3, а И5 и И6 являются импульсами нечетной и четной мод от импульса нечетной моды первого витка. И7 является перекрестной наводкой в узле V5 от импульса четной моды пришедшего из первого витка (И3 на рисунке 2.38) в узел V3, а И8 и И9 являются импульсами нечетной и четной мод от импульса четной моды первого витка). Из рисунка 2.39 также видно, что в конце линии присутствует множество импульсов меньшей амплитуды (по сравнению с основными импульсами трех последовательностей), вызванных отражениями. В результате максимальное ослабление СКИ на выходе меандровой МПЛ из двух витков составило 5,2 раза.

Для полноты понимания процесса разложения СКИ в меандровой МПЛ из таблицу 2.10 витков, В сведены задержки каждого ДВУХ ИЗ основных импульсов (И1–И9) последовательностей (П1–ПЗ) трех в конце линии (рисунок 2.39), где  $t_c$  (с использованием индексов c – crosstalk, e – even, o – odd) – задержка первого импульса,  $t_{co}$  – задержка второго импульса,  $t_{ce}$  – задержка третьего импульса, toc - задержка четвертого импульса, too - задержка пятого импульса,  $t_{oe}$  – задержка шестого импульса,  $t_{ec}$  – задержка седьмого импульса,  $t_{eo}$  – задержка восьмого импульса, t<sub>ee</sub> – задержка девятого импульса (где индексы co – нечетная мода от перекрестной наводки в узле V3, ce – четная мода от перекрестной наводки в узле V3, *ос* – перекрестная наводка в узле V5 от импульса нечетной моды из первого витка, оо – нечетная мода от импульса нечетной моды первого витка, ое – четная мода от импульса нечетной моды первого витка, ес – перекрестная наводка в узле V5 от импульса четной моды, пришедшего из первого витка, ео – нечетная мода от импульса четной моды первого витка, ее – четная мода от импульса четной моды первого витка). Так как первая последовательность импульсов является результатом разложения импульса перекрестной наводки на импульсы на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод только во втором витке, то задержка первого импульса определяется как  $t_c=0$  нс, второго –  $t_{co} = \tau_{o2} \cdot 2l_2$  (где  $\tau_{o2}$  – погонная задержка нечетной моды второго витка, а  $l_2$  – длина второго витка), а третьего –  $t_{ce} = \tau_{e2} \cdot 2l_2$  (где  $\tau_{e2}$  – погонная задержка

четной моды второго витка). Вторая последовательность импульсов является результатом разложения импульса нечетной моды из первого витка (II2 на рисунке 2.38) на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод во втором витке, поэтому задержка четвертого импульса определяется как  $t_{oc} = \tau_{o1} \cdot 2l_1$  (где  $\tau_{o1}$  – погонная задержка нечетной моды первого витка, а  $l_1$  – длина первого витка), задержка пятого –  $t_{oo} = \tau_{o1} \cdot 2l_1 + \tau_{o2} \cdot 2l_2$ , а шестого –  $t_{oe} = \tau_{o1} \cdot 2l_1 + \tau_{e2} \cdot 2l_2$ . Третья же последовательность импульсов представляет собой результат разложения импульса четной моды из первого витка (II3 на рисунке 2.38) во втором витке, тогда задержка седьмого импульса определяется как  $t_{ec} = \tau_{e1} \cdot 2l_1$  (где  $\tau_{e1}$  – погонная задержка четной моды для первого витка (II3 на рисунке 2.38) во втором витке, тогда задержка четной моды лервого витка), восьмого –  $t_{eo} = \tau_{e1} \cdot 2l_1 + \tau_{o2} \cdot 2l_2$ , а девятого –  $t_{ee} = \tau_{e1} \cdot 2l_1 + \tau_{e2} \cdot 2l_2$ .

Таблица 2.10 – Вычисленные задержки каждого из основных импульсов трех последовательностей в конце меандровой МПЛ из двух витков

	П1 (И1–И3) П2 (И4–И6) ПЗ (И7–И9)					)		
$t_c$ , HC	$t_{co}$ , HC	<i>t<sub>ce</sub></i> , нс	$t_{oc}$ , HC	<i>t</i> <sub>00</sub> , нс	<i>t<sub>oe</sub></i> , нс	$t_{ec}$ , HC	$t_{eo}$ , HC	<i>t<sub>ee</sub></i> , нс
0	0,46	1,39	2,15	2,61	3,54	4,3	4,77	5,69

Исходя из вышеописанного следует, что для полного разложения сигнала, пришедшего с выхода первого витка, во втором витке необходимо чтобы задержка каждого из основных импульсов трех последовательностей (кроме *И*1) в линии была больше задержки предыдущего импульса, сложенной с длительностью СКИ, иначе импульсы будут накладываться друг на друга. Это может быть обеспечено следующим рядом условий:

$$t_{co} \ge t_{\Sigma},\tag{2.12}$$

$$t_{ce} \ge t_{co} + t_{\Sigma}, \tag{2.13}$$

$$t_{oo} \ge t_{oc} + t_{\Sigma}, \tag{2.14}$$

$$t_{oe} \ge t_{oo} + t_{\Sigma}, \tag{2.15}$$

$$t_{eo} \ge t_{ec} + t_{\Sigma}, \tag{2.16}$$

$$t_{ee} \ge t_{eo} + t_{\Sigma}, \tag{2.17}$$

где  $t_{\Sigma}$  – сумма длительностей фронта, спада и плоской вершины воздействия.

Зная, как определяются задержки каждого из основных импульсов трех последовательностей (*t<sub>c</sub>*, *t<sub>co</sub>*, ..., *t<sub>ee</sub>*), после алгебраических преобразований условия (2.12), (2.14) и (2.16) примут одинаковый вид

$$2l_2 \tau_{o2} \ge t_{\Sigma}, \tag{2.18}$$

а условия (2.13), (2.15) и (2.17) примут одинаковый вид

$$2l_2|\tau_{e2} - \tau_{o2}| \ge t_{\Sigma}.$$
 (2.19)

Тогда, для исключения наложения основного сигнала на импульс перекрестной наводки в каждой последовательности импульсов ( $\Pi 1 - \Pi 3$ ) на рисунке 2.39, достаточно выполнить условие (2.18), а для разложения основного сигнала на импульсы нечетной и четной мод – условие (2.19). После подстановки известных значений переменных в (2.18) получим 0,46 нс  $\geq$  0,2 нс, а в условие (2.19) – 0,93 нс  $\geq$  0,2 нс. Тогда условия (2.18) и (2.19) выполняются с запасом.

Важно отметить, что *И*3 может накладываться на *И*4, а *И*6 на *И*7, например, при воздействии СКИ с большей длительностью или при большей длине второго витка. Для исключения этого необходимо дополнительно выполнить условия

$$t_{oc} \ge t_{ce} + t_{\Sigma}, \tag{2.20}$$

$$t_{ec} \ge t_{oe} + t_{\Sigma}. \tag{2.21}$$

После простых алгебраических преобразований условие (2.20) примет вид

$$|2l_1\tau_{o1} - 2l_2\tau_{e2}| \ge t_{\Sigma},\tag{2.22}$$

а условие (2.21) примет вид

$$|2l_1(\tau_{e1} - \tau_{o1}) - 2l_2\tau_{e2}| \ge t_{\Sigma}.$$
(2.23)

После подстановки известных значений переменных в (2.22) получим  $0,76 \text{ Hc} \ge 0,2 \text{ Hc}, \text{ B} (2.23) - 0,76 \text{ Hc} \ge 0,2 \text{ Hc}.$ 

Таким образом, условия (2.22) и (2.23) выполняются с запасом. Однако стоит отметить, что вычисленные значения левых частей (2.22) и (2.23) одинаковы. Это обусловлено тем, что в первом витке выполняется условие (2.10), при котором максимальное из значений погонных задержек четной и нечетной мод

первого витка равно удвоенному минимальному из значений погонных задержек четной и нечетной мод первого витка.

Для подтверждения условий (2.18), (2.19), (2.22) и (2.23) показательно рассмотреть случай, когда они не выполняются. Рассмотрим случай, когда не выполняется условие (2.18), например, за счет уменьшения  $l_2$ . На рисунке 2.40 представлены формы сигналов в конце меандровой МПЛ из двух витков при длине второго витка 10 и 5 мм.



Рисунок 2.40 – Формы сигналов в конце меандровой МПЛ из двух витков при l<sub>2</sub>=10 (a), 5 (б) мм

Из форм сигнала на рисунке 2.40 видно, что при уменьшении длины второго витка до 10 мм фронты импульсов нечетной моды (*И*2, *И*5, *И*8 на рисунке 2.40*a*) начинают накладываться на спады импульсов перекрестной наводки (*И*1, *И*4, *И*7 на рисунке 2.40*a*). При этом амплитуда сигнала на выходе линии при *l*<sub>2</sub>=10 мм

также не превышает 94 мВ, поскольку по-прежнему определяется амплитудой импульса ИЗ. Однако при  $l_2=5$  мм (рисунок 2.406) амплитуда сигнала на выходе линии уже составляет 0,171 В. Так, при  $l_2=10$  мм условие (2.18) не выполняется (0,18 нс  $\leq 0,2$  нс), как и при  $l_2=5$  мм (0,093 нс  $\leq 0,2$  нс).

Рассмотрим случай, когда не выполняется условие (2.19), например за счет уменьшения значения  $\varepsilon_{r2}$  до 5 (при  $l_2=25$  мм), тогда 1,21 нс  $\leq 0,2$  нс.

На рисунке 2.41 представлена форма сигнала в конце меандровой МПЛ из двух витков при  $\varepsilon_{r2}$ =5.



Рисунок 2.41 – Форма сигнала в конце меандровой МПЛ из двух витков при ε<sub>r2</sub>=5

Из формы сигнала на рисунке 2.41 видно, что основные импульсы трех последовательностей не раскладываются на импульсы нечетной (И2, И5, И8) и четной (И3, И6, И9) мод. При этом амплитуда сигнала на выходе линии составляет 0,180 В.

Наконец, рассмотрим случай, когда не выполняются условия (2.22) и (2.23), например за счет увеличения  $l_2$  до 35 мм и увеличения длительности СКИ до 0,3 нс. Форма сигнала на выходе меандровой МПЛ из двух витков при  $l_2$ =35 мм и длительности СКИ 0,3 нс представлена на рисунке 2.42.



Рисунок 2.42 – Форма сигнала в конце меандровой МПЛ из двух витков при *l*<sub>2</sub>=35 мм и длительности СКИ 0,3 нс

Из формы сигнала на рисунке 2.42 видно, что импульс четной моды первой последовательности (ИЗ) накладывается на импульс перекрестной наводки второй последовательности (И4), а импульс четной моды второй последовательности (И6) перекрестной второй накладывается на импульс наводки последовательности (И7). Амплитуда сигнала на выходе линии составила 0,168 В. В результате подстановки значений переменных в (2.22) и (2.23) получим для обоих 1,21 нс  $\leq$  0,2 нс, с одинаковой левой частью, за счет того, что в первом витке выполняется условие (2.10). Необходимо отметить, что для обеспечения высокой задержек требуются довольно большие значения относительной разности диэлектрической проницаемости материалов линии. Решением данной проблемы технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики является (LTCС-технология), которая позволяет обеспечить высокую разность задержек линии и компактность устройства [126].

Таким образом, в результате выполнения условий (2.10) в первом витке и (2.11) во втором витке меандровой МПЛ получено ослабление СКИ на ее выходе 5,2 раза. Дополнительно сформулирован ряд условий, обеспечивающий разложение каждого из последовательности импульсов с выхода первого витка во втором витке, а также позволяющий исключить наложение импульсов четной моды из каждой последовательности на импульс перекрестной наводки следующей последовательности. Необходимо отметить, что оптимальные параметры, при которых обеспечиваются необходимые условия, трудно реализовать на практике. Однако, выполнение соответствующих условий в первом и втором витках возможно за счет выбора других значений параметров поперечного сечения. быть выполнено посредством Например, это может оптимизаиии с использованием генетических алгоритмов, в которых имеется возможность задать необходимый диапазон оптимизируемых параметров. Тем не менее, представленные результаты позволяют утверждать, что при выполнении соответствующих условий в первом и втором витках имеется возможность минимизации амплитуды СКИ в меандровой МПЛ из двух витков посредством его разложения на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод сначала в первом витке, а затем, аналогично, каждого из них во втором витке.

#### 2.2.7 Воздействие электростатического разряда на виток

Рассмотрим разложение ЭСР в витке меандровой МПЛ (рисунок 2.23). Параметры поперечного сечения линии выбраны такими же, как в работе [132]: проводника *w*=2450 мкм *t*=45 мкм ширина И толщина сигнального И соответственно; расстояние между проводниками *s*=300 мкм; толшина *h*=2000 мкм; диэлектрической подложки диэлектрическая проницаемость подложки  $\varepsilon_r = 5,4$ . Выбранные параметры обеспечивают значение  $(Z_e Z_o)^{0,5} \approx 50$  Ом для минимизации отражений, а также соответствуют реальным возможностям изготовителей  $\Pi\Pi$ . Исследуемая предприятий линия состоит ИЗ ДВУХ параллельных проводников длиной *l*, соединенных между собой на одном конце (рисунок 2.43). Один из проводников линии соединен с генератором воздействия, представленным на схеме идеальным источником тока *I* с параллельным сопротивлением *R*1. Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным на схеме сопротивлением *R*2.



Рисунок 2.43 – Схема соединений исследуемой линии

В качестве воздействия принят импульс ЭСР с формой тока, близкой к третьей степени жесткости ( $\tau_1$ =1,3 нс,  $\tau_2$ =1,7 нс,  $\tau_3$ =6 нс,  $\tau_4$ =58 нс,  $I_1$ =21,51 A,  $I_2$ =10,1 A, n=3) по стандарту IEC 61000-4-2 [127]. На рисунке 2.44 приведена форма напряжения в начале витка (в узле V1) при l=0,1 м.



Рисунок 2.44 – Форма напряжения на входе витка (в узле V1)

Матрицы параметров линии передачи вычислены методом моментов [128], а временной отклик – модифицированным узловым методом [129]. Матрицы С и L для выбранной структуры, при *s*=300 мкм:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 130,7 & -42,5 \\ -42,5 & 130,7 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 352,7 & 151,7 \\ 151,7 & 352,7 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Вычисленные погонные задержки четной и нечетной мод для исследуемой структуры:  $\tau_e$ =6,66 нс/м,  $\tau_o$ =5,9 нс/м. Таким образом, для полного разложения ЭСР длительностью 100 нс (рисунок 2.44) в витке меандровой МПЛ необходимо, как

следует из (2.7), обеспечить ее длину *l*=66 м. Очевидно, что линия такой длины неприемлема для использования в РЭА. Поэтому целесообразно рассмотреть не полное разложение ЭСР, а разложение только его пикового выброса длительностью около 4 нс. Из (2.7) следует, что для этого необходимо выполнить условие

$$2l/\tau_e - \tau_o \approx 4$$
 HC. (2.24)

Таким образом, для разложения только пикового выброса ЭСР достаточно обеспечить длину витка *l<sub>opt</sub>=2,63* м. Для краткости дальнейшего изложения введем следующие названия: первая часть ЭСР – пиковый выброс ЭСР длительностью 4 нс, вторая часть ЭСР – часть ЭСР после пикового выброса длительностью 4 нс. Для понимания изменения формы ЭСР в витке меандровой линии выполнено детальное моделирование при последовательном увеличении *l* от 0,1 м до 10 м. На рисунке 2.45 приведена зависимость максимальной амплитуды ЭСР (V<sub>max</sub>) на выходе витка от *l*. Увеличение амплитуды ЭСР на выходе витка наблюдается до l=2 м. Дальнейшее увеличение l до 3 м незначительно влияет на амплитуду ЭСР в конце витка. Так, амплитуда ЭСР при l=0,1 м составляет 510 В, при l=2 м – 373 В, а при *l*=3 м – 362 В. При этом, амплитуда ЭСР на выходе линии при *l<sub>out</sub>=2,63* м составляет 364 В. Таким образом, увеличение длины линии после *l*<sub>opt</sub> в соответствии с (2.24) нецелесообразно, поскольку оно не приводит К существенному уменьшению амплитуды ЭСР на выходе линии.

Вычисленные формы выходного напряжения (в узле V3) при l=0,1, 0,5, 2, 3,5 м приведены на рисунке 2.46. Видно проявление импульса перекрестной наводки (первый импульс), а также увеличение задержки основного сигнала (пикового выброса ЭСР) по мере увеличения длины линии. Стоит отметить незначительное (в 1,1 раза) увеличение амплитуды сигнала на выходе витка относительно входа (при l=0,1 м). Это обусловлено наложением пикового выброса, прошедшего по витку, на ближнюю перекрестную наводку от него же. При увеличении длины линии до 3,5 м все более отчетливо проявляются импульсы нечетной и четной мод линии.



Рисунок 2.45 – Зависимость  $V_{max}$  на выходе витка от l при s=300 мкм



Рисунок 2.46 – Формы напряжения ЭСР на выходе меандровой МПЛ при *l*=0,1 (--), 0,5 (--), 2 (---), 3,5 (---) м

Как было выявлено ранее, увеличение связи между проводниками приводит к увеличению амплитуды импульса перекрестной наводки и уменьшению амплитуды импульсов нечетной и четной мод линии (основного сигнала) (п. 2.1.5). Поэтому, для минимизации амплитуды ЭСР на выходе линии выполнено аналогичное моделирование с последовательным уменьшением расстояния между проводниками *s* от 300 до 1 мкм. При уменьшении *s* от 300 до 50 мкм использовался шаг 50 мкм, от 50 до 10 мкм – 10 мкм, от 10 до 1 мкм – 1 мкм.

Длина линии фиксирована и составляет l=3 м. При моделировании значения R1 и R2 принимались равными значению  $(Z_eZ_o)^{0.5}$ , которое менялось в соответствии с изменением s. На рисунке 2.47 приведены графики зависимости максимальных амплитуд первых трех выбросов сигнала (импульсов перекрестной наводки, нечетной и четной мод линии) от s. Видно, что при уменьшении s амплитуды импульсов нечетной и четной мод уменьшаются, a амплитуда импульса перекрестной наводки возрастает. При s=1 мкм амплитуды всех трех импульсов примерно равны (около 100 В).



Рисунок 2.47 – Зависимости максимальных амплитуд первого (—), второго (– –) и третьего (- -) выбросов на выходе линии от *s* при *l*=3 м

Формы напряжения на выходе линии при s=250, 150, 50, 10, 1 мкм представлены на рисунке 2.48. Видно, что момент прихода первого и третьего пиков выходного напряжения не меняется с уменьшением *s*, тогда как второй пик приходит все раньше.

Стоит также отметить уменьшение задержки нечетной моды по мере уменьшения *s*. Это объясняет рисунок 2.49, где приведены зависимости погонных задержек нечетной ( $\tau_o$ ) и четной ( $\tau_e$ ) мод, а также их разности ( $\Delta \tau$ ) от *s*.



Рисунок 2.48 – Формы напряжения ЭСР на выходе меандровой МПЛ длиной *l*=3 м при *s*=250 (- -), 150 (- -), 50 (---), 10 (----), 1 (-----) мкм



Рисунок 2.49 – Зависимости  $\tau_o$  (- –),  $\tau_e$  (—) и  $\Delta \tau$  (- -) от *s* при *l*=3 м.

Как отмечалось выше, при моделировании значения R1 и R2 приняты равными значению  $(Z_eZ_o)^{0.5}$ , которое менялось в соответствии с изменением *s*. Поэтому для наглядности на рисунке 2.50 приведены зависимости  $Z_o$  и  $Z_e$ , а также  $(Z_eZ_o)^{0.5}$  от *s*.



Рисунок 2.50 – Зависимости  $Z_{\rm o}$  (– –),  $Z_{\rm e}$  (—) и ( $Z_{\rm e}Z_{\rm o}$ )<sup>0,5</sup> (- -) от s

Важно отметить, что при уменьшении *s* уменьшается задержка четвертого импульса (отраженного импульса нечетной моды, имеющего отрицательную полярность), а при s=1 мкм наблюдается наложение спада третьего и фронта четвертого импульсов. Таким образом, при дальнейшем усилении связи между есть проводниками возможность уменьшения амплитуды третьего импульса (импульса четной моды) за счет его наложения на отраженный импульс нечетной моды. Однако для достижения такого результата необходим поиск параметров поперечного дальнейшее других сечения линии, поскольку уменьшение параметра *s* для усиления связи между проводниками трудно реализуемо на практике. Очевидно, что такое наложение может быть обеспечено условием

$$\tau_{\min}4l = \tau_{\max}2l, \tag{2.25}$$

где  $\tau_{min}$  и  $\tau_{max}$  – наименьшее и наибольшее из значений погонных задержек четной и нечетной мод соответственно. После упрощения условие (2.25) примет вид

$$\tau_{max} = 2\tau_{min}.\tag{2.26}$$

Примечательно, что условие (2.26) может быть выполнено за счет других параметров поперечного сечения (t, h,  $\varepsilon_r$ , w) таким образом, что реализация такой линии на практике будет возможна. Кроме того, условие (2.26) может

использоваться для увеличения длительности СКИ, который может быть разложен в витке меандровой линии задержки, как было показано ранее.

Для проверки достоверности полученных результатов выполнено моделирование с использованием квазистатического и электродинамического подходов. На рисунке 2.51 приведены формы напряжения ЭСР на выходе меандровой МПЛ длиной 3 м при *s*=300 мкм, полученные с помощью квазистатического подхода и электродинамического подхода с грубой и учащенной сеткой, а в таблицу 2.11 сведены максимальные амплитуды и задержки основных импульсов последовательности. Видно, что формы напряжения ЭСР на выходе МПЛ, полученные с помощью квазистатического и электродинамического подхода хорошо согласуются, однако имеются небольшие отличия. Так, максимальная амплитуда напряжения ЭСР на выходе МПЛ, уменьшилась на 3,91 В при использовании электродинамического подхода (с учащенной сеткой) в сравнении с квазистатическим подходом так, что отклонение составило 1,08%. При этом задержка второго импульса уменьшилась на 0,54 нс (отклонение 1,51%), а задержка третьего импульса увеличилась на 0,94 нс (отклонение 2,32%). Примечательно также, что при моделировании с использованием электродинамического подхода увеличение сетки приводит к уменьшению задержки второго импульса (так, что ее значение становится ближе к значению задержки второго импульса при квазистатическом подходе), а задержка третьего импульса практически не меняется.

Таблица 2.11 – Максимальные амплитуды и задержки второго и третьего импульсов на выходе МПЛ, полученные с помощью электродинамического и квазистатического подходов

Подход	<i>t</i> <sub>2</sub> , HC	<i>t</i> <sub>3</sub> , HC	$V_1, B$	$V_2$ , B	<i>V</i> <sub>3</sub> , B
Квазистатический	35,42	40,11	92,67	262,72	362,73
Электродинамический (с грубой сеткой)	37,16	41,32	84,12	262,19	354,15
Электродинамический (с учащенной сеткой)	35,96	41,05	94,01	261,64	358,82



Рисунок 2.51 – Форма напряжения ЭСР на выходе меандровой МПЛ длиной *l*=3 м при *s*=300 мкм, полученная с помощью квазистатического подхода (—) и электродинамического подхода с грубой (- -) и учащенной (– –) сеткой

Таким образом, продемонстрировано изменение формы и амплитуды ЭСР в витке меандровой МПЛ при увеличении ее длины. Минимизировался пиковый выброс ЭСР за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. За счет выбора оптимальной длины линии ослабление ЭСР составило 1,38 раза, а за счет уменьшения расстояния между проводниками при получено ослабление ЭСР оптимальной длине линии 4.6 раза. Среднее геометрическое волновых сопротивлений нечетной и четной мод линии при этом уменьшилось с 50 Ом (при использовании реальных геометрических параметров) до 16 Ом. Однако путем изменения других параметров поперечного сечения  $(Z_e Z_o)^{0.5} \approx 50 O_M.$ Дополнительно выполнение условия получены возможно результаты моделирования с использованием электродинамического подхода и проведено результатами, полученными uх сравнение С С помощью квазистатического подхода. В результате получена хорошая согласованность полученных данных: отклонение по амплитуде 1,08%, а по задержкам до 2,32%.

# 2.3 Меандровая линия с лицевой связью

В данном разделе рассмотрена возможность защиты РЭА от СКИ за счет свойств витка меандровой линии с лицевой связью.

### 2.3.1 Искажение сверхкороткого импульса

Моделировалась меандровая линия с лицевой связью, поперечное сечение которой представлено на рисунке 2.52, где буквы «О» и «А» обозначают опорный и сигнальный (активный) проводники. Ее схема соединений такая же, как на рисунке 2.2. Параметры поперечного сечения линии на рисунке 2.52: w=1000 мкм, t=18 мкм, s=200 мкм, h=540 мкм, d=3000 мкм,  $\varepsilon_r$ =5.



Рисунок 2.52 – Поперечное сечение витка меандровой линии с лицевой связью

Аналогично разделу 2.2.1, для разложения СКИ на последовательность импульсов в витке МПЛ с лицевой связью необходимо выполнить условия (2.5) и (2.7), а для минимизации амплитуды сигнала на выходе линии необходимо выравнить их амплитуды оптимальной связью между проводниками. В данной структуре оптимальная связь может быть обеспечена выбором оптимального значения *h*.

Для доказательства прохождения основного импульса по витку без наложения на его фронт и спад перекрестной наводки на ближнем конце, необходимо по выражению (2.6) вычислить погонные задержки четной и нечетной мод линии. Матрицы С и L для структуры на рисунке 2.52, полученные с помощью метода моментов:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 128,89 & -93,46 \\ -93,56 & 120,31 \end{bmatrix} \pi \Phi/\mathbf{M}, \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 487,44 & 332,65 \\ 332,48 & 572,64 \end{bmatrix} \mathbf{H}\Gamma\mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

По выражению (2.6) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L получены  $\tau_e$ =5,14 нс/м,  $\tau_o$ =6,56 нс/м. Тогда, для выполнения условия (2.5) достаточно, чтобы *l*=20 мм. В качестве примера на рисунке 2.53 приведены формы сигнала в конце меандровой линии при *l*=15 и 20 мм.



Рисунок 2.53 – Формы сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью

при *l*=15 (*a*) и 20 (б) мм

Из рисунка 2.53*а* видно, что при невыполнении условия (2.5) наводка накладывается на фронт, что дает ступеньку между ними, уровень которой составляет 0,18 В. Из рисунка 2.53*б* видно, что наводка на ближнем конце уже не влияет на фронт сигнала, т.к. условие (2.5) выполняется. Как отмечалось выше, необходимо дополнительно выполнить условие (2.7) для разложения основного сигнала на импульсы четной и нечетной мод. Так, при длине линии l=80 мм произведение модуля разности погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину составляет 226,6 пс. Таким образом, условие (2.7) выполняется с запасом. На рисунке 2.54 представлена форма сигнала в конце меандровой МПЛ с лицевой связью при выполнении условия (2.7).

Из рисунка 2.54 видно, что СКИ в конце линии раскладывается на три импульса меньшей амплитуды (импульс перекрестной наводки от фронта, импульс четной моды и импульс нечетной моды). Также видно, что спад второго и фронт третьего импульсов затянуты и на их плоских вершинах наблюдается небольшой выброс, а между ними наблюдается ступенька, амплитудой 12 мВ. Это может быть обусловлено появлением промежуточного импульса. Для выявления этого длина линии увеличена до 150 мм. На рисунке 2.55*а* представлены формы сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью при *l*=150 мм. Также, для сравнения, на рисунке 2.55 (*б*, *в*) приведены формы сигнала при *h*=440 и 640 мкм.



Рисунок 2.54 – Форма сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью при *l*=80 мм



Из рисунка 2.55 видно, что при l=150 мм между импульсами четной и нечетной мод появляется промежуточный импульс с амплитудой, увеличивающейся с усилением связи. Также можно заметить, что при более сильной связи (при h=440 мкм) наводка от фронта (первый импульс) имеет более высокую амплитуду (0,220 В), чем амплитуда импульсов мод (0,197 В), а при менее сильной связи (при h=640 мкм) соотношение меняется и амплитуда импульсов мод уже выше (0,203 В), чем амплитуда перекрестной помехи от фронта (0,187 В). Таким образом, при выборе оптимальной толщины подложки (h=540 мкм) амплитуды всех трех импульсов на выходе линии равны между собой, а их уровень составляет 0,202 В или 42% от уровня сигнала в начале витка.

#### 2.3.2 Влияние потерь в проводниках и диэлектрике

Для учета потерь в диэлектрике вычислена матрица погонных проводимостей **G**. Параметры поперечного сечения линии такие же, как в разделе 2.3.1. Так как выбранное для моделирования значение диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_r=5$  близко к ее значению для FR-4 ( $\varepsilon_r=4,7$ ), то для вычисления матрицы **G** принято типовое значение тангенса угла диэлектрических потерь, соответствующее этому материалу:  $tg\delta=0,016$ . На частоте f=1 ГГц

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 12,9 & -8,5 \\ -7,3 & 11,4 \end{bmatrix} \mathbf{MCM/M}.$$

При моделировании использован импульс с длительностями фронта и спада по 50 пс, а плоской вершины – 100 пс. Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии без учета и с учетом потерь в диэлектрике приведены на рисунке 2.56.



Рисунок 2.56 – Формы сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью без учета (– –) и с учетом (—) потерь в диэлектрике

Из рисунка 2.56 видно, что потери в диэлектрике оказывают наибольшее влияние на импульсы четной и нечетной мод сигнала в виде сглаживания формы

импульсов и уменьшения их амплитуды. Так, амплитуды импульсов четной и нечетной мод составляют 0,172 В и 0,177 В соответственно (при амплитуде импульсов без учета потерь 0,202 В). Примечательно также, что потери в диэлектрике практически в равной степени влияют на формы и амплитуды четной и нечетной мод линии, когда как в линии с боковой связью (раздел 2.2.3) потери в диэлектрике оказывают большее влияние на импульс четной моды. Также видно, что между импульсами появляется ступенька амплитудой 19 мВ, вызванная наложением спада четной и фронта нечетной мод линии на промежуточный импульс. Максимальная амплитуда выходного сигнала, по-прежнему, составляет 0,202 В, так как определяется первым импульсом, на который потери в диэлектрики практически не оказывают влияния.

Выполнена оценка влияния потерь только в проводнике на разложение СКИ. Для этого вычислена матрица погонных сопротивлений **R**. Элементы матрицы **R** вычислены по модели из работы [130], с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в опорном проводнике, поскольку он имеет конечную ширину. Для частоты f=1 ГГц

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 25,04 & 12,42 \\ 12,16 & 18,44 \end{bmatrix} \mathbf{O}_{\mathbf{M}/\mathbf{M}}.$$

Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии, без учета и с учетом потерь в проводниках, приведены на рисунке 2.57.



Рисунок 2.57 – Формы сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью без учета (– –) и с учетом (—) потерь в проводниках

Из форм сигнала на рисунке 2.57 видно, что потери в проводниках оказывают влияние на форму и амплитуду импульсов четной и нечетной мод, а импульс перекрестной наводки практически не изменяется. Так амплитуды импульсов четной и нечетной мод составляют 0,196 В и 0,195 В соответственно. Максимальная амплитуда на выходе линии по прежнему составляет 0,202 В и определяется первым импульсом – импульсом перекрестной наводки. Примечательно, что в линии с боковой связью основное влияние потери в проводниках оказывают на импульс нечетной моды.

Наконец, выполнена оценка влияния потерь одновременно в проводниках и диэлектрике, с использованием полученных ранее матриц  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{G}$ . Полученные формы сигнала без учета потерь и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике представлены на рисунке 2.58.



Рисунок 2.58 – Формы сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью без учета (- -) и с учетом (---) потерь в проводниках и диэлектрике

Видно, что потери в проводниках и диэлектрике совместно оказывают наибольшее влияние на форму и амплитуду импульсов четной и нечетной мод линии. Амплитуды импульсов перекрестной наводки, четной и нечетной мод линии составляют 0,202 В, 0,166 В и 0,169 В. Максимальная амплитуда сигнала на выходе линии снова составляет 0,202 В и определяется импульсом перекрестной наводки. Поиск оптимального значения толщины подложки дал  $h_{opt}$ =800 мкм, а максимальная амплитуда сигнала на выходе при этом составила V=0,173 В или 36% от уровня сигнала в начале витка. Таким образом, в результате анализа влияния потерь выявлено, что потери в диэлектрике оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму импульсного сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью, чем потери в проводниках. Учет потерь приводит к существенному изменению формы и амплитуды импульсов четной и нечетной мод линии, тогда как импульс наводки меняется незначительно. Так, ослабление СКИ в конце линии составило 2,75 раза.

## 2.3.3 Параметрическая оптимизация витка

Выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения с использованием ГА. Сечение линии представлено на рисунке 2.52, а ее схема соединений такая же, как на рисунке 2.2. Целью оптимизации является поиск такого набора значений параметров w и h, который обеспечивает среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод равным 50 Ом. Геометрические параметры меандровой линии с лицевой связью следующие: t=35 мкм, l=45 мм, s=200 мкм. Задача оптимизации сформулирована в виде целевой функции как  $Z=f(w, h) \rightarrow 50$  Ом, при 50 мкм $\leq w \leq 400$ , 50 мкм  $\leq h \leq 400$  мкм. ГА запускался по 5 раз с числом особей в популяции 30 при количестве поколений 10, 20, 40 и 80. Результаты оптимизации сведены в таблицы 2.12–2.15 и представлены на рисунках 2.59–2.61.

Таблица 2.12 – Результаты работы ГА для 30 особей и 10 поколений

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	<i>h</i> , мкм
1	53,1958	402,109	397,693	56,7506
2	53,026	337,284	376,506	52,2204
3	54,4799	358,661	373,671	55,2125
4	55,3866	363,353	372,789	57,6745
5	56.158	343,548	346,188	54.3152

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	<i>h</i> , мкм
1	55,235	725,542	380,966	59,1272
2	53,2948	776,653	398,12	57,1084
3	53,1163	709,085	366,37	50,4005
4	52,4522	816,072	386,323	52,4674
5	53,5311	774,791	366,178	51,4633

#### 104

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	<i>h</i> , мкм
1	51,5735	1633,91	398,622	52,2431
2	53,3632	1516	377,911	53,2418
3	52,4491	1795,05	397,549	54,5556
4	51,1771	1401,46	399,631	51,2924
5	51,1248	1777,24	397,052	50,8064

Таблица 2.14 – Результаты работы ГА для 30 особей и 40 поколений

Таблица 2.15 – Результат	ы работы ГА для	я 30 особей и 80	поколений
--------------------------	-----------------	------------------	-----------

Номер запуска ГА	<i>Z</i> , Ом	<i>t</i> , c	<i>W</i> , МКМ	<i>h</i> , мкм
1	51,4555	3437,66	390,381	50,3311
2	51,7427	3213,16	386,445	50,5661
3	51,5296	3971,44	387,054	50,0801
4	51,2835	3674,16	398,083	51,3725
5	51,8625	3569,29	396,149	52,7077

Из таблиц 2.12–2.15 видно увеличение сходимости значения Z к сопротивлению 50 Ом при увеличении количества поколений до 80. Так, для 10 поколений значения Z варьируются от 53,026 до 56,158 (отклонение 5,91%), для 20 поколений – от 52,4522 до 55,235 (отклонение 5,31%), для 40 поколений – от 51,1248 до 53,3632 (отклонение 4,38%), а для 80 поколений – от 51,2835 до 51,8625 (отклонение 1,13%).



Рисунок 2.59 – Полученные значения Z для 10 (- -), 20 (- -), 40 (- -) и 80 (--) поколений

Выполнена оценка времени оптимизации. Общее время вычисления при количестве поколений 10, 20, 40 и 80 при запусках 1–5 отражено на рисунке 2.60. Максимальное время вычисления для 10 поколений составило 6,7 мин., для 80 – 66,2 мин.



Рисунок 2.60 – Время вычисления для 10 (- -), 20 (- -), 40 (- -) и 80 (--) поколений

Что касается полученных значений w и h, то, как видно из таблиц 2.12–2.15, они отличается все меньше и меньше для запусков 1–5 при увеличении поколений от 10 до 80. Так, для 10 поколений значения w и h варьируются от 346,2 до 397,7 и от 52,2 до 57,7 соответственно, а для 80 поколений – от 386,4 до 398,1 и от 50,1 до 52,7 соответственно. Таким образом, максимальные отклонения значений w и h при 10 поколениях составляют 14,88% и 10,54% соответственно, а при 80 поколениях – 3,03% и 5,19% соответственно. Полученные значения на w и h показаны на рисунке 2.61, из которого также видно, что при увеличении поколений до 80 сходимость значений w и h улучшается.

Таким образом, с помощью ГА выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой линии с лицевой связью. Для этого сформулирована целевая функция, обеспечивающая равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии сопротивлению 50 Ом. Выявлено, что при увеличении поколений до 80 сходимости значений Z, а также параметров w и h улучшаются. Так, при количестве поколений 80 максимальные отклонения значений Z, w и h составили 1,13%, 3,03% и 5,19% соответственно.



Рисунок 2.61 – Полученные значения *w* (*a*) и *h* (б) для 10 (– –), 20 (- -), 40 (- -) и 80 (—) поколений

# 2.3.4 Разложение сверхкороткого импульса в двух витках

Моделировалась структура из двух витков меандровой линии с лицевой связью. Схема ее соединений такая же, как на рисунке 2.17. Длина первого витка линии  $(l_1)$  составляет 35 мм, второго  $(l_2) - 15$  мм. Внутреннее сопротивление источника сигналов принято равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод первого витка, а нагрузка – среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной и нечетной и нечетной мод второго витка. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции, с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс. Поперечное сечение каждого из витков такое же, как на рисунке 2.52.

106

Аналогично разделу 2.2.6 необходимо выполнить условие (2.10) в первом витке и условие (2.11) во втором витке, а для полного разложения СКИ и минимизации его амплитуды в конце линии необходимо обеспечить условия (2.18), (2.19), (2.22) и (2.23). Однако, так как в структуре меандровой линии с лицевой связью погонная задержка четной моды меньше чем нечетной, то условия (2.18), (2.22) и (2.23) изменятся:

$$2l_2 \tau_{e2} \ge t_{\Sigma}, \tag{2.27}$$

$$|2l_1\tau_{e1} - 2l_2\tau_{o2}| \ge t_{\Sigma},\tag{2.28}$$

$$|2l_1(\tau_{o1} - \tau_{e1}) - 2l_2\tau_{o2}| \ge t_{\Sigma}.$$
(2.29)

Для выполнения условия (2.10) в первом витке найдены следующие параметры его поперечного сечения:  $w_1$ =1000 мкм,  $t_1$ =18 мкм,  $h_1$ =200 мкм,  $s_1$ =209,5 мкм,  $\varepsilon_{r1}$ =476,3. Вычисленные матрицы С и L первого витка:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 23,429 & -22,203 \\ -22,205 & 23,403 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 486,42 & 400,22 \\ 400,21 & 504,22 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

По выражению (2.6) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L первого витка получены  $\tau_{e1}=32,94$  нс/м,  $\tau_{o1}=65,87$  нс/м. Таким образом, условие (2.10) выполняется (65,87 нс/м=2·32,94 нс/м). На рисунке 2.62 представлен сигнал на выходе первого витка (в узле V3) при выполнении условия (2.10).



Рисунок 2.62 – Форма сигнала в конце первого витка (в узле V3) меандровой линии с лицевой связью из двух витков при выполнении условия (2.10)

Из формы сигнала на рисунке 2.62 видно, что сигнал в конце первого витка представлен последовательностью из трех основных импульсов: перекрестной наводки (И1), нечетной (И2) и четной (И3) мод. Также в конце первого витка присутствуют отраженные импульсы. Из формы сигнала видно, что задержка импульса нечетной моды в два раза больше задержки импульса четной моды, а максимальная амплитуда сигнала на выходе первого витка составляет 0,222 В. Аналогично разделу 2.2.6 для разложения каждого импульса из рисунка 2.62 во втором витке сначала необходимо выполнить условие (2.11), которое обеспечивается следующими параметрами поперечного сечения второго витка:  $w_2 = 1000$  мкм,  $t_2 = 45$  мкм,  $h_2 = 272$  мкм,  $s_2 = 2,315$  мкм,  $\varepsilon_{r2} = 149,37$ . Вычисленные матрицы **С** и **L** второго витка:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 6996, 25 & -4978, 03 \\ -4979, 96 & 5724, 59 \end{bmatrix} \pi \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 51, 801 & 38, 208 \\ 38, 217 & 243, 25 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

По выражению (2.6) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L получены  $\tau_{e2}=11,72$  нс/м,  $\tau_{o2}=35,17$  нс/м. Важно отметить, что выбранные параметры поперечных сечений первого и второго витков также обеспечивают условия (2.27), (2.19), (2.28) и (2.29). Так, после подстановки известных значений переменных в (2.27) получим 0,35 нс  $\geq 0,2$  нс, в (2.19) – 0,7 нс  $\geq 0,2$  нс, в (2.28) – 1,26 нс  $\geq 0,2$  нс, в (2.29) – 1,25 нс  $\geq 0,2$  нс. Таким образом, условия (2.27), (2.19), (2.28) и (2.29) выполняются.

Форма сигнала на выходе меандровой линии с лицевой связью из двух витков с оптимальными параметрами поперечного сечения, при которых выполняются условие (2.10) в первом витке и (2.11) – во втором, а также условия (2.27), (2.19), (2.28) и (2.29), представлена на рисунке 2.63.


Рисунок 2.63 – Форма сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью из двух витков при выполнении условий (2.10) в первом витке и (2.30) во втором, а также (2.27), (2.19), (2.28) и (2.29)

Из рисунка 2.63 видно, что СКИ в конце меандровой линии с лицевой связью из двух витков представлен последовательностью из множества импульсов меньшей амплитуды, не превышающей 92 мВ. Первая последовательность импульсов (П1) является результатом разложения импульса перекрестной наводки во втором витке, наведенного из узла V1 в узел V3, вторая последовательность импульсов (П2) – результатом разложения импульса четной моды из первого витка (И2 на рисунке 2.62) во втором витке, а третья последовательность импульсов представляет собой результат разложения импульса нечетной моды из первого витка (ИЗ на рисунке 2.62) во втором витке (ИІ является перекрестной наводкой в конце линии (узел V5) от импульса перекрестной наводки, наведенного из узла V1 в узел V3 и затем в узел V5, а И2 и И3 являются импульсами четной и нечетной мод второго витка от импульса перекрестной наводки в узле V3. И4 является перекрестной наводкой в узле V5 от импульса четной моды, пришедшего из первого витка (И2 на рисунке 2.62) в узел V3, а И5 и И6 являются импульсами четной и нечетной мод от импульса четной моды, пришедшего из первого витка во второй. И7 является перекрестной наводкой в узле V5 от импульса нечетной моды пришедшего из первого витка (ИЗ на рисунке 2.62) в узел V3, а И8 и И9 являются импульсами четной и нечетной мод от импульса нечетной моды, пришедшего из первого витка во второй). Из рисунка 2.63 также видно, что в конце линии присутствует множество отраженных импульсов. В результате максимальное ослабление СКИ на выходе меандровой линии с лицевой связью из двух витков составило 4,8 раза.

Таким образом, за счет выбора параметров поперечного сечения меандровой линии с лицевой связью из двух витков, обеспечивающих условия (2.27), (2.19), (2.28) и (2.29) в линии, а также условия (2.10) отдельно в первом витке и (2.11) отдельно во втором витке получено ослабление СКИ на ее выходе 4,8 раза. Таким образом, при выполнении соответствующих условий в первом и втором витках имеется возможность минимизации СКИ в меандровой линии с лицевой связью из двух витков посредством его разложения на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод сначала в первом витке, а затем на множество импульсов во втором витке.

#### 2.4 Выводы по главе

1. Показана возможность защиты от СКИ с помощью витка меандровой линии. Выполнено моделирование одновитковой и двухвитковой меандровых линий в воздушном диэлектрическом заполнении, одновитковой и двухвитковой меандровых линий с боковой и лицевой связью. Предложены и обоснованы условия, обеспечивающие разложение СКИ в конце линии на последовательность импульсов меньшей амплитуды и позволяющие равные (заданные) задержки между разложенными импульсами в конце линии. Показано, что для разложения СКИ на последовательность импульсов необходимо обеспечить сильную торцевую связь между полувитками линии. Также выполнена оценка влияния геометрических и электрических параметров меандровой линии на форму сигнала на ее конце.

2. Выявлено, что для оптимального разложения СКИ в меандровой линии в воздушном диэлектрическом заполнении необходимо и достаточно обеспечить прохождение СКИ без наложения на его фронт ближней перекрестной наводки, и за счет выбора оптимального расстояния между полувитками линии выравнить

амплитуды первых двух импульсов: ближней перекрестной наводки от фронта и основного импульса. Максимальная амплитуда СКИ в конце витка меандровой линии не превышает 60% (0,309 В) от амплитуды в начале линии.

3. Выполнен учет потерь в проводниках на форму и амплитуду сигнала в витке меандровой линии в воздушном диэлектрическом заполнении. Выявлено, что при учете потерь уменьшается амплитуда сигнала на выходе линии и увеличивается оптимальное значение разноса между ее проводниками, что упрощает практическую реализацию таких устройств защиты от СКИ. Амплитуда СКИ с фронтом и спадом по 50 пс уменьшилась при длительности плоской вершины 100 пс, на 4%, а при 10 пс – на 10%.

4. На тестовом примере одновременной оптимизации всех параметров меандровой линии задержки в воздухе генетическими алгоритмами отработана методология оптимизации.

5. В результате исследования возможности защиты РЭА от СКИ с помощью меандровой линии из двух витков в воздушном диэлектрическом заполнении выявлено, что при равной длине первого и второго витков в конце линии наблюдается последовательность импульсов, из которой второй и третий импульсы имеют максимальные амплитуды. Второй импульс, по существу, является суммой перекрестных наводок от фронта на ближнем конце после прохождения основного импульса по первому и второму виткам. А первый импульс является наводкой на ближнем конце от фронта импульса перекрестной наводки, которая сформировалась в первом витке. Также выявлено, что при увеличении длины второго витка в два раза проявляются все составляющие наводок и основного импульса. Также в результате проведенных оценок выявлено, что минимизация максимальной амплитуды второго и третьего импульсов возможна при оптимизации расстояния между проводниками только второго витка. Максимальная амплитуда СКИ в конце меандровой линии из двух витков в воздушном диэлектрическом заполнении не превышает 51% от амплитуды в начале линии.

6. Доказано, что для оптимального разложения СКИ на последовательность импульсов в витке меандровой МПЛ необходимо также обеспечить разложение основного импульса на импульсы четной и нечетной мод. Тогда, при выборе оптимального расстояния между полувитками, максимальная амплитуда СКИ составит 40% от амплитуды в начале линии.

7. В результате анализа влияния потерь выявлено, что потери в проводниках оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму импульсного сигнала в конце витка меандровой МПЛ, чем потери в диэлектрике. При этом, потери в проводнике больше уменьшают амплитуду импульса нечетной моды, а в диэлектрике – четной. Учет потерь приводит к существенному изменению формы и амплитуды только импульса нечетной моды, тогда как импульс наводки и импульс четной моды меняются незначительно. Также выявлен примечательный затянутый спад второго импульса (из-за потерь) эффект, при котором складывается с третьим импульсом, увеличивая его амплитуду и уменьшая его задержку. Влияние этого эффекта может быть значимым при неполном разложении импульсов четной и нечетной мод. При учете потерь оптимальная связь между проводниками по критерию минимальной амплитуды выходного сигнала может быть уменьшена, а противоположное влияние потерь В проводниках и диэлектриках облегчает это уменьшение.

8. Доказано, что для максимизации длительности и ослабления СКИ в витке меандровой МПЛ необходимо выбором параметров линии обеспечить максимальное из значений погонных задержек нечетной и четной мод линии равным удвоенному минимальному значению из значений погонных задержек нечетной и четной мод линии. Данное условие обеспечивает приход трех импульсов к концу линии через равные интервалы времени, что максимизирует длительность ослабляемого импульса. Максимальная амплитуда выходного сигнала при выполнении соответствующего условия составила 32% от амплитуды сигнала в начале линии.

9. В меандровой МПЛ из двух витков за счет разложения СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды (сначала в первом витке, а

затем во втором витке) получено ослабление 5,2 раза. На выходе линии получены три последовательности импульсов, из которых первая является результатом разложения во втором витке импульса перекрестной наводки от начала линии на стык между витками, а вторая и третья – результатом разложения во втором витке импульсов нечетной и четной мод, пришедших из первого витка. Сформулирован ряд условий, обеспечивающий разложение каждого из последовательности трех основных импульсов с выхода первого витка во втором витке, а также позволяющий исключить наложение импульса четной моды каждой ИЗ последовательности в конце второго витка на импульс перекрестной наводки последовательности. Необходимо отметить, следующей ЧТО оптимальные параметры, при которых обеспечиваются необходимые условия, затруднительно реализовать на практике. Однако, выполнение соответствующих условий в первом и втором витках возможно за счет выбора других значений параметров поперечного сечения. Например, это может быть выполнено посредством оптимизации с использованием генетических алгоритмов, в которых имеется возможность задать необходимый диапазон параметров, участвующих В оптимизации. Тем не менее, представленные результаты позволяют утверждать, что при выполнении соответствующих условий в первом и втором витках имеется возможность минимизации амплитуды СКИ в меандровой МПЛ из двух витков посредством его разложения на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод сначала в первом витке, а затем на множество импульсов во втором витке.

10. С помощью ГА выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ. Для этого сформулирована целевая функция, обеспечивающая равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии сопротивлению 50 Ом. Показана сходимость значений Z при увеличении числа поколений до 80.

11. В витке меандровой линии с лицевой связью продемонстировано разложение СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды. При выборе оптимальной толщины подложки амплитуды всех трех импульсов на

113

выходе линии равны между собой, а их уровень составили 42% от уровня сигнала в начале витка.

12. В результате анализа влияния потерь в витке меандровой линии с лицевой связью выявлено, что потери в диэлектрике оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму импульсного сигнала в конце меандровой линии с лицевой связью, чем потери в проводниках. Учет потерь приводит к существенному изменению формы и амплитуды импульсов четной и нечетной мод линии, тогда как импульс наводки меняется незначительно. Так, максимальная амплитуда сигнала на выходе линии составила 36% от уровня сигнала в начале витка.

13. В меандровой линии с лицевой связью из двух витков за счет разложения СКИ последовательность импульсов меньшей амплитуды на получено ослабление 4,8 раза. На выходе линии получены три последовательности импульсов, из которых первая является результатом разложения импульса перекрестной наводки от начала линии на стык между витками, а вторая и третья – результатом разложения импульсов четной и нечетной мод, пришедших из первого витка во второй. Сформулирован ряд условий, обеспечивающий разложение во втором витке каждого из последовательности трех основных импульсов с выхода первого витка, а также позволяющий исключить наложение импульса нечетной моды из каждой последовательности в конце второго витка на импульс перекрестной наводки следующей последовательности. Таким образом, при выполнении соответствующих условий в первом и втором витках имеется возможность минимизации СКИ в меандровой линии с лицевой связью из двух витков посредством его разложения на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод сначала в первом витке, а затем на множество импульсов во втором витке.

14. С помощью ГА выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой линии с лицевой связью. Для этого сформулирована целевая функция, обеспечивающая равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии (*Z*)

114

сопротивлению 50 Ом. Получено улучшение ее сходимости, а также параметров w и h при увеличении поколений до 80: их отклонения составили 1,13%, 3,03% и 5,19% соответственно.

15. Продемонстрировано изменение формы и амплитуды ЭСР в витке меандровой МПЛ при увеличении ее длины. Минимизировался пиковый выброс ЭСР за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. При моделировании реальной структуры ослабление ЭСР составило 1,38 раза. За счет уменьшения расстояния между проводниками получено ослабление ЭСР 4,6 раза. При этом выявлена дополнительная возможность уменьшения амплитуды одного из импульсов за счет наложения на него отраженного импульса обратной полярности.

# 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

В данном разделе экспериментально продемонстрирована возможность защиты РЭА от СКИ на примере витка линии задержки [131–136]. Выполнено экспериментальное подтверждение разложения СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды в витках меандровых МПЛ [131, 132] и линиях с лицевой [134, 135] связью. Для этого проведена предварительная параметрическая оптимизация витка меандровой линии с лицевой связью [136]. Также выполнено вычисление частотной зависимости модуля коэффициент передачи витков меандровой МПЛ [131, 133] и линии с лицевой [135] связью.

#### 3.1 Виток меандровой микрополосковой линии

Выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭА от СКИ за счет его разложения в витке меандровой МПЛ на последовательность импульсов меньшей амплитуды, а также исследован коэффициент передачи витков [131, 133].

## 3.1.1 Временная область

Для подтверждения возможности защиты РЭА от СКИ за счет его разложения в витке меандровой линии нужно выполнить экспериментальные исследования. Поскольку в разделе 2 моделирование выполнено на примере идеализированных структур меандровой линии, а не на основе реальных межсоединений ПП, то сначала необходимо выполнить предварительную оптимизацию параметров поперечного сечения в соответствии с реальными геометрическими и электрическими параметрами ПП для изготовления макетов меандровых линий.

В ΠП выбран типовой материал – качестве основы двухсторонне фольгированный стеклотекстолит марки FR-4 без защитной паяльной маски. Толщина основы ПП и толщина фольги выбранного материала равны  $h_{C}$ =2000 мкм и *t*=35 мкм. Так как часть параметров поперечного сечения линии имеет типовые значения, то выполнена оптимизация только двух параметров – ширины сигнального проводника w и разноса между проводниками s. Целью оптимизации является согласование каждого витка на макете с измерительным трактом 50 Ом. Для этого нужно обеспечить равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии сопротивлению измерительного тракта. После оптимизации ширина проводника принята равной w=2500 мкм, а разнос между проводниками первого макета *s*=250 мкм. Для всех остальных макетов он последовательно уменьшался до 100 мкм с шагом 50 мкм. Это сделано для усиления связи между сигнальными проводниками и оценки возможности выравнивания амплитуды первых трех импульсов.

выбор значения *l*, которое обеспечит Следующим шагом является выполнение условия (2.7) для разложения СКИ на импульсы четной и нечетной мод. Поскольку полагалось, что натурный эксперимент будет проводиться на базе комбинированного осциллографа С9–11, то известна минимальная длительность воздействующего импульса (около 100 пс), которая может быть обеспечена генератором. Таким образом, по выражению (2.7) может быть вычислено минимальное значение длины полувитка линии *l*, необходимое для разложения СКИ на последовательность импульсов. Чтобы рассчитать *l*, с помощью метода моментов получены значения погонных задержек четной и нечетной мод линии:  $\tau_e$ =6,63 нс/м и  $\tau_o$ =5,80 нс/м при *s*=250 мкм. Тогда, для выполнения условия (2.7) *l*=60,3 мм. минимальное значение Однако проведении при натурного эксперимента с реальным воздействием СКИ и реальной ПП необходимо также учитывать, что из-за дисперсии, потерь и ряда прочих факторов в реальном межсоединении СКИ может быть не до конца разложен на импульсы четной и

нечетной мод. Также необходимо учитывать, что амплитуда импульсов на выходе линии в большой степени зависит от длительности СКИ, поскольку при меньшей длительности влияние уменьшения фронта сигнала, характерного для реальных межсоединений, будет более существенным, чем при большей. Для исключения влияния описанных факторов значение l с запасом принято 90 мм. По результатам предварительной оптимизации из материала марки FR-4 изготовлена ПП с набором макетов меандровой линии задержки (рисунок 3.1). Длина каждого из полувитков (по длине зазора) составляет 90 мм, а перемычки между ними – (2w+s).



Рисунок 3.1 – ПП с макетами меандровых линий задержки

После изготовления печатной платы, с помощью увеличительного стекла с нанесенной на него измерительной линейкой с ценой деления 0,1 мм и микрометра с ценой деления 0,01 мм измерены реальные геометрические параметры каждого из витков на ПП. Усредненные значения геометрических параметров платы и витков следующие: *w*=2450 мкм, *s*=300, 250, 200, 150 мкм,

*t*=45 мкм,  $h_C$ =2000 мкм. По измеренным данным вычислены и сведены в таблицу 3.1 значения  $\tau_e$  и  $\tau_o$ ,  $\Delta \tau = \tau_e - \tau_o$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  и  $\sqrt{(Z_e Z_o)}$ .

<i>s</i> , мкм	$\tau_e$ , HC/M	$\tau_o$ , HC/M	$\Delta \tau$ , нс/м	<i>Z</i> <sub><i>e</i></sub> , Ом	<i>Z</i> <sub>0</sub> , Ом	$\sqrt{(Z_e Z_o)}, Oм$
300	6,720	5,944	0,776	33,636	72,974	49,544
250	6,719	5,922	0,797	32,342	73,384	48,717
200	6,719	5,894	0,824	30,820	72,805	47,694
150	6,718	5,853	0,865	28,953	74,237	46,362

Таблица 3.1 – Параметры изготовленных макетов витков меандровых линий

Из таблицы 3.1 видно, что значение погонной задержки четной моды для всех макетов меандровых линий практически не изменяется, в то время как нечетной – уменьшается по мере уменьшения *s*, что приводит к увеличению  $\Delta \tau$ . Также, необходимо отметить, что уменьшение *s* приводит к небольшому (до 3 Ом) уменьшению значения  $\sqrt{(Z_eZ_o)}$ , что при натурном эксперименте приведет к изменению амплитуд импульсов из-за рассогласования линии с трактом.

Для проведения натурного эксперимента с выхода генератора на вход комбинированного осциллографа С9-11 подавался сигнал с длительностью 40 пс по половине от максимального уровня (527 мВ). Оцифрованная осциллограмма напряжения на выходе генератора (на нагрузке 50 Ом) приведена на рисунке 3.2.



Рисунок 3.2 – Осциллограмма напряжения на выходе генератора (на нагрузке 50 Ом)

Между выходом генератора и входом осциллографа С9-11 последовательно включались макеты линий. Полученные осциллограммы сигнала на выходе

каждого из макетов представлены на рисунке 3.3. Из осциллограмм видно, что сигнал в конце всех линий представлен последовательностью из трех основных импульсов, первый из которых является перекрестной наводкой на ближнем конце, а второй и третий – импульсами нечетной и четной мод. Полученные осциллограммы качественно подтверждают ожидаемые результаты (однако, для согласования результатов эксперимента и моделирования количественного необходимо при моделировании использовать реальную форму воздействия, например, за счет оцифровки осциллограммы сигнала на выходе генератора, а также учет потерь и дисперсии в линии). Максимальное ослабление амплитуды СКИ составило 6,3 раза. Необходимо отметить, что сигнал на выходе линии имеет дополнительную задержку около 550 пс, которая обусловлена наличием в измерительном тракте дополнительных переходных устройств, а также выводов линии на ПП, которые необходимы для ее включения в тракт. Сводные результаты эксперимента представлены в таблице 3.2, где V1, V2, V3 – амплитуды первого, второго и третьего импульсов соответственно,  $\Delta \tau_{21} = \tau_2 - \tau_1 -$ разность задержек второго и первого импульсов, а  $\Delta \tau_{32} = \tau_3 - \tau_2 - \tau_2$  третьего и второго. Эти значения измерены маркерами осциллографа, установленными в точках максимального напряжения импульсов.

Таблица 3.2 – Экспериментальные зависимости амплитуд первых трех импульсов и разности задержек между их вершинами на выходе макетов меандровых линий от *s* 

<i>s</i> , мкм	300	250	200	150
<i>V</i> <sub>1</sub> , мВ	67,1	71,1	74	79
<i>V</i> <sub>2</sub> , мВ	93,8	89,9	86	84
<i>V</i> <sub>3</sub> , мВ	87	83	81,5	81
$\Delta  au_{21}$ , пс	1016	1016	1012	1012
Δτ <sub>32</sub> , пс	160	160	164	172



Рисунок 3.3 – Осциллограммы напряжения на выходе макетов меандровых МПЛ при *s*=300 (*a*), 250 (*б*), 200 (*в*), 150 (*г*) мкм

г

Из таблицы 3.2 видно, что уменьшение *s* приводит к увеличению амплитуды первого импульса (перекрестной наводки) и уменьшению амплитуд второго и третьего импульсов (четной и нечетной мод), что подтверждает возможность минимизации амплитуды сигнала в конце витка меандровой линии за счет выравнивания амплитуд первых трех импульсов. Видно последовательное приближение к оптимальному выбору: амплитуда сигнала на выходе уменьшилась с 93,8 мВ до 84 мВ, а амплитуда первого импульса лишь на 5 мВ меньше. Также видно характерное увеличение  $\Delta \tau$  при усилении связи между проводниками за счет уменьшения разноса, способствующее разложению сигнала на моды.

Таким образом, экспериментально доказана возможность разложения СКИ в витке меандровой МПЛ и возможность выравнивания амплитуды первых трех импульсов сигнала на выходе линии за счет оптимизации связи между сигнальными проводниками линии.

Выполнено моделирование формы сигнала в конце витка меандровой линии с воздействием из рисунка 3.2 и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике для сравнения результатов моделирования и натурного эксперимента. Внутреннее сопротивление генератора и сопротивление нагрузки линии приняты равными 50 Ом. Для учета потерь вычислены матрицы погонных сопротивлений **R** и проводимостей **G**. Вычисление элементов матрицы **R** выполнено с учетом скинэффекта, но без учета эффекта близости и потерь в опорном проводнике. Для вычисления элементов матрицы **G** использована широко известная модель частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь материала FR-4 [137]. На частоте 1 ГГц

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 3,49 & 0 \\ 0 & 3,49 \end{bmatrix} O_{M/M}, \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 10,48 & -3,93 \\ -3,93 & 10,48 \end{bmatrix} MC_{M/M}.$$

Полученные формы сигнала в конце макетов меандровых линий показаны на рисунке 3.4, а сводные результаты представлены в таблице 3.3.

122



Рисунок 3.4 – Вычисленные формы напряжения на выходе макетов меандровых линий при *s*=300 (*a*), 250 (*б*), 200 (*в*), 150 (*г*) мкм

Таблица 3.3 – Вычисленные зависимости амплитуд первых трех импульсов и разности задержек между их вершинами на выходе макетов меандровых линий от *s* 

<i>s</i> , мкм	300	250	200	150
<i>V</i> <sub>1</sub> , мВ	102,5	107,87	114,7	122,6
<i>V</i> <sub>2</sub> , мВ	201,8	201,3	199,8	198,4
<i>V</i> <sub>3</sub> , мВ	201,3	201,8	202,3	202,7
$\Delta  au_{21}$ , пс	1015	1007	1003	992
$\Delta  au_{32}$ , пс	120,4	126,4	129,1	138,2

Из сравнительного анализа рисунков 3.3 и 3.4, а также таблиц 3.2 и 3.3 следует, что результаты моделирования и натурного эксперимента хорошо согласуются по времени: разности задержек распространения импульсов первого и второго импульсов практически совпадают, а разности задержек второго и третьего импульсов в эксперименте в 1,2–1,3 раза больше чем при моделировании. Вместе с этим амплитуды сигналов на выходе меандровых линий существенно объяснимо влиянием неоднородностей соединительных отличаются, что устройств и стыка полувитков, которые не учитываются при моделировании, а также недостаточной точностью измерения реальных параметров ПП после ее изготовления. Так, амплитуда первого импульса при моделировании примерно в 1,5 раза выше его амплитуды, полученной в эксперименте, а амплитуды второго и третьего импульсов – в 2,1–2,5 раза. Последнее показывает также большее влияние потерь в реальной линии, чем полученное при моделировании.

Таким образом, при проведении натурного эксперимента получено ослабление СКИ-6,3 раза. максимальное При сравнении результатов моделирования и эксперимента получено хорошее согласование по задержкам составляющих выходного сигнала, но плохое согласование по их амплитудам, что объясняется недостаточным согласованием линии с трактом и влиянием неоднородностей соединительных устройств при экспериментальном исследовании.

## 3.1.2 Частотная область

Выполнено вычисление модуля коэффициента передачи  $|S_{21}|$  каждого из изготовленных макетов с учетом их реальных геометрических параметров. Сначала оценено влияние потерь на изменение  $|S_{21}|$ . Для этого выполнено моделирование без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. Внутреннее сопротивление генератора *R*1 и сопротивление нагрузки *R*2 приняты равными по 50 Ом. При моделировании без потерь коэффициенты матриц погонных сопротивлений **R** и проводимостей **G** приняты равными нулю. При учете потерь, вычисление элементов матриц **R** и **G** выполнено аналогично разделу 3.1.1.

На рисунке 3.5 приведены вычисленные частотные зависимости  $|S_{21}|$  для каждого из макетов (черные линии без учета потерь, красные – с учетом), а в таблицу 3.4 для них сведены полосы пропускания по уровню минус 3 дБ при моделировании с учетом и без учета потерь. Из представленных результатов видно, что полоса пропускания каждого из витков составляет 1,2–1,3 ГГц, однако при моделировании с учетом потерь полоса пропускания несколько расширяется для всех макетов. Так, например, для витка с *s*=300 мкм, учет потерь приводит к увеличению полосы пропускания на 70 МГц, а для *s*=150 мкм – на 80 МГц. Кроме того, учет потерь приводит к сдвигу резонансов  $|S_{21}|$  в область более высоких частот и уменьшению затухания на частотах этих резонансов. Например, при *s*=300 мкм максимальное затухание для случаев с учетом и без учета потерь составляет минус 55 и минус 30,5 дБ соответственно, а при *s*=150 мкм минус 56,5 и минус 40 дБ.

	Модели			
<i>S</i> , МКМ	без потерь с потерями		Эксперимент	
300	1,28	1,35	1,13	
250	1,25	1,34	1,13	
200	1,24	1,32	1,12	
150	1,22	1,30	1,14	

Таблица 3.4 – Полоса пропускания (ГГц) витков меандровой линии

Дополнительно выполнен натурный эксперимент по измерению частотной зависимости |S<sub>21</sub>| каждого из макетов с использованием скалярного анализатора цепей Р2М-40 в диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц. Для включения макетов в измерительный тракт, к выводам каждого из витков напаяны соединители типа SMA. Для сравнения на рисунке 3.5 (синие линии) приведены измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$ , а в таблицу 3.4 сведены полосы пропускания для каждого из витков по уровню минус 3 дБ. Из сравнения полученных результатов видно, что измеренные и вычисленные зависимости согласуются качественно в диапазоне до 5 ГГц. Также видно, что измеренные зависимости имеют меньшую полосу пропускания, которая практически не зависит от разноса между сигнальными проводниками меандра и не превышает 1,15 ГГц. В области выше 5 ГГц наблюдается большое количество резонансов с уровнем до минус 50 дБ. Количественное несовпадение результатов может быть связано с некорректным учетом потерь в проводниках, в том числе на излучение. Кроме этого, быть несовпадение результатов может связано с неоднородностями соединительных устройств и стыка на конце витка, которые также не были учтены при моделировании. Также, могло повлиять различие реальных и используемых при моделировании значений параметров ПП. Наконец, свой вклад внесли погрешности моделирования и измерения.

Таким образом, результаты моделирования и эксперимента в частотной области, в совокупности с полученными ранее результатами временной области, позволяют утверждать, что виток меандровой линии задержки позволяет обеспечить защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. При этом, полезные импульсные сигналы с верхней граничной частотой 1,1 ГГц будут проходить по витку линии с минимальными искажениями формы сигнала.

127



Рисунок 3.5 – Вычисленные без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике и измеренные частотные зависимости |S<sub>21</sub>| исследуемых витков меандровой линии при *s*=300 (*a*), 250 (*б*), 200 (*b*), 150 (*г*) мкм

# 3.2 Виток меандровой линии с лицевой связью

В предварительной данном разделе представлены результаты параметрической оптимизации витка меандровой МПЛ с лицевой связью [136]. По результатам оптимизации изготовлены макеты таких линий и выполнены их экспериментальные исследования [131, 132]. Также исследована частотная зависимость модуля коэффициента передачи витков меандровых линий с лицевой связью [135].

## 3.2.1 Временная область

Перед проведением натурных испытаний выполнена параметрическая оптимизация витка меандровой линии с лицевой связью с использованием типовых геометрических параметров [138], а также выполнено предварительное моделирование по результатам оптимизации.

Поперечное сечение исследуемой линии представлено такое же, как на рисунке 2.52, а ее схема соединений такая же, как на рисунке 2.2. Все проводники линии имеют одинаковую ширину (w) и толщину (t). Линия состоит из двух параллельных проводников длиной l, соединенных между собой на одном конце. Один из проводников линии соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме из рисунка 2.2 идеальным источником э.д.с. E и внутренним сопротивлением R1. Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным на схеме сопротивлением R2.

Поскольку известна минимальная длительность (около 100 пс), которая может быть обеспечена генератором комбинированного осциллографа С9–11 то, для разложения импульса с такой длительностью нужно, чтобы значение удвоенного произведения модуля разности погонных задержек мод линии на ее длину было больше 100 пс. Другим важным условием, как и для линии с боковой связью, является минимизация отражений в измерительном тракте осциллографа.

Для этого необходимо согласование характеристического импеданса исследуемых линий с трактом 50 Ом.

В качестве материала основы выбран материал FR-4. В соответствии с технической документацией изготовителя ПП на частоте 1 МГц диэлектрическая проницаемость материала может варьироваться в диапазоне от 3,5 до 4,1 [138]. Поэтому при моделировании принято среднее значение диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_r$ =3,8. Фиксированными геометрическими параметрами, которые изменяются дискретно, для выбранного материала являются толщина слоя основы (*h* =500, 1000, 1500, 2000 мкм) и толщина фольги (*t*=18, 35 мкм). Варьируемыми параметрами являются ширина сигнального проводника (*w*) и расстояние между сигнальными и опорным проводниками (*s*).

Выполнены оценки влияния параметров поперечного сечения исследуемой линии на изменение разности погонных задержек мод ( $\Delta \tau$ ) и среднее геометрическое их волновых сопротивлений ( $Z_C$ ). В результате исследований выявлено, что результаты расчета  $\Delta \tau$  и  $Z_C$  для разных значений толщины фольги отличаются незначительно (максимальное отклонение для  $\Delta \tau$  составляет 2%, а для  $Z_C - 1,3\%$ ), поэтому целесообразно привести результаты только для одного значения, например для t=18 мкм. На рисунках 3.6, 3.7 приведены зависимости  $\Delta \tau$  при изменении w и s для разных h, а на рисунках 3.8, 3.9 – зависимости  $Z_C$  при тех же параметрах. При этом значение w изменялось в диапазоне от 1 до 10 мм с шагом 1 мм (при s=0,2 и 1 мм), а значение s – от 0,2 до 1 мм с шагом 0,1 мм (при w=1 и 10 мм).



Рисунок 3.6 – Зависимости  $\Delta \tau$  от *w* для разных *h* при *s*=0,2 (*a*) и 1 мм (б)



Рисунок 3.7 – Зависимости  $\Delta \tau$  от *s* для разных *h* при *w*=1 (*a*) и 10 мм (б)

Из рисунка 3.6 видна нелинейная зависимость  $\Delta \tau$  от *w*. При *s*=0,2 мм и *h*=0,5 мм  $\Delta \tau$  имеет наибольшие значения, изменяющиеся от 1,2 до 2,2 нс/м при увеличении *w* от 1 до 10 мм. При *s*=1 мм наблюдается аналогичное поведение зависимостей, однако значения  $\Delta \tau$  сдвигаются выше и изменяются от 1,6 до 2,6 нс/м при увеличении *w* от 1 до 10 мм. При увеличении *h* график зависимости  $\Delta \tau$  сдвигается ниже. Минимальные значения  $\Delta \tau$  соответствуют *h*=2 мм и составляют около 0,56 нс/м и 1,59 нс/м при *s*=0,2 и 1 мм соответственно. Поэтому с точки зрения максимизации длительности СКИ, который может быть разложен в линии с фиксированной длиной *l*, предпочтительнее в качестве основы ПП выбрать материал с *h*=0,5 мм при наибольшем *w*. Аналогичное поведение наблюдается для зависимостей  $\Delta \tau$  от *s*, приведенных на рисунке 3.7. Однако при *w*=1 мм и *h*=2 мм в зависимостях появляется слабо выраженный минимум,  $\Delta \tau$  изменяется слабо, а ее среднее значение составляет около 0,58 нс/м.



Рисунок 3.8 – Зависимости  $Z_c$  от w для разных h при s=0,2 (a) и 1 мм ( $\delta$ )



Из рисунка 3.8 видна нелинейная зависимость  $Z_C$  от w. При увеличении h график зависимости  $Z_C$  сдвигается вверх по оси ординат. По мере увеличения w значение  $Z_C$  уменьшается. Из зависимостей также видно, что при всех значениях h существует такое значение w, при котором  $Z_C$ =50 Ом. Так, при s=0,2 мм, среднее геометрическое волновых сопротивлений мод линии составляет 50 Ом при w=2,8, 4,7, 6 и 7,9 мм для h=0,5, 1, 1,5 и 2 мм соответственно, а при s=1 мм – при w=4,6, 7, 9 и 10,5 мм для h=0,5, 1, 1,5 и 2 мм соответственно. Противоположное поведение наблюдается для зависимостей  $Z_C$  от s – по мере увеличения s значение  $Z_C$  увеличивается (рисунок 3.9). Наименьшее значение  $Z_C$  при w=1 мм оно составляет 25,26 Ом. Поэтому с точки зрения минимизации искажений в измерительном тракте предпочтительнее в качестве основы ПП выбрать материал с h=0,5 мм при минимальном s.

С учетом проведенных исследований выполнена оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой линии с лицевой связью. После оптимизации получены следующие параметры поперечного сечения (рисунок 2.2): t=18 мкм, s=0,2 мм, h=1,5 мм, w=6 мм. При данных значениях параметров обеспечиваются значения  $Z_c=50,36$  Ом и  $\Delta \tau=1,43$  нс/м. Из последнего следует, что для разложения импульса с длительностью 100 пс длина линии должна быть не менее 35 мм.

Примечательно, что при данном наборе физически реализуемых по обычной технологии ПП значений параметров поперечного сечения исследуемой структуры достижимы значения  $Z_C$  не только 50 Ом (СВЧ-тракт), но и 75 Ом (телевизионный тракт), 100 Ом (Ethernet) и др. (рисунки 3.8, 3.9), что показывает возможность более широкого использования результатов работы. Важна и показанная возможность получения довольно высоких значений  $\Delta \tau$ , достигающих 2,6 нс/м (рисунок 3.6) на обычном стеклотекстолите. Наконец, из полученных графиков легко оценить чувствительность характеристик к отклонениям соответствующих параметров, что важно для практики.

В результате исследований выбраны значения параметров поперечного сечения для изготовления макетов меандровой линии, при которых обеспечивается согласование линии с измерительным трактом, а также вычислена длина линии, позволяющая разложить СКИ с длительностью 100 пс.

Выполнено моделирование эксперимента с реальным воздействием, для проверки достоверности сравнением результатов моделирования и эксперимента. Для этого оцифрован воздействующий импульс, заранее снятый с генератора при помощи комбинированного осциллографа С9-11 (рисунок 3.10). Значения *R*1 и *R*2 при моделировании приняты равными 50 Ом для имитации измерительного тракта.



Рисунок 3.10 – Форма воздействующего импульса с амплитудой 0,648 В

Матрицы С и L для структуры на рисунке 2.52 полученные с помощью метода моментов:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 185,308 & -142,536 \\ -143,338 & 168,759 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 335,823 & 255,831 \\ 255,512 & 402,378 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Из вычисленных матриц погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции получены погонные задержки четной и нечетной мод линии:  $\tau_e$ =6,007 нс/м,  $\tau_o$ =4,578 нс/м. Таким образом, для выполнения условия (2.7) достаточно обеспечить длину линии *l*=35 мм. Однако длина линии *l* выбрана с запасом и имела значения 100, 150, 200 мм, чтобы оценить ее влияние на амплитуду и форму сигнала на выходе линии. При длине линии *l*=100 мм произведение модуля разности погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину составляет 285,8 пс. Сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала составляет 108 пс. Таким образом, условие (2.7) выполняется с запасом. Соответственно для большей длины линии условие (2.7) также будет выполняться.

Формы сигнала на выходе линии при *l*=100, 150 и 200 мм приведены на рисунке 3.11. Видно, что сигнал раскладывается на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Импульсы нечетной и четной мод (второй и третий импульсы) не разлагаются полностью, что обусловлено характерным затягиванием

фронта и спада из-за потерь в проводниках и диэлектрике. Видно увеличение времени прихода второго и третьего импульсов, а также уменьшение их амплитуды из-за потерь по мере увеличения длины линии. Форма первого импульса (перекрестной помехи на ближнем конце) не меняется от изменения длины линии, как и его амплитуда, которая имеет максимальный уровень из всех импульсов  $V_1$ =0,145 В. Таким образом, максимальный уровень сигнала на выходе меандровой линии с лицевой связью составляет 23% от уровня сигнала на входе линии.



Рисунок 3.11 – Вычисленные формы напряжения на выходе витка меандровой линии с лицевой связью длиной *l*=100 (*a*), 150 (*б*) и 200 (*в*) мм

По результатам предварительной оптимизации и моделирования из двухстороннего стеклотекстолита марки FR-4 изготовлена ПП с набором макетов меандровых линий с лицевой связью длиной 200, 150 и 100 мм. Затем макеты были разделены (рисунок 3.12).



Рисунок 3.12 – Изготовленные макеты меандровых линий с лицевой связью: вид сверху (*a*) и снизу (б)

С выхода генератора на вход комбинированного осциллографа C9-11 подавался сигнал с длительностью 40 пс по половине от максимального уровня (рисунок 3.10), а между выходом генератора и входом осциллографа C9-11 последовательно включались макеты меандровых линий посредством соединителей типа SMA. Полученные осциллограммы сигналов на выходе каждого макета представлены на рисунке 3.13.



Рисунок 3.13 – Осциллограммы напряжения на выходе макетов меандровых линии с длиной *l*=100 (*a*), 150 (*б*) и 200 (*в*) мм

Из осциллограмм на рисунке 3.13 видно, что сигнал в конце всех линий представлен последовательностью из трех основных импульсов, где первый импульс является перекрестной наводкой на ближнем конце, а второй и третий импульсы являются импульсами нечетной и четной мод. Видно, что при увеличении длины линии увеличивается время прихода второго и третьего импульсов (нечетной и четной мод) аналогично формам сигнала на рисунок 3.11. Максимальный уровень сигнала на выходе макета меандровой линии с лицевой связью составляет не более 24% от уровня сигнала на входе линии. Необходимо отметить, что сигнал к концу линии приходит с задержкой 340 пс, которая обусловлена наличием в измерительном тракте дополнительных переходных устройств и соединителей SMA, которые необходимы для ее включения в измерительный тракт.

По результатам оценки и оптимизации выбран такой набор параметров поперечного сечения для изготовления макетов меандровой линии, при которых обеспечивается согласование линии с трактом 50 Ом. Вычислена длина линии, позволяющая разложить сверхкороткий импульс длительностью 100 пс.

#### 3.2.2 Частотная область

Выполнено вычисление модуля коэффициента передачи  $|S_{21}|$  каждого из изготовленных макетов меандровой линии с лицевой связью с учетом их реальных геометрических параметров. Сначала, для оценки влияния потерь на изменение  $|S_{21}|$ , выполнено моделирование без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. Внутреннее сопротивление генератора и сопротивление нагрузки приняты равными по 50 Ом. При моделировании без потерь коэффициенты матрицы погонных сопротивлений **R** и проводимостей **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 [137]. Элементы матрицы **R** вычислены с

учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости и потерь в опорном проводнике (внедиагональные элементы матрицы **R** равны нулю). На частоте 1 ГГц

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1,53 & 0 \\ 0 & 1,53 \end{bmatrix} \text{ OM/M}, \ \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 20,79 & -15,49 \\ -13,52 & 17,96 \end{bmatrix} \text{ MCM/M}.$$

На рисунке 3.14 приведены вычисленные частотные зависимости  $|S_{21}|$ каждого из макетов (черные линии без учета потерь, красные – с учетом), а в таблицу 3.5 для них сведены полосы пропускания по уровню минус 3 дБ. Из представленных результатов видно, что полоса пропускания витков варьируется от 395 до 800 МГц в зависимости от длины витка, однако при моделировании с учетом потерь полоса пропускания каждого из витков сужается и варьируется от 355 до 710 МГц. Таким образом, для витков длиной *l*=200, 150 и 100 мм учет потерь приводит к уменьшению полосы пропускания на 40, 60 и 90 МГц соответственно. Учет потерь также приводит к сдвигу резонансов  $|S_{21}|$  в область более низких частот и уменьшению затуханий на этих частотах. Например, при *l*=100 мм максимальное затухание для случаев с учетом и без учета потерь составляет минус 22,6 и минус 47,6 дБ соответственно, а при *l*=200 мм – минус 30,7 и минус 84,7 дБ.

Дополнительно выполнен натурный эксперимент по измерению частотной зависимости  $|S_{21}|$  каждого из макетов с использованием скалярного анализатора цепей Р2М-40 в диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц. Для включения макетов в измерительный тракт к выводам каждого из витков напаяны соединители типа SMA. Для сравнения на рисунке 3.14 (синие линии) приведены вычисленные с учетом потерь и измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$ , а в таблицу 3.5 сведены полосы пропускания для каждого из витков по уровню минус 3 дБ. Из сравнения полученных результатов видно, что измеренные и вычисленные зависимости согласуются качественно во всем диапазоне представленных частот. Также видно, что измеренные зависимости имеют схожую полосу пропускания, которая увеличивается от 365 МГц до 715 МГц при уменьшении длины витка от 200 мм до 150 мм. На частотах 7,1 ГГц для витка длиной 100 мм и 6,6 ГГц для витка длиной

200 мм наблюдается увеличение затуханий до минус 62,2 дБ и минус 53,1 дБ соответственно. Количественное несовпадение результатов вероятнее всего связано с некорректным учетом потерь в проводниках, в том числе на излучение. Также, несовпадение результатов может быть связано с неоднородностями соединительных устройств и стыка на конце витка, которые также не были учтены при моделировании. Также, могло повлиять различие реальных и используемых при моделировании значений параметров ПП. Наконец, свой вклад внесли погрешности моделирования и измерения. Однако, результаты в частотной области в совокупности с результатами во временной области, полученными ранее позволяют утверждать, что виток меандровой линии с лицевой связью позволяет обеспечить защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

Таблица 3.5 –	Полоса пропу	ускания (	(МГц)	витков	меандровой	линии

1.504	Модели	<b>Dronopul</b> cont		
<i>l</i> , ММ	без потерь	с потерями	Эксперимент	
200	395	355	365	
150	535	475	475	
100	800	710	715	

Таким образом, результаты моделирования и эксперимента в частотной области, в совокупности с полученными ранее результатами временной области, позволяют утверждать, что виток меандровой линии задержки с лицевой связью позволяет обеспечить защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. При этом, полезные импульсные сигналы с верхней граничной частотой 0,365–0,715 ГГц для разных макетов будут проходить по витку линии с минимальными искажениями формы сигнала.

141



Рисунок 3.14 – Вычисленные без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике и измеренные частотные зависимости |S<sub>21</sub>| исследуемых витков меандровой линии с лицевой связью, имеющих разную длину *l*=100 (*a*), 150 (*б*), 200 (*в*) мм

#### 3.3 Выводы по главе

Выполнено экспериментальное исследование возможности защиты РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды в витке меандровой линии. Рассмотрены МПЛ и линии с лицевой связью. Для сравнения результатов эксперимента выполнено моделирование с учетом реальных (инструментально измеренных) параметров ПП и макетов витков с учетом реального воздействия, снятого с генератора и оцифрованного с экрана осциллографа.

В результате натурного эксперимента выявлено, что максимальные амплитуды СКИ на выходе макетов меандровых линий на основе МПЛ составили 0,094 В, 0,09 В, 0,086 В и 0,084 В при *s*=300, 250, 200 и 150 мкм соответственно. Полученные результаты в частотной области, в совокупности с результатами во временной области, позволяют утверждать, что виток меандровой линии задержки позволяет обеспечить защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. При этом, полезные импульсные сигналы с верхней граничной частотной 1,1 ГГц будут проходить по витку линии с минимальными искажениями формы сигнала.

Представлены результаты оценки влияния изменения параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ с лицевой связью на значение разности погонных мод и среднего геометрического их волновых сопротивлений, а также выполнена оптимизация параметров поперечного сечения. В результате выбраны такие параметры поперечного сечения для изготовления макетов меандровых линий, при которых при которых обеспечивается согласование линии с измерительным трактом. Также вычислена длина линии, позволяющая разложить СКИ с длительностью 100 пс.

В результате натурного эксперимента выявлено, что максимальный уровень сигнала на выходе макетов меандровых линий с лицевой связью определяется амплитудой первого импульса. Тогда остается небольшой резерв ее уменьшения за счет уменьшения связи между проводниками. Максимальный уровень сигнала на выходе макетов меандровых линий с лицевой связью не превышает 24% (0,150 В) от уровня сигнала в начале линии. Измеренные и вычисленные частотные зависимости качественно согласуются в диапазоне до 9 ГГц. Полосы пропускания витков меандровых линий с лицевой связью, полученные в результате моделирования и эксперимента хорошо согласуются. Результаты в частотной области в совокупности с результатами во временной области позволяют утверждать, что виток меандровой линии с лицевой связью позволяет обеспечить защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Таким образом, полезные импульсные сигналы с верхними граничными частотами 715, 475 и 365 МГц будут проходить с минимальными искажениями формы сигнала по виткам линий с лицевой связью длиной 100, 150 и 200 мм соответственно.

# ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы получены следующие результаты:

1. На примере одновитковых и двухвитковых меандровых линий в воздушном диэлектрическом заполнении, МПЛ и линии с лицевой связью продемонстрирована возможность защиты РЭА от СКИ за счет его разложения в конце линии на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

2. Предложены и обоснованы условия, обеспечивающие разложение СКИ в конце витка меандровой МПЛ на последовательность импульсов меньшей амплитуды с равными задержками между ними.

3. Посредством моделирования показано, что максимальная амплитуда СКИ в конце одновитковой и двухвитковой меандровой линии в воздушном диэлектрическом заполнении не превышает 60% и 51% соответственно от амплитуды сигнала в начале линии, в микрополосковой – 32% и 19,2%, а в конце двухвитковой меандровой линии с лицевой связью – 20,8%.

4. Продемонстрировано изменение формы и амплитуды ЭСР в витке меандровой МПЛ при изменении ее длины. Получено условие, обеспечивающее наложение отраженного импульса отрицательной полярности нечетной моды на импульс четной моды, за счет чего может быть дополнительно уменьшена амплитуда импульса четной моды. Также получено условие, обеспечивающее разложение только пикового выброса ЭСР длительностью 4 нс. За счет оптимального выбора параметров витка получено ослабление ЭСР 4,6 раза.

5. В витке меандровой линии в воздушном диэлектрическом заполнении при учете потерь уменьшается амплитуда сигнала на выходе линии и увеличивается оптимальное значение разноса между ее проводниками, что упрощает практическую реализацию таких устройств защиты от СКИ.

6. Выполнена параметрическая оптимизация витка меандровой линии с лицевой связью, в результате которой выбраны параметры поперечного сечения витка, которые обеспечивают согласование волнового сопротивления линии с

#### 144
сопротивлением измерительного тракта, а также длина линии, позволяющая разложить СКИ с заданной длительностью.

7. В витке меандровой МПЛ потери в проводнике больше уменьшают амплитуду импульса нечетной моды, а в диэлектрике – четной. Учет потерь в проводниках и диэлектрике приводит к существенному изменению формы и амплитуды только импульса нечетной моды, в то время как импульс наводки и импульс четной моды меняются незначительно.

8. В витке меандровой линии с лицевой связью потери в диэлектрике оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму выходного импульсного сигнала, чем потери в проводниках. Учет потерь приводит к существенному изменению формы и амплитуды импульсов четной и нечетной мод линии, тогда как импульс наводки меняется незначительно.

9. Выполнено экспериментальное исследование разложения СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды в витке меандровой линии. Рассмотрены МПЛ и линии с лицевой связью. Выполнено моделирование с учетом реальных (инструментально измеренных) параметров ПП и макетов витков с учетом реального оцифрованного воздействия генератора. В результате экспериментальных исследований показано, что максимальная амплитуда СКИ в конце витка меандровой МПЛ с боковой и лицевой связью не превышает 16% и 24% от уровня сигнала на входе линии соответственно.

10. Вычислены и измерены частотные зависимости  $|S_{21}|$  витков меандровых МПЛ и линий с лицевой связью. В результате получены верхние граничные частоты (около 1,1 ГГц) витков меандровых МПЛ с разным расстоянием между проводниками (300, 250, 200 и 150 мкм) и (715, 475 и 365 МГц) витков меандровых линий с лицевой связью разной длины (100, 150 и 200 мм), на которых полезные сигналы будут проходить по виткам линий с минимальными искажениями.

11. Защитные меандровые линии имеют ряд достоинств по сравнению с традиционными устройствами защиты: высокое быстродействие (поскольку процесс разложения сверхкороткого импульса начинается в момент начала его

145

распространения в линии); отсутствие полупроводниковых компонентов (варисторы) и, как следствие, высокая радиационная стойкость и долгий жизненный цикл; простота проектирования и дешевизна.

Проведена объемная работа по опубликованию полученных результатов разнообразных работ, посвященных защитным меандровым линиям: 3 публикации в журналах из перечня ВАК, 2 публикации в журналах, индексируемых в WoS и Scopus, 7 публикаций в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus, 7 публикаций в трудах отечественных конференций, а также 6 патентов на изобретение и 2 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ. Количество опубликованных работ и результатов интеллектуальной собственности свидетельствует о научной новизне результатов диссертационной работы. Использование результатов в АО «ИСС», ряде НИОКР и учебном процессе подтверждает их практическую значимость.

Таким образом, в работе показана возможность защиты РЭА от СКИ, за счет его разложения в различных структурах меандровых линий задержки. Поставленные задачи выполнены, а цель 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.

# СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ПП	Печатная плата
РЭА	Радиоэлектронная аппаратура
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ЭСР	Электростатический разряд
СКИ	Сверхкороткий импульс
ЭМВ	Электромагнитные воздействия
ПД ЭМВ	Преднамеренные электромагнитные воздействия
МПЛП	Многопроводная линия передачи
MoM	Метод моментов
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений
ГА	Генетический алгоритм
КСВ	Коэффициент стоячей волны
КМОП	Комплементарная структура металл-оксид-полупроводник
МΦ	Модальный фильтр
МПЛ	Микрополосковая линия

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.
- V.M. Loborev. The modern research problems. Plenary lecture // proc. of AMEREM Conference, Albuquerque. – NM. – 1996. – P. 121–127.
- Gardner R.L. Electromagnetic terrorism. A real danger // Proc. of the 14th Int. Wroclaw Symposium on EMC. – Wroclaw, Poland. – 1998. – P. 10–14.
- 4. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред.
   Т.Р. Газизова. Томск: Томский государственный университет, 2002. 206 с.
- Сахаров К.Ю. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев, В.А. Туркин, А.Н. Корнев, С.Н. Долбня, А.В. Певнев // Технологии ЭМС. – №3 (18). – 2006. – С. 36–45.
- 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.
- Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: Дисс ..... докт. тех. наук / Газизов Талгат Рашитович. – Томск. – 2010.
- Ruehli A.E. Electromagnetic compability modeling techniques: past, present and future / A.E. Ruehli, E. Miersch // 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 19–22 May, 2008. – P. 1–4.
- An FDTD/MoMTD hybrid technique for modeling HF antennas located on lossy ground / L. Jiangdong, T. Zhen, X. Feng, Z. Bo // International Conference on

Microwave and Millimeter Wave Technology. – 21–24 April, 2008. – Vol. 2. – P. 726–729.

- Noga A. Efficient wide-band electromagnetic simulation based upon domain decomposition and interpolation of MoM-generated impedance matrix / A. Noga, A. Karwowski // The Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – 12–16 April, 2010. – P. 1–3.
- Karwowski A. Fast MM-PO-based numerical modelling technique for wideband analysis of antennas near conducting objects / A. Karwowski, A. Noga // Electronics Letters. – 2007. – Vol. 43, No. 9. – P. 486–487.
- Commens M. Efficient large scale simulations with a hybrid finite element boundary integral technique / M. Commens, K. Zhao // IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON). – 15–17 April, 2012. – P. 1–4.
- Das A. Efficient adaptive mesh refinement for MoM-based package-board 3D full-wave extraction / A. Das, R.R. Nair, D. Gope // IEEE 22nd. Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). 2013. P. 239–242.
- Das A. Adaptive mesh refinement for fast convergence of EFIE-based 3-D extraction / A. Das, D. Gope // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2015. – Vol. 5, No. 3. – P. 404–414.
- Hardware accelerator for 3D method of moments based parasitic extraction / M. Gandhi, D. Gope, K. Varghese, A. Devi // IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS). – Nara, 2013. – P. 100– 103.
- 16. Modeling of multiple vias with a shared anti-pad in an irregular plate pair using domain decomposition approach / Y.J. Zhang, X. Gu, L. Ren, D. Liu, J. Fan // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – North Carolina, USA, August 3–8, 2014. – P. 265–270.

- 17. Kim K.T. Direct determination of the T-matrix from a MoM impedance matrix computed using the Rao-Wilton-Glisson basis function / K.T. Kim, B.D. Kramer // IEEE Trans. Antennas Propag. 2013. Vol. 61, No. 10. P. 5324–5327.
- 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.
- Bhobe A.U. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM / A.U. Bhobe, C. Lolloway, M. Piket-May // Int. Symposium on EMC. – 2001. – P. 805–810.
- Archambeault B. Using PEEC and FDTD to solve the challenge delay line problem / B. Archambeault, A. Roden, O. Ramahi // IEEE EMC Symposium. Montreal, Canada, 2001. Vol. 2. P. 1–4.
- Kim G. TDR/TDT analysis by crosstalk in single and differential meander delay lines for high speed pcb application / G. Kim, D.G. Kam, J. Kim // IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Comp. – Portland, USA, 2006. – Vol. 3. – P. 657–662.
- Sudo T. Experimental characterization and numerical modeling approach of meander delay lines / T. Sudo, J. Kudo, Y. Ko, K. Ito // IEEE International EMC Symposium. – Minneapolis, 2002. – Vol. 2. – P. 711–715.
- 23. Singer H. The method of moments (MOM) and related codes // Supplement to Proc. of the 13- th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland, 1999. P. 11–19.
- 24. Носов А.В. Методы и подходы к моделированию меандровых линий задержки / А.В. Носов, Е.А. Сердюк // Материалы международной научнотехнической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018» », Томск, Россия, 16–18 мая 2018. –Ч. 2. – С. 144–147.
- 25. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // ТИИЭР. – № 2. – 1967. – С. 5–19.

- Djordjevic A.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // IEEE Proceedings. – vol. 75, No. 6. – 1987. – P. 743–764.
- Гилл Ф. Практическая оптимизация / Ф. Гилл, У. Мюррей, М. Райт // пер. с англ. – М.: Мир. – 1985. – С. 509.
- 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.
- 29. Back T. Evolutionary algorithms in theory and practice // New-York: Oxford University Press. 1996. P. 314.
- Goldberg E. Genetic algorithms in search, optimization and machine learning // Boston: Addison-Wesley. – 1989. – P. 404.
- Растригин Л.А. Статистические методы поиска // Москва: Наука. 1968. С. 376.
- Газизов Т.Т. Методология, алгоритмы и программное обеспечение для комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств. Дисс. докт. тех. наук. Томск. – 2017.
- 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.
- Rutenbar R.A. Simulated annealing algorithms: An overview // IEEE Circuits and Devices Magazine. – 1989. – Vol. 5, No. 1. – P. 19–26.
- 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.
- 36. 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.

- 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.
- Glover F. Tabu search / F. Glover, M. Laguna // Boston: Kluwer Academic Publishers. – 1997. – P. 382.
- Fogel D.B. Applying evolutionary programming to selected traveling salesman problem // Cybernetics and Systems. – 1993. – Vol. 24. No. 1. – P. 27–36.
- 40. 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.
- 41. 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.
- 42. 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.
- 43. 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.
- 44. 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.

- 45. 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.
- 46. 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.
- 47. 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.
- 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.
- 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.
- 50. Свидетельство отраслевой регистрации об 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 Отраслевом фонде алгоритмов В И программ Госкоорцентра Минобрнауки РФ с присвоением номера государственной регистрации. – Рег. номер ВНТИЦ 50200701103.
- 51. Куксенко С.П. Новая постановка лисшиплины «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» / С.П. Куксенко, А.О. Белоусов, А.В. Носов // Материалы международной научно-методической образование: конференции «Современное проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов». - Томск, Россия, 28-29 января 2016. – С. 134–135.

- 52. Микрополосковый фильтр на двухмодовых резонаторах / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, А.С. Бутиков, С.В. Ефремова, В.В. Храпунова // Материалы Х Всероссийской научно-практической конференции творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики». – Красноярск, 8– 12 апреля 2014. – Т. 1. – С. 158–159.
- 53. Krzikalla R. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses / R. Krzikalla, T. Weber, J.L. ter Haseborg // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC. – Istanbul, Turkey, 2003. – P. 1313–1316.
- 54. Krzikalla R. SPICE simulations of UWB pulse stressed protection elements against transient interferences / R. Krzikalla, J.L. ter Haseborg // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC. – Chicago, IL, USA, 2005. – P. 977–981.
- 55. Cui Q. Investigation of waffle structure SCR for electrostatic discharge (ESD) protection / Q. Cui, S. Dong, Y. Han // Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC), 2012 IEEE International Conference on. Bangkok, Thailand, 3–5 Dec. 2012. P. 4.
- 56. ESD protection design optimization using a mixed-mode simulation and its impact on ESD protection design of power bus line resistance / H. Hayashi, T. Kuroda, K. Kato, K. Fukuda, S. Baba, Y. Fukuda // Simulation of Semiconductor Processes and Devices, 2005. SISPAD 2005. International Conference on. Tokyo, Japan, 1–3 Sept., 2005. P. 99–102.
- 57. High swing low capacitance ESD RF protections in advanced CMOS technologies / J. Jimenez, P. Galy, J. Bourgeat, B. Heitz // IC Design & Technology (ICICDT), 2012 IEEE International Conference on. Austin, TX, USA, 30 May–1 June, 2012. P. 4.
- Transmission line with 2-kV HBM broadband ESD protection using BIMOS and SCR in advanced CMOS technologies / T. Lim, J. Jimenez, B. Heitz, P. Benech, J. M. Fournier, P. Galy // Microwave Conference Proceedings (APMC), 2012 Asia-Pacific. – Kaohsiung, Taiwan, 4–7 Dec., 2012. – P. 40–42.

- 59. Заболоцкий А.М. 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.
- 60. 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. – С. 266–269.
- 61. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. 2014. №3. С. 79– 83.
- 62. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Томск, 2013. 151 с.
- 63. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 2(36). С. 41–44.
- 64. Заболоцкий А.М. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Белоусов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 3(37). С. 36–41.
- 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, November 14–16, 2017. – P. 1–4.
- 66. 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. – Т. 3, № 19. – С. 51–54.

- 67. 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. Altai, Russia, June 29–July 3, 2017. P. 46–49.
- Improved design of modal filter for electronics protection / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, A.O. Melkozerov, P.E. Orlov, E.S. Dolganov // Proc. of 31-th Int. conf. on lightning protection. – Vienna, Austria, September 2–7, 2012. – P 1–4.
- Zabolotsky A.M. New approach to the power network protection against ultrawide band pulses / A.M. Zabolotsky, A.T. Gazizov // 2014 International Conference on Energy, Environment and Material Science (EEMAS '14). – State Politechnical University, Saint Petersburg, Russia, September 23–25, 2014. – P. 104–107.
- Газизов А.Т. Разложение сверхкороткого импульса в модальных фильтрах с лицевой и торцевой связью / А.Т. Газизов, А.М. Заболоцкий // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2015. – С. 317–319.
- 71. Gazizov A.T. Printed structures for protection against UWB pulses / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, O.A. Gazizova // 16-th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2015: Conference Proceedings. Novosibirsk State Technical University. Erlagol, Altai, 29 June 3 Jule, 2015. P. 120–122.
- 72. Заболоцкий А.М. Моделирование гибкого печатного кабеля в системе TALGAT / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов // Научная сессия ТУСУР-2008: материалы докладов научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 5–8 мая, 2008. – С. 57–60.
- 73. Смирнова М.К. Моделирование гибкого печатного кабеля и кабельного жгута в системе TALGAT / М.К. Смирнова, А.М. Заболоцкий // Разработка,

производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем: сборник материалов научно-технической конференции молодых специалистов ОАО «ИСС имени академика М.Ф. Решетнева». – Железногорск, 2011. – С. 156-158.

- 74. Заболоцкий А.М. Использование гибкого печатного кабеля для защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов от высокочастотных кондуктивных помех / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – №7. – С. 18–27.
- 75. Заболоцкий А.М. Вычисление собственных значений и векторов для исследования модального разложения импульса в гибком печатном кабеле бортовой аппаратуры космического аппарата / Заболоцкий А.М., А.Т. Газизов // VI общероссийская молодежная научно-техническая конференция «Молодежь. Техника. Космос»: сборник трудов. – Санкт-Петербург. 19–21 марта, 2014. – С. 244-245.
- 76. Заболоцкий А.М. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, №3. – С. 39–43.
- 77. Заболоцкий А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук. – Томск, 2016. – 359 с.
- 78. Gazizov T.R. Improved design of modal filter for electronics protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, A.O. Melkozerov, E.S. Dolganov, P.E. Orlov // Proc. of 31-st Int. conf. on lightning protection. – Vienna, Austria, September 2012. – P. 1–4.
- 79. Лысенко А.А. Автоматическое формирование линий задержки в топологии печатного монтажа / А.А. Лысенко, Ю.Т. Лячек, О.Б. Полубасов // Известия Санкт-петербургско государственного электротехнического университета

ЛЭТИ. – 2011. –№ 9. – С. 61–65.

- Джонсон Г. Высокоскоростная передача цифровых данных / Г. Джонсон, М. Грэхем // Высший курс черной магии. – Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. – 1016 с.
- Красноперкин В.М. Импульсные сигналы в связанных линиях передачи / В.М. Красноперкин, Г.С. Самохин, Р.А. Силин // Электронная техника. – Сер. Электроника СВЧ. – Вып. 7 (355). – 1983. – С. 3–8.
- 82. Семенов, Э. В. Фазовая обработка в задачах формирования, передачи и исследования искажений сверхширокополосных сигналов: Учебное пособие по практическим занятиям и самостоятельной работе [Электронный ресурс] / Э.В. Семенов. Томск: ТУСУР, 2007. 122 с. Режим доступа: https://edu.tusur.ru/publications/8320.
- 83. Rubin B.J. Study of meander line delay in circuit boards / B.J. Rubin, B. Singh // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. – vol. 48. – Sept. 2000. – P. 1452–1460.
- 84. Ramahi O.M. Full-wave analysis of delay lines / O.M. Ramahi,
  B. Archambeault // Proceedings of EMC Zurich. 2001. P. 537–539.
- Bhobe A.U. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM / A.U. Bhobe, C. Lolloway, M. Piket-May // Int'l Symposium on EMC. – 2001. – P. 805-810.
- 86. Archambeault B. Using PEEC and FDTD to solve the challenge delay line problem / B. Archambeault, A. Roden, O. Ramahi // IEEE EMC Symposium. – Montreal, Canada, August 13-16. – Vol. 2. – 2001. – P. 827–832.
- Wu R.-B. Laddering wave in serpentine delay line / R.-B. Wu, F.-L. Chao // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. – vol. 18, No. 4. – November 1995. – P. 644–650.
- Wu R.-B. Flat spiral delay line design with minimum crosstalk penalty / IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technjlogy. – vol. 19, No. 2. – May 1996. – P. 397–402.

- Wu T.L. Overview of signal integrity and EMC design technologies on PCB: fundamentals and latest progress / T.L. Wu, F. Buesink, F. Canavero // IEEE Trans. on EMC. – Vol. 55, No. 4. – August 2013. – P. 624–638.
- 90. Kabiri A. Design of a controllable delay line / A. Kabiri, Q. He, M.H. Kermani, O.M. Ramahi // IEEE Trans. on Advanced Packaging. – Vol. 33, Issue: 4. – November 2010. – P. 1080–1087.
- 91. Ramahi O.M. Analysis of conventional and novel delay lines: a numerical study / Applied Computational Electromagnetics Society journal. – No. 3. – 2003. – P. 181–190.
- 92. Газизов Т.Р. Искажения импульсного сигнала в простых меандровых линиях / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Инфокоммуникационные технологии. – Т. 4, № 3. – 2006. – С. 34–38.
- 93. Суровцев Р.С. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Суровцев Р.С., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Орлов П.Е. // Доклады ТУСУР. – 4(34). – 2013. – С. 34–38.
- 94. Wu R.B. Flat spiral delay line design with minimum crosstalk penalty // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. – 1995. – part B, Vol. 19, No. 2. – P. 397–402.
- 95. Design of wideband superconducting coplanar delay lines / Y. Wang, H.T. Su, F. Huang, M.J. Lancaster // High Frequency Postgraduate Student Colloquium. – Belfast, Ireland, 2003. – P. 1–4.
- 96. Lee H. Unit cell approach to full-wave analysis of meander delay line using FDTD periodic structure modeling method / H. Lee, J. Kim // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – 2002. – Vol. 25, No. 2. – P. 215–222.
- 97. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmission-line and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. on Micro. Theo. and Tech, Vol. 4, April 1956. P. 75–81.
- 98. Shlepnev Y. Measurement-assisted electromagnetic extraction of interconnect

parameters on low-cost FR-4 boards for 6-20 Gb/sec applications / Y. Shlepnev, A. Neves, T. Dogostino, S. McMorrow // Proc. of the DesignCon. – February 2009, Santa Clara, California. – 28 p.

- 99. Малютин Н.Д. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.С. Семенов, А.Г. Лощилов // моногр. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.
- 100. Amplitude equalized transmission line dispersive delay structure for analog signal processing / S. Gupta, Y. Horii, B. Nikfal, C. Caloz // Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2011 10th International Conference on. – Nis, Serbia, 2011. – P. 379–382.
- 101. Surovtsev R.S. Pulse decomposition in a turn of meander line as a new concept of protection against UWB pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Omsk, Russian Federation, May 2015. 5 p.
- 102. Gazizov A.T. Simple printed structures for low-cost and effective protection against UWB pulses // Asia Electromagnetics Symposium (ASIAEM 2015). – Jeju-si, Jeju Province, South Korea. – 2015. – P. 1–4.
- 103. Gazizov A.T. UWB pulse decomposition in simple printed structures / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – vol. 58, no. 4. – Aug. 2016. –P. 1136–1142.
- 104. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2016662520. ТАLGAТ 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.
- 105. 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.

- 106. Патент на изобретение №2597940 Российской Федерации. Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов, А.В. Носов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко. Заявка №2015120797/28(032195); заявлен 01.06.2015; опубликован 25.08.2016.
- 107. Носов А.В. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.В. Носов, Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – 3(37). – С. 120–123.
- 108. Патент на изобретение №2600098 Российской Федерации. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.– Заявка №2015137528/08(057416); заявлен 02.09.2015; опубликован 20.10.2016.
- 109. Патент на изобретение №2606776 Российской Федерации. Меандровая линия задержки из двух витков с разными разносами, защищающая от сверхкоротких импульсов / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П. – Заявка №2015137524/(057411); заявлен 02.09.2015; опубликован 10.01.2017.
- 110. Носов А.В. Оценка влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке воздушной меандровой линии / А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск. – 2015. ч. 2. – С. 47–52.
- 111. Parametric optimization of protective meander line turn in air filling by genetic algorithm / A.V. Nosov, T.T. Gazizov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information

Sciences (SIBIRCON). – Akademgorodok, Novosibirsk, Russia, September 18– 22. – 2017. – P. 459–462.

- 112. Surovtsev R.S. Simple method of protection against UWB pulses based on a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – June 29 – July 3, 2015. – P. 175–177.
- 113. Патент на изобретение №2607252 Российской Федерации. Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.– Заявка №2015129255/(045208); заявлен 16.07.2015; опубликован 10.01.2017.
- 114. Носов А.В. Влияние перемычки между проводниками на форму и амплитуду сверхкороткого импульса в витке меандровой линии // Тезисы докладов Научно-технической конференции молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – Томск, Россия, 12–13 апреля 2018. – С. 92–94.
- 115. Surovtsev R.S. Influence of losses on ultrashort pulse decomposition in a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.T. Gazizov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – June 30 – July 4, 2016. – P. 151–154.
- 116. Nosov A.V. Delay line protecting against ultrashort pulses with increased duration / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.T. Gazizov // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, June 29 – July 3 2017. – P. 119–122.
- 117. Патент на изобретение №2637484 Российской Федерации. Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов с увеличенной длительностью / Т.Р. Газизов, Р.С. Суровцев, А.В. Носов, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов. Заявка №2016141521; заявлен 21.10.2016; опубликован 04.12.2017.
- 118. Патент на изобретение №2656834 Российской Федерации.

Усовершенствованная линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов с увеличенной длительностью / Т.Р. Газизов, Р.С. Суровцев, А.В. Носов, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов. – Заявка №2016141523; заявлен 21.10.2016; опубликован 06.06.2018.

- 119. Носов А.В. Влияние потерь на амплитуду и форму сверхкороткого импульса в витке меандровой линии с лицевой связью // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Сборник избранных статей научной сессий ТУСУР-2018», Томск, Россия, 16–18 мая 2018. – Ч. 3. – Р. 248–252.
- 120. Kim G. TDR/TDT analysis by crosstalk in single and differential meander delay lines for high speed PCB application / Kim. G, Kam D.G., Kim J. // IEEE International Symp. on Electromagnetic Comp. – 2006. – Portland (USA). – Vol. 3. – P. 657–662.
- 121. Носов А.В. Анализ влияния параметров влагозащитного покрытия на уровень перекрестных наводок / А.В. Носов, В.А. Сирица, Р.С. Суровцев // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2017», Томск, Россия, 10–12 мая 2017. – Ч.З – С. 83–86.
- 122. PSelectro, группа предприятий по производству печатных плат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.pselectro.ru/, свободный (дата обращения 5.06.2015).
- 123. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018618365. Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии. Авторы: А.В. Носов. Заявка № 2018615233. Дата поступления 23 мая 2018 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11.07.2018 г.
- 124. Nosov A.V. Investigation of possibility of protection against electrostatic discharge using meander microstrip line / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series (JPCS). – 2018. Vol. 1015,

№ 2. – 6 p.

- 125. Малютин, Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. 164 с.
- 126. Носов А.В. Обзор устройств, выполненных по технологии LTCC / А.В. Носов, Р.Д. Абулев // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018», Томск, Россия, 16–18 мая 2018. –Ч. 2.– С. 202–204.
- 127. 2012 Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4: Testing and measurement techniques – Section 2: Electrostatic discharge immunity test, IEC 61000-4:2003.
- 128. Gazizov T.R. Analytic expressions for MOM calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries. // Proceedings of the 2001 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Montreal, Canada, Aug. 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.
- 129. Griffith J.R. Time-domain analysis of lossy coupled transmission lines / J.R. Griffith, M.S. Nakhla // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 38, No. 10. – 1990. – P. 1480–1487.
- 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. – pp. 1353–1354.
- 131. Surovtsev R.S. Possibility of protection against UWB pulses based on a turn of a meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol. PP, No. 99. March 2017. P. 1864–1871. doi: 10.1109/TEMC.2017.2678019.
- Surovtsev R.S. Protection against ultrashort pulses based on a turn of meander microstrip line. X International IEEE Scientific and Technical Conference / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines. – Omsk, Russian Federation, November 15–17, 2016. – P. 151–154. DOI: 10.1109/Dynamics.2016.7819093.

- 133. Surovtsev R.S. Transmission coeficient frequency dependence of protective meander line turn up to 10 GHz / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // X International IEEE Scientific and Technical Conference «Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines». – Omsk, Russian Federation, November 14–16, 2017. – P. 1–4.
- 134. Носов А.В. Экспериментальное подтверждение возможности защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкороткого импульса за счет его разложения в С-секции с лицевой связью / А.В. Носов, Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2016. Т. 19. №3. С. 47–50. DOI: 10.21293/1818-0442-2016-19-3-47-50.
- 135. Nosov A.V. Study of protective meander line turn with broad-side coupling / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Akademgorodok, Novosibirsk, Russia, September 18–22, 2017. – P. 453–458.
- 136. Носов А.В. Параметрическая оптимизация защитного витка меандровой линии с лицевой связью / А.В. Носов, Р.С. Суровцев, Т.Т. Газизов // Инфокоммуникационные технологии. 2017. Т. 15, № 3. С. 280–286.
- 137. Djordjevich A.R. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. –Vol. 43, No. 4, November 2001. P. 662–666.
- 138. Производство печатных плат. Поставки электронных компонентов. Монтаж печатных плат. ООО "МАЖтранс" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mazhtrans.tomsk.ru, свободный (дата обращения 23.09.2016).

#### ПРИЛОЖЕНИЕ

«УТВЕРЖДАЮ» И.о. проректора по учебной работе НИ ГГУ Е.Ю.Брель 1 contras 2018 г. АКТ

## о внедрении (использовании) в учебный процесс результатов диссертационной работы Носова Александра Вячеславовича

Настоящим актом подтверждается внедрение в учебный процесс федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский государственный университет» результатов диссертационной работы Носова А.В.

Материалы диссертационной работы использованы при преподавании дисциплины «Электромагнитная совместимость» для магистрантов физикотехнического 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 и экспериментальных исследований меандровых линий задержки для защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов позволили познакомить магистрантов с новыми возможностями совершенствования защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов.

Декан ФТФ ТГУ

(Da

Шрагер Э.Р.

«УТВЕРЖДАЮ» Директор департамента образования ТУСУР д.т.н., профессор Троян П.Е. 01.08.2018 г.

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы Носова Александра Вячеславовича

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 Носова А.В.:

- 1. Вычисления матриц погонных параметров связанных полосковых линий.
- 2. Построения эквивалентных принципиальных схем полосковых структур.
- 3. Задания нагрузок и источников воздействия.
- 4. Вычисления временного отклика и оценки уровня перекрестных наводок.

Указанные результаты использованы для проведения практических и лабораторных работ по дисциплине «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» в 2015–2017 учебных годах для магистерских программ радиотехнического факультета по направлениям «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Радиотехника».

Заместитель заведующего каф. ТУ по научной работе

П. Куксенко

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе \_\_\_\_

А.Н. Булдаков

167



Акционерное общество «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ» вмени академика М.Ф. Решетнёва»



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**



#### о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы Носова Александра Вячеславовича

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 Носова А.В.:

1. Результаты анализа емкостных и индуктивных связей и оценки амплитуд перекрестных коэффициента передачи наводок И в многопроводных межсоединениях печатных плат. 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 специализированной отечественной 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 оценить искажения импульсных сигналов в печатных платах.

2. Результаты аналитического обзора научных и информационных источников, а также патентного поиска технических решений на основе меандровых линий задержки. 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 на основе меандровых линий задержки в модулях высоковольтных систем электропитания космических аппаратов.

3. Результаты аналитического обзора научных информационных И источников, а также патентного поиска технических решений, предназначенных для защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов, на основе межсоединений печатных плат, в том числе полосковых фильтров. Эти результаты отражены в томах 1, 2, 4 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 обосновать выбор технических средств защиты от помех при проектировании оптимальной сети высоковольтного электропитания 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



>>><









НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2637484

### ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С УВЕЛИЧЕННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

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

Авторы: Газизов Тальгат Рашитович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Носов Александр Вячеславович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU)

#### Заявка № 2016141521

Приоритет изобретения **21 октября 2016 г.** Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **04 декабря 2017 г.** Срок действия исключительного права на изобретение истекает **21 октября 2036 г.** 

> Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

elle

路路路路路路

斑

斑

**极极极极极极极极**极

斑

斑

**路路路路路路路路路路路路路路路**路

斑

**极极极极极** 

發發發發發發

路路路路路路路

密

密

效效效效效效效效

田

密

斑

密



《》资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资资












## удостоверяет, что

A. Nosov

принял (a) участие в конференции 15–16 ноября 2016 года с докладом PROTECTION AGAINST ULTRASHORT PULSES BASED ON A TURN OF MEANDER MICROSTRIP LINE

Председатель Научного программного комитета конференции, ректор ОмГТУ А.В. Косых







