

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

На правах рукописи



Малыгин Константин Петрович

Помехозащитные структуры на основе витка меандровой
микрострипной линии с улучшенными характеристиками

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
канд. техн. наук
Носов Александр Вячеславович

Томск – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ЗАЩИТА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ: ОБЗОР	10
1.1 Актуальность защиты от электромагнитных воздействий.....	10
1.1.1 Стандарты и рекомендации.....	11
1.1.2 Источники преднамеренных электромагнитных помех.....	12
1.2 Устройства защиты от кондуктивных помех.....	16
1.2.1 Традиционные решения для защиты.....	16
1.2.2 Устройства на основе модального разложения сигнала	18
1.2.3 Защитные меандровые линии	19
1.3 Методы, модели и подходы к оптимизации для полосковых структур.....	22
1.3.1 Методы моделирования.....	22
1.3.2 Метод оценки временного отклика.....	23
1.3.3 Подходы к оптимизации	24
1.3.4 Температурная модель.....	25
1.3.5 Методики измерения характеристик.....	26
1.4 Цель и задачи работы	27
2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ	30
2.1 Однокритериальная оптимизация	30
2.2 Многокритериальная оптимизация.....	33
2.3 Влияние температуры окружающей среды.....	37
2.4 Оптимизация эволюционными алгоритмами с учетом температуры	40
2.5 Влияние воды и льда	45
2.6 Оптимизация эволюционными алгоритмами с учетом влияния воды и льда	49
2.7 Основные результаты раздела.....	53
3. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ	56
3.1 Добавление двух пассивных проводников.....	56
3.2 Сворачивание витка в витки с усиленной связью	62
3.3 Сворачивание витка с двумя пассивными проводниками в витки с усиленной связью.....	73
3.4 Основные результаты раздела.....	82
4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫХ СТРУКТУР.....	83
4.1 Свёрнутый виток.....	83
4.2 Свёрнутый виток с двумя пассивными проводниками.....	90

4.3	Свёрнутый виток с двумя заземленными проводниками и покрытием из радиопоглощающего материала	95
4.4	Сравнительный анализ усовершенствованного витка с известными фильтрами	111
4.5	Основные результаты раздела	113
ЗАКЛЮЧЕНИЕ		115
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ		118
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ		120
ПРИЛОЖЕНИЕ А (Справочное) Копии актов о внедрении результатов диссертационной работы		144
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (Справочное) Копии охранных документов на результаты интеллектуальной деятельности		148

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Внедрение радиоэлектронных средств (РЭС) в различные сферы нашей жизни заставляет разработчиков обеспечивать электромагнитную совместимость (ЭМС) для надежной и безопасной работы РЭС. Миниатюризация и повышение быстродействия РЭС, диктуемые современными технологическими трендами, приводят к росту плотности трассировки и частоты сигнала. Это, в свою очередь, делает РЭС уязвимыми к воздействию электромагнитных помех (ЭМП).

Особую опасность для РЭС представляют мощные сверхширокополосные (СШП) помехи, в том числе сверхкороткие импульсы (СКИ), характеризующиеся малой длительностью (в нано- и субнаносекундных диапазонах). Широкий частотный спектр таких СКИ позволяет им проникать внутрь РЭС, вызывая сбои и даже повреждения компонентов. Развитие генераторов СШП импульсов высокой мощности приводит к реальной угрозе выведения РЭС из строя, что делает актуальной их защиту.

Для защиты РЭС от ЭМП применяются разные конструктивные (экранирование, заземление, оптимизация импеданса цепей питания) и схемотехнические (фильтрация, ограничительные устройства) решения. Однако их эффективность ограничена влиянием паразитных параметров выводов компонентов, недостаточным быстродействием, низким напряжением пробоя и т.д. Поэтому актуальны совершенствование существующих и разработка новых подходов к защите РЭС от СШП помех.

Степень разработанности темы

Защита от мощных СШП воздействий активно исследуется как зарубежными (M. Backstrom, F. Brauer, J. Haseborg, F. Rachidi, W. Radasky, F. Sabath и др.), так и отечественными (З.М. Гизатуллин, Р. Киричек С.Ф. Чермошенцев и др.) исследователями. Значительный вклад в исследование стойкости электронных систем к помехам, создание методик измерений и расчета внесли Б.Б. Акбашев, Л.Н. Кечиев, В.Ю. Кириллов, Л.О. Мырова и др. Разработкой фильтров с распределенными параметрами занимаются такие зарубежные ученые, как M. Camp, R. Krzikalla, T. Weber и др. Среди отечественных ученых значительный вклад в исследование связанных линий внесли Б.А. Беляев, Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, А.Н. Сычев и др.

Известны устройства защиты на основе модального разложения в связанных линиях передачи, исследуемые под руководством Т.Р. Газизова в ТУСУРе. Они позволяют реализовать защиту не отдельными компонентами, а за счет специальной топологии печатных проводников. Несмотря на активные исследования модальных фильтров (А.О. Белоусов, Е. Жечев,

А.М. Заболоцкий, В.П. Костелецкий, Самойличенко М.А., И.Е. Самотин, Р.Р. Хажибеков, Е.Б. Черникова) и защитных меандровых линий (МЛ) (С. Карри, З.М. Кенжегулова, А.В. Носов, Р.С. Суровцев) остаются важные неисследованные вопросы, например, уменьшение габаритов устройств на основе МЛ и увеличение ослабления помех в них.

Цель работы – выявить возможности увеличения ослабления сверхкоротких импульсов и уменьшения габаритов устройств защиты на основе витка меандровой микрополосковой линии. Для её достижения надо решить следующие **задачи**:

1. Сделать обзор устройств защиты, в том числе на основе витка меандровой микрополосковой линии.
2. Выполнить предварительную оптимизацию витка меандровой микрополосковой линии.
3. Исследовать возможности улучшения характеристик устройств защиты на основе витка меандровой микрополосковой линии.
4. Экспериментально исследовать устройства защиты на основе витка меандровой микрополосковой линии с улучшенными характеристиками.

Объектом исследования является виток меандровой микрополосковой линии (МПЛ), а **предметом** – улучшение его помехозащитных свойств.

Научная новизна

1. Предложена трассировка помехозащитной структуры на основе витка меандровой микрополосковой линии для дополнительного ослабления сверхкороткого импульса, отличающаяся тем, что виток дополнительно свернут в витки с усиленной связью.
2. Впервые показано, что добавление двух пассивных проводников в структуру витка меандровой микрополосковой линии и сворачивание такой структуры в дополнительные витки увеличивает ослабление сверхкороткого импульса.
3. Доказаны возможности неизменного ослабления сверхширокополосной помехи в витке меандровой микрополосковой линии, а также увеличения полосы пропускания и уменьшения его площади, отличающиеся добавлением к нему двух заземленных на концах проводников, его сворачиванием в дополнительные витки с усиленной связью и покрытием из радиопоглощающего материала.

Теоретическая значимость

1. Оценено влияние температуры, воды и льда на характеристики витка меандровой МПЛ с симметричным поперечным сечением.
2. Изучены особенности влияния сворачивания витка меандровой МПЛ в неосновные витки с усиленной связью на ослабление СКИ.
3. Оценено влияние добавления к витку меандровой МПЛ двух пассивных проводников на ослабление СКИ.

4. Сформулированы условия, обеспечивающие полное разложение СКИ на импульсы меньшей амплитуды в симметричной и асимметричной меандровых МПЛ с двумя пассивными проводниками.

5. Выявлено, что за счет наличия перемычек и связи между неосновными витками при сворачивании меандровой МПЛ возникают отраженные импульсы разной полярности, дополнительно уменьшающие амплитуду СКИ на её выходе.

Практическая значимость

1. Получено максимальное ослабление СКИ в свернутом витке меандровой МПЛ 5,6 раза, а при добавлении к нему двух пассивных проводников – 17,6 раза.

2. Получено ослабление 17 раз СШП импульса со спектром от 0,1 до 6 ГГц и 20,5 раза затухающей синусоиды в свернутом витке меандровой МПЛ с двумя заземленными проводниками и покрытием из радиопоглощающего материала ЗИПСИЛ 601 РПМ-01.

3. Выявлено и продемонстрировано уменьшение площади меандровой МПЛ в 6,74 раза при неизменном уровне ослабления СШП импульса со спектром от 100 МГц до 6 ГГц при сворачивании основного витка, добавлении двух заземленных проводников и покрытии радиопоглощающим материалом ЗИПСИЛ 601 РПМ-01.

4. Демонстрировано увеличение в 5,88 раза полосы пропускания меандровой МПЛ при неизменном уровне ослабления СШП импульса со спектром от 0,1 до 6 ГГц при сворачивании основного витка, добавлении двух заземленных проводников и покрытии радиопоглощающим материалом ЗИПСИЛ 601 РПМ-01.

5. Отработана оптимизация генетическими алгоритмами (ГА) и эволюционными стратегиями (ЭС), по одному и нескольким критериям, меандровой МПЛ, в том числе с учетом изменения температуры и покрытой водой и льдом.

6. Получены 3 патента на изобретение устройств защиты от СКИ на основе меандровой МПЛ и 2 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

7. Результаты использованы в АО «РЕШЕТНЁВ», НИР по грантам РНФ, госзаданий и учебном процессе ТУСУРа (три акта внедрения).

Положения, выносимые на защиту

1. Сворачивание витка меандровой микрополосковой линии в витки с усиленной связью позволяет ослабить до 5,6 раза помеховое импульсное воздействие длительностью до 300 пс и уменьшить занимаемую площадь в 2,2 раза.

2. Добавление двух пассивных проводников с нагрузками на их концах по 50 Ом к витку меандровой микрополосковой линии с ассиметричным поперечным сечением и его сворачивание в 21 неосновной полувиток позволяют ослабить до 17,6 раза помеховое импульсное воздействие длительностью до 300 пс.

3. Добавление к витку меандровой микрополосковой линии двух заземленных проводников, его сворачивание в витки с усиленной связью и нанесение на него покрытия из радиопоглощающего материала ЗИПСИЛ 601 РПМ-01 позволяет уменьшить его площадь до 6,7 раза при неизменном ослаблении сверхширокополосной помехи со спектром от 0,1 до 6 ГГц и увеличить полосу пропускания полезного сигнала в 5,88 раза.

Методология и методы исследования. В работе использованы математическое моделирование методами моментов, конечных разностей во временной области и матриц линий передачи, параметрическая оптимизация эвристическим поиском и генетическими алгоритмами, а также лабораторный эксперимент на базе векторного анализатора цепей и осциллографа вычислительного комбинированного.

Достоверность результатов основана на корректном применении теории линий передачи, совпадении результатов квазистатического и электродинамического моделирования и их согласованности с результатами измерений на сертифицированных и поверенных аппаратно-программных комплексах.

Использование результатов исследований

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

3. НИР «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях», проект FEWM-2022-0001, 2022–2023 гг.

4. НИР «Математический аппарат для синтеза пассивных помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой на основе модальных технологий», грант РФФ 21-79-00161, 2021–2023 гг.

5. НИР «Методология обеспечения электромагнитной совместимости средств функционального поражения электромагнитным излучением с другими радиоэлектронными средствами в составе комплекса противодействия беспилотным летательным аппаратам», грант РФФ 22-29-01331, 2022–2023 гг.

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

7. НИР «Новые гибридные устройства для расщепления опасных импульсов в целях защиты радиоэлектронной аппаратуры», грант РФФ 22-79-00103, 2022–2024 гг.

8. Учебный процесс радиотехнического факультета ТУСУР.

Апробация результатов

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах грантов РФ (21-79-00161 2021–2023 гг., 22-29-01331 2022–2023 гг., 22-79-00103 2022–2024 гг., 24-79-00102 2024–2026 гг.) и государственного задания (FEWM-2020-0041 2020–2022 гг., FEWM-2022-0001 2022–2023 гг., FEWM-2024-0005 2024–2026 гг.).

Результаты докладывались на следующих конференциях: Межд. научно-практич. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2018, 2019, 2021 гг.; Всерос. научно-технич. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-25-2019)», Томск, 2019 г.; Всерос. научно-технич. конф. «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)», г. Москва, 2022 г.; Int. IEEE scientific and technical conf. «International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon)», г. Магнитогорск, 2022 г.; Int. IEEE scientific and technical conf. «Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM-2025)», г. Сочи, 2023 г.; Межд. научно. конф. «Перспективы развития науки, инженерии, естественно-научного, технического и цифрового образования (ASEDU-III)», г. Красноярск, 2022 г.

Публикации. Результаты опубликованы в 21 работе:

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	3
Статья в журнал журналах, индексируемых SCOPUS (Q1/Q2)	2
Публикация в журналах, индексируемых в WoS и SCOPUS	3
Доклад в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus	3
Доклад и тезисы в трудах отечественных конференций	5
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	2
Патент на изобретение	3
ИТОГО:	21

Личный вклад. Цель и задачи сформулированы совместно с научным руководителем. Результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну, получены автором лично или совместно с научным руководителем. Личный вклад автора состоит в моделировании разными методами, разработке прототипов и экспериментальных исследованиях. Часть результатов получена совместно с *Суровцевым Р.С.*

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 главы, заключение, список литературы из 264 наименований и 2 приложения. Общий объём диссертации с приложениями – 149 с., в т.ч. 81 рисунка и 65 таблиц.

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 обоснована актуальность защиты РЭС от СШП воздействий, приведен обзор источников мощных СШП воздействий и средств защиты РЭС от электромагнитных воздействий

(ЭМВ), а также общих методов исследования полосковых структур. В разделе 2 представлены результаты параметрической оптимизации витка меандровой МПЛ посредством ГА и ЭС, в том числе с учетом изменения температуры и влажности воздуха. В разделе 3 представлены результаты совершенствования витка меандровой МПЛ, заключающиеся в добавлении проводников и его сворачивании в витки с усиленной связью. В разделе 3 представлены результаты экспериментальных исследований устройств и сравнение характеристик одного из разработанных прототипов и известных решений. В заключении приведены основные результаты, рекомендации и перспективы. В Приложении А приведены копии актов о внедрении результатов диссертационной работы. В Приложении Б приведены копии охранных документов на результаты интеллектуальной деятельности.

1. ЗАЩИТА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ: ОБЗОР

1.1 Актуальность защиты от электромагнитных воздействий

Применение РЭС является важной составляющей в различных технических областях, где их стабильная работа критически важно значение. Нарушения в функционировании РЭС могут вызвать серьёзные последствия, такие как крупные аварии, финансовые убытки и даже человеческие жертвы [1]. Современные тенденции развития РЭС направлены на миниатюризацию и повышение быстродействия [2]. Достижение компактности, как правило, осуществляется за счёт увеличения плотности трассировки проводников на печатных платах, а высокая скорость достигается за счёт увеличения граничных частот применяемых сигналов. Наряду с этим в РЭС используются интегральные схемы (ИС) и микропроцессоры, рабочие напряжения и токи которых довольно низкие [3]. Все эти факторы в совокупности снижают порог восприимчивости РЭС к ЭМВ, приводя к удорожанию и усложнению обеспечения ЭМС при проектировании РЭС [4]. Мощные ЭМВ способствуют образованию опасных переходных процессов в аналоговых схемах и ошибочных переключений в цифровых. Даже относительно слабые ЭМВ могут резко повысить вероятность возникновения битовых ошибок в микроконтроллерах, используемых в составе РЭС [5]. Поэтому одной из основных задач при разработке РЭС для критически важных объектов инфраструктуры является повышение их устойчивости к ЭМП.

Наряду с описанным выше существует еще одна проблема – электромагнитный терроризм [6, 7]. Это проблеме посвящено множество работ и конференций. Так, впервые она была освящена в 1996 году В. Лоборевым на конференции AMEREM, где также был введён термин «электромагнитный терроризм» [8]. В 1999 году была принята резолюция «Преступная деятельность с использованием электромагнитных средств» в рамках XXVI Генеральной ассамблеи Международного радиосоюза (URSI) в Торонто [9]. Первые конференции, посвящённые преднамеренным электромагнитным воздействиям (ПдЭМВ), начали появляться к в начале 2000-х годов, например EuroEM 2000. Примечательны материалы, освещающие различные аспекты угрозы ПдЭМВ: её происхождение [10], стратегии тестирования [11] и подходы Международной электротехнической комиссии (МЭК) к разработке нормативных документов в этой области [12]. Число симпозиумов и конференций по проблемам ЭМС неуклонно растёт: в 2024 году их было не менее 14, а в 2025 году оно может возрасти до 29 [13]. В Российской Федерации регулярно проводятся конференции, которые касаются тематики ЭМС. Например, в первой половине 2024 года прошли такие важные мероприятия, как «СПб НТО РЭС им. А.С. Попова» [14], «Пром-Инжиниринг» [15] и «ЭМС-2024» [16].

Излучения классифицируются на два основных типа: НРМ (High Power Microwave) и UWB (Ultra-Wideband) [17]. Полоса частот у НРМ обычно не превышает 1 ГГц, что позволяет достигать значительных уровней мощности. UWB излучение (или СШП в русскоязычной литературе), часто реализуется через импульсы нано- и субнаносекундной длительностей [18]. Из-за такой малой длительности их также называют СКИ. Высокочастотные составляющие спектра СКИ могут проникать в РЭС минуя средства защиты и выводить из строя его электрические цепи при воздействии на их резонансных частотах [19]. Кроме того, его амплитуда может составлять несколько киловольт, что приводит к пробоям полупроводников и диэлектриков [2]. Это связано с локальным перегревом в чувствительных зонах выделения тепла из-за большой плотности энергии СКИ [20–22]. При этом традиционные устройства защиты не всегда обеспечивают должную защиту РЭС от СКИ. Так, способствовать распространению СКИ могут паразитные параметры выводов фильтров [23], время срабатывания газоразрядных устройств может превышать длительность СКИ [24], а у полупроводниковых приборов зачастую малые мощность и напряжения пробоя [25]. Важно отметить, что генераторы СКИ совершенствуются. Так, существуют мощные электромагнитные системы (НРЕМС – high power electromagnetic systems), которые могут генерировать излучение высокой направленности и большой мощности с целью выведения из строя РЭС [26]. Это и известные недостатки существующих решений говорят об актуальности поиска путей защиты от СКИ.

1.1.1 Стандарты и рекомендации

ЭМС – это серьезная задача, которая стоит перед разработчиками гражданских и военных систем по всему миру. Одним из важных вопросов ЭМС является защита критически важной инфраструктуры от воздействия высокоэнергетических искусственных электромагнитных импульсов (ЭМИ) [27]. Несмотря на отсутствие единых нормативных документов, в последние годы достигнут существенный прогресс в разработке стандартов и рекомендаций, направленных на оценку и снижение рисков, связанных с ЭМИ [28].

С 1989 года Подкомитет 77С МЭК занимается разработкой стандартов защиты гражданских систем от мощных электромагнитных (ЭМ) угроз, таких как высотный ЭМИ ядерного взрыва и преднамеренные ЭМИ от электромагнитного оружия, которое может использоваться преступниками и террористами. В одном из документов [29] рассматриваются актуальные проблемы гражданской инфраструктуры и описываются методы применения опубликованных стандартов для создания стратегий защиты. Подкомитет SC77C приложил значительные усилия для подготовки рекомендаций по защите инфраструктурных объектов от мощных преднамеренных ЭМИ. Зачастую другие комитеты по стандартизации, в том числе из России [30, ссылаются на некоторые аспекта из IEC SC77C [31].

Стандарт МЭК 61000-1-5 [32] дает общее определение угрозы мощных ЭМ-сред и обзор возможных последствий для гражданских систем. Это первый документ МЭК, упоминающий угрозу мощных преднамеренных ЭМИ, в котором также представлен обзор источников, известных до 2004 года. В диссертации профессора Moga N. предпринята попытка обновить и актуализировать обзор существующих источников преднамеренных ЭМИ [33]. Стандарт МЭК 61000-5-9 предлагает общую методологию оценки воздействия мощных ЭМ-сред на электронные системы [34], а стандарт МЭК 61000-4-36 используется для определения условий испытаний и оценки помехоустойчивости электронного оборудования и систем [35].

Рекомендация Международного союза электросвязи (МСЭ) К81 [36] посвящена защите телекоммуникационных систем от мощных ЭМИ. В ней предлагается классификация источников ЭМИ и возможных зон проникновения, анализируются ожидаемые уровни ЭМ-поля от различных источников мощных ЭМИ и определяются необходимые уровни безопасности. Документ также содержит рекомендуемые уровни защиты для центров обработки данных и аналогичных объектов инфраструктуры.

Для специальной защиты различных компьютерных систем разработан стандарт института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (ИИЭР) P1642 [37]. Метод для расчета требуемых уровней защиты, схожий с используемым в К81, также применяется в этом стандарте.

Международный совет по большим электрическим системам высокого напряжения разработал рекомендацию 600 [38] по защите центров управления на высоковольтных подстанциях. Эти рекомендации устанавливают требуемые уровни защиты, предполагая наличие типичного ЭМ оружия вблизи объектов инфраструктуры. Методы защиты включают прокладку кабеля, экранирование, установку фильтров и другие меры.

1.1.2 Источники преднамеренных электромагнитных помех

В современном мире РЭС и ИС характеризуются низкими уровнями напряжения и токов, а также высокой плотностью компоновки [39]. Это приводит к повышенной актуальности изучения влияния ЭМП, в том числе мощных преднамеренных, на работу ИС [40–43]. Уязвимость компьютеров и микропроцессорных систем к ЭМ полям начинается уже с уровней напряженности электрического поля $E=30$ В/м, хотя некоторые современные высокоскоростные персональные компьютеры (ПК) демонстрируют устойчивость к напряженности порядка 300 В/м на определенных частотах. Эксперименты профессора Noad R. показали, что наличие металлических соединительных кабелей, как правило, повышает чувствительность компьютерного оборудования к ЭМП. Для воздействия на портативное оборудование без

подключенных кабелей и его повреждения требуются значительно более сильные ЭМ поля, амплитуда которых обычно превышает 5 кВ/м [44].

Повреждение РЭС может быть вызвано различными видами воздействующего напряжения [45]. Это могут быть как интенсивный узкополосный сигнал с несколькими частотными колебаниями, так и СШП импульсы. На рисунке 1.1 представлено частотное распределение типовых естественных и искусственно создаваемых ЭМП [46]. Разряд молнии, как видно из рисунка, отличается высокой амплитудой на низких частотах, в то время как узкополосные сигналы и СШП помехи, обладая меньшей амплитудой, характеризуются более широким спектром.

Способность приблизить источник ЭМП к потенциальной цели описывается такими характеристиками, как стационарный, переносной, мобильный, очень мобильный и высокомобильный источник [47] (см. рисунок 1.2). В работе [48] представлен анализ и классификация источников ЭМП, с учетом таких параметров, как частота следования импульсов, стоимость, максимальная амплитуда и излучаемая мощность.

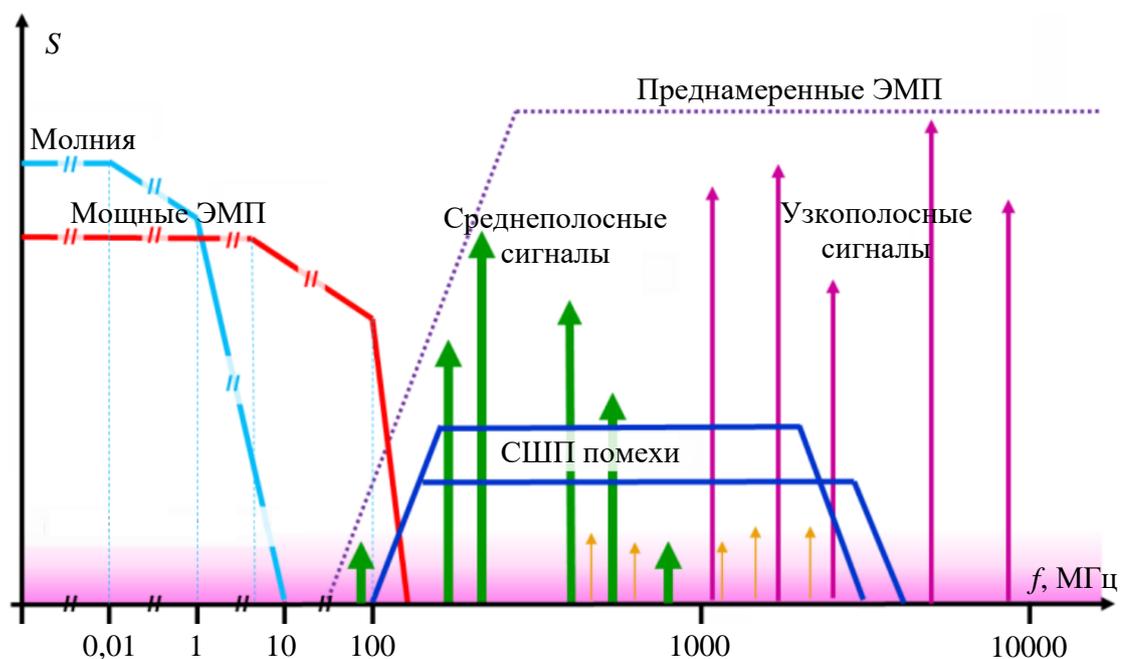


Рисунок 1.1 – Частотное распределение типовых ЭМП



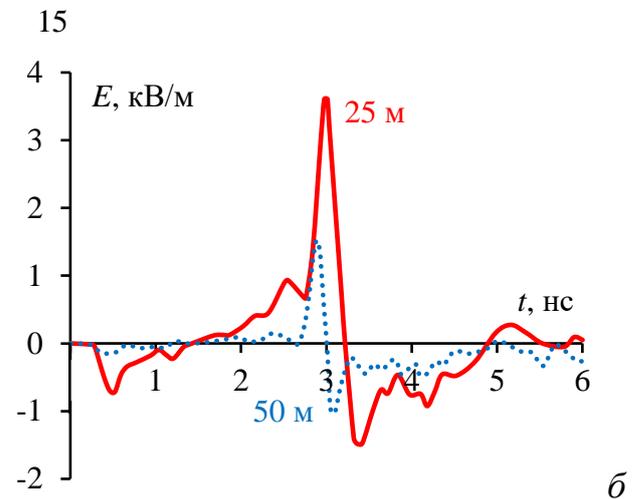
Рисунок 1.2 – Пример реализации высококомобильного (а), мобильного (б, в, г) и стационарного (д) источников мощных ЭМП из [48, 49]

Известен широкий класс систем направленной энергии [50–59], в том числе силовые системы для радиоэлектронной борьбы [60–64]. Системы, которые генерируют короткие ЭМ импульсы, зачастую называются мощными сверхширокополосными системами [65]. Они используются для обнаружения зарытых мин или людей под завалами [66, 67], анализа ЭМС электронных устройств [68–70], СШП связи и ЭМ глушения [71]. Кроме того, они могут использоваться в интересах военных [72–73]. Исследование и классификация источников СШП помех также представлены в [74]. Далее приведены примеры источников СШП помех и генерируемой ими напряженности электрического поля.

Примеры источников мощных СШП помех представлены в [49–76]. Принцип их работы основан на использовании высоковольтных однополярных импульсных генераторов для возбуждения антенны полурефлекторного типа. Им необходимы антенны с большим диаметром для эффективного излучения в частотном диапазоне от 50 до 200 МГц. Экспериментальные исследования характеристик антенны HIRA180 [77], излучающей мощные (напряженность поля 800 кВ/м) короткие (80 пс) импульсы, показали, что она может быть классифицирована как СШП система в соответствии с IEC 61000-2-13 [78]. Ее изображение и пример генерируемой напряженности электрического поля на расстоянии 25 и 50 м – на рисунке 1.3.



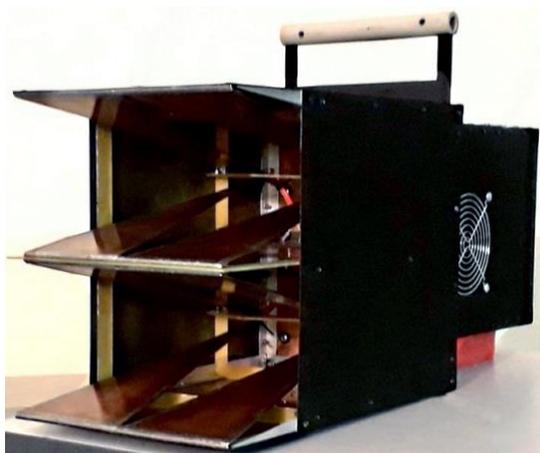
a



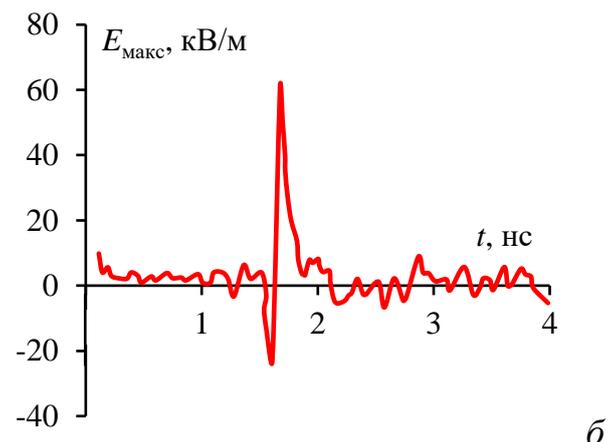
б

Рисунок 1.3 – Изображение антенны HIRA180 (*a*) и пример генерируемой ей напряженности электрического поля на расстоянии 25 и 50 м (*б*)

Мобильные автономные излучатели небольших размеров разрабатываются в лаборатории мощных ЭМ воздействий ОИВТ РАН (Россия, г. Москва) [79–81]. На рисунке 1.4 в качестве примера представлены фотография автономного излучателя и генерируемая им напряженность электрического поля из [82].



a



б

Рисунок 1.4 – Мобильный автономный излучатель ОИВТ РАН (*a*) и пример максимальной генерируемой им напряженности электрического поля (*б*)

Нельзя не отметить институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН (Россия, г. Томск). Его ученые занимаются разработкой мощных источников СШП излучения [83–85]. Например, ими разработан генератор, в котором применена схема четырехканального формирователя управляющих разнополярных импульсов с длительностями 2 и 3 нс [86]. Фото экспериментальной установки и пример генерируемых импульсов представлены на рисунке 1.5.

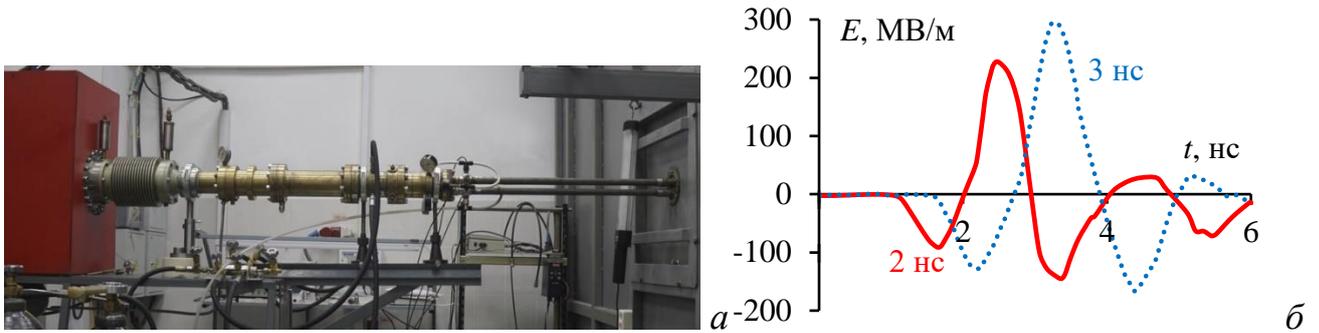


Рисунок 1.5 – Фото экспериментальной установки и пример генерируемых импульсов из [86]

Для излучения мощных субнаносекундных импульсов также используются комбинированные узкополосные антенные установки [87]. Так, известна установка для излучения мощных СШП импульсов [88]. На рисунке 1.6 представлены антенны, схема экспериментальной установки и генерируемая напряжённость электрического поля на расстоянии 5,5 м.

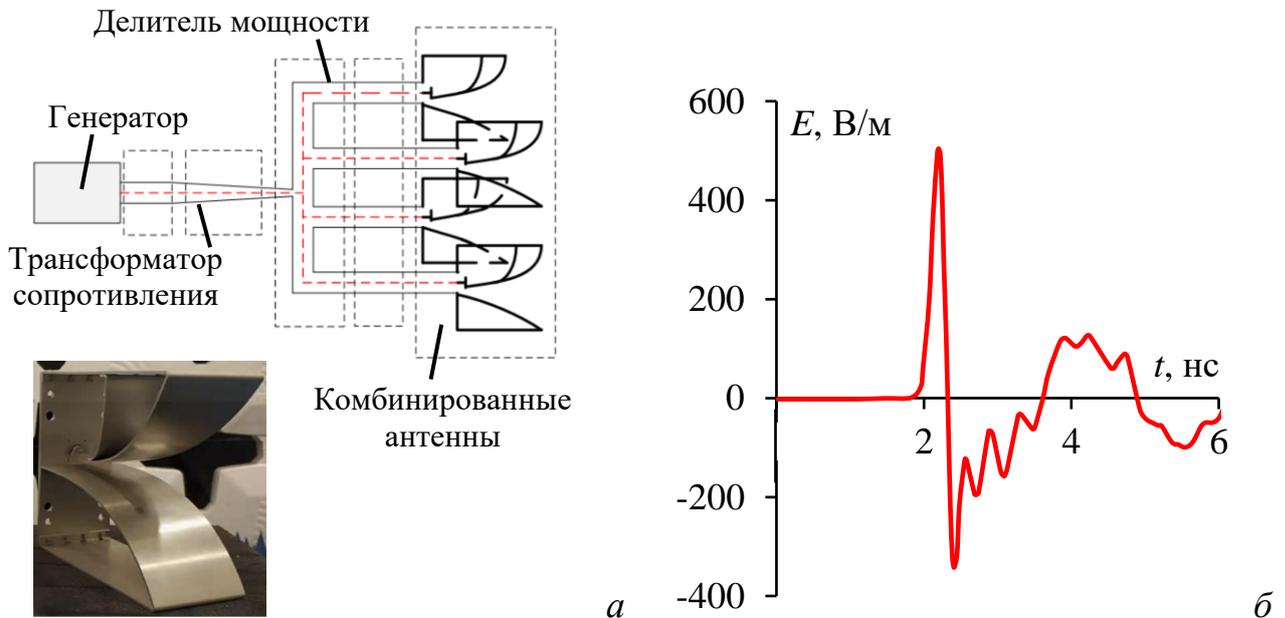


Рисунок 1.6 – Схема экспериментальной установки (а) и пример генерируемой напряжённости электрического поля на расстоянии 5,5 м (б) из [88]

1.2 Устройства защиты от кондуктивных помех

1.2.1 Традиционные решения для защиты

Ключевыми аспектами при проектировании защитных систем являются предотвращение ущерба и минимизация воздействия на защищаемые цепи. Этого достижимо за счет заземляющего устройства (например, газоразрядники, полупроводниковые элементы) или за счет поглощения ЭМП защитным устройством (например, LC-фильтры и ограничители тока) [89]. При комбинировании этих подходов достигается наивысшая эффективность.

В качестве первого этапа защиты телекоммуникационных и силовых цепей обычно применяют газовые разрядники [90]. Они работают с токами порядка тысяч ампер, но при этом имеют малое количество срабатываний (что ограничивает область их применения), высокое напряжение срабатывания и большие габариты. К более компактным решениям можно отнести варисторы [91]. Они имеют широкий диапазон токов и напряжений, вследствие чего могут применяться в различных узлах электрической цепи. К их недостаткам относятся ограниченное количество срабатываний и большая собственная ёмкость (из-за чего их включение в цепи с высокочастотными токами нецелесообразно).

TVS-диоды и сборки могут использоваться для защиты высокоскоростных цепей [92]. Обычно они используются для защиты полупроводниковых элементов и в качестве окончательного каскада защитного устройства. Однако низкое напряжение номинального тока, высокая стоимость и низкая радиационная стойкость ограничивают их применение [93].

Стоит также отметить фильтры электромагнитных помех (ЕМІ-фильтры) [94]. Так, известны конденсаторные ЕМІ-фильтры низкой стоимости с хорошими высокочастотными характеристиками [95]. Однако они имеют большие значения паразитных параметров, оказывающие негативное влияние на работу сигнальной цепи и эффективность ослабления помехи [96, 97]. В этой связи создан фильтр на основе многослойного керамического конденсатора [98], способный более эффективно ослаблять помеховое воздействие. Технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (Low Temperature Co-Fired Ceramic – LTCC) позволила создать компактные ЕМІ-фильтры для применения в портативных устройствах. Тем не менее, они не лишены и недостатков: высокая стоимость, сложный процесс изготовления, требуются установка на каждую отдельную линию, их включение в разрез кабелей затрудняет установку [99].

Известны устройства фильтрации с распределенными параметрами [100, 101]. Рассмотрены методы расчета первичных параметров многосвязных полосковых структур, представлено применение связанных линий для создания корректоров фазо-частотных характеристик, а также изложены основы анализа и синтеза устройств на их основе [103]. Важно отметить классические работы, посвященные фазовой обработке сигналов в цепях с распределенными параметрами [104, 105]. Близкие исследования по применению полосковых устройств отражены в работах отечественных учёных [106–108]. Предложены поглощающие фильтры [109, 110] и рассмотрены их характеристики [111–113]. Несмотря на широкий спектр технических средств для защиты от ЭМВ, не теряет актуальности и поиск новых решений для совершенствования помехозащищенности РЭС. Одним из них является использование модальных искажений в связанных линиях для разложения сигнала на составляющие [114–120]. Данная методика разложения получила дальнейшее развитие в работе, где представлен

подробный обзор существующих низкочастотных и низкочастотно-полосовых фильтров, применяемых для защиты электронных устройств от преднамеренных ЭМП. Авторы [121] рассматривают как классические низкочастотные фильтры, так и более современные решения, основанные на модальном разложении, включая защитные меандровые линии. Особое внимание уделяется преимуществам и недостаткам каждого типа фильтров, таким как эффективность подавления помех, коэффициент отражения и габариты.

1.2.2 Устройства на основе модального разложения сигнала

Подход к защите, основанный на модальном разложении, заключается в использовании модальных искажений для разложения импульсного воздействия на составляющие [115]. Импульс может быть разложен на равное количеству проводников (не считая опорных) отрезка линии передачи количество составляющих. При этом важно неоднородное диэлектрическое заполнение, поскольку такое разложение вызвано разницей скоростей распространения мод отрезка. Для такого разложения необходимо, чтобы общая длительность t_{Σ} воздействующего импульса была меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в отрезке [114]:

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (1.1)$$

где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка $i(k)$ -й моды отрезка, а l – длина отрезка. Для пары связанных линий ($N=2$) условие (1.1) сведется к

$$t_{\Sigma} < l |\tau_2 - \tau_1|, \quad (1.2)$$

где τ_2, τ_1 – погонные задержки мод отрезка.

При выполнении условия (1.2) СКИ к концу отрезка из двух проводников будет представлен последовательностью из 2 импульсов (импульс 1 и импульс 2) (рисунок 1.7), амплитуда которых может быть вдвое меньше, чем в начале отрезка. Одним из примеров устройств, основанных на явлении модального разложения, являются модальные фильтры (МФ) [115].

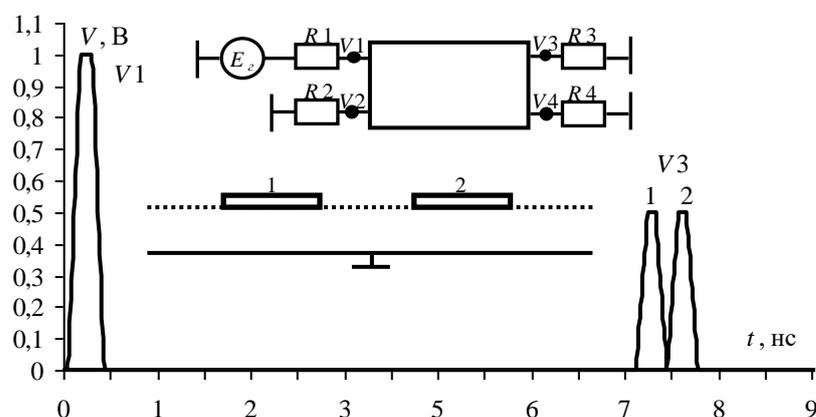


Рисунок 1.7 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Амплитуда СКИ, в зависимости от связи в линии, может быть в 2 и более раз меньше исходной. Например, в структуре с лицевой связью в неоднородном диэлектрическом заполнении выявлено ослабление СКИ до 5 раз [122]. Для этого получено условие равенства амплитуд составляющих: сопротивления на концах отрезка (R) равны среднему геометрическому волновых сопротивлений синфазной (Z_c) и дифференциальной мод (Z_d) линии, т.е.

$$R=(Z_c Z_d)^{0,5}. \quad (1.3)$$

В отличие от традиционных средств защиты, модальная фильтрация СКИ тем эффективнее, чем короче СКИ. Она невозможна в однородном диэлектрическом заполнении и более эффективна при наличии диэлектриков с как можно большей относительной диэлектрической проницаемостью, а также требует довольно большой длины МФ, что ограничивает его применение. Реализация такой защиты может быть весьма разнообразной, в т.ч. не требующей устройства защиты как такового. Для защиты могут быть использованы уже имеющиеся на печатной плате печатные проводники. На практике реализация модальной фильтрации возможна на разных структурных уровнях РЭС, например, с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

Комплекс теоретических и экспериментальных исследований, которые подтверждают возможность модального разложения в полосковых и кабельных структурах, обобщен и систематизирован в монографии [115]. Показана возможность реализации такой защиты в гибких печатных кабелях [123, 124]. Представлены результаты моделирования и измерений многопроводных микрополосковых МФ [125, 126]. Подход к проектированию печатных МФ с лицевой связью описан в [127, 128], а совершенствование структур с модальной фильтрацией за счёт зеркальной симметрии рассмотрено в [129].

1.2.3 Защитные меандровые линии

Другим примером устройств с модальной фильтрацией является виток МЛ. Он представляет из себя пару связанных линий, закороченных на дальнем конце [120]. Такие структуры называют также С-секцией [130, 103]. Импульсный сигнал в них также будет подвергаться разложению из-за модальных искажений [117]. Однако в такой структуре, помимо импульсов мод, за счёт связи между проводниками распространяется перекрестная помеха, которая наводится на выход витка МЛ одновременно с началом распространения основного сигнала. За счёт выбора оптимальной связи можно дополнительно ослабить амплитуду СКИ. Тогда в самом простом случае на выходе витка МЛ в воздухе (в однородном диэлектрическом заполнении) импульсное воздействие будет разложено на 2 основных составляющих (перекрестную помеху и основной сигнал) с равными и меньшими (относительно исходной) амплитудами, что снижает степень влияния СКИ высокой амплитуды на РЭС [131, 132]. Кроме

того, преимуществами витка МЛ по сравнению с МФ являются вдвое больший путь распространения сигнала и отсутствие пассивных проводников с резистивными нагрузками.

Рассматривая модальное разложение в витке МЛ нельзя не отметить монографию, где систематизированы результаты многолетних исследований модального разложения импульсных сигналов, возможности защиты РЭС от СКИ за счёт свойств МЛ и построения устройств защиты на их основе [120]. Начало исследований модального разложения в МЛ положила выявленная возможность исключения влияния перекрестной помехи на искажение основного сигнала за счет выбора оптимальных длины витка и параметров его поперечного сечения [133–135]. Для этого нужно исключить модальные искажения сигнала, обеспечив равенства погонных задержек четной (τ_e) и нечетной (τ_o) мод витка МЛ:

$$\tau_e = \tau_o. \quad (1.4)$$

Это условие всегда выполняется в однородном диэлектрическом заполнении [136], а в неоднородном – его выполнение возможно только за счет оптимизации параметров покрывающих диэлектрических слоёв. Для исключения влияния перекрестной помехи на ближнем конце на форму сигнала нужно выбором длины полувитка (l) обеспечить задержку в витке МЛ не меньше суммы длительностей фронта (t_r), плоской вершины (t_d) и спада (t_f) импульса [136]:

$$2lt \geq t_{\text{СКИ}}, \quad (1.5)$$

где $t = \tau_e = \tau_o$ при выполнении условия (1.4), а $t_{\text{СКИ}}$ – общая длительность воздействия.

Выполнение условия (1.5) обеспечивает приход основного сигнала не раньше окончания перекрестной помехи. Погонная задержка в условии (1.5) зависит от диэлектрического заполнения структуры. Следовательно, его выполнение достижимо за счет выбора диэлектриков и l . Кроме того, минимизация амплитуды выходного сигнала обеспечивается оптимальной связью, которая выравнивает амплитуды импульса перекрестной помехи и основного сигнала. Это возможно за счет подбора, например, расстояния между проводниками (оказывающего наибольшее влияние на электромагнитную связь между ними), либо удовлетворения выведенных аналитически условий: $(Z_e/Z_o)^{0,5} = 4,236$ и согласования линии с трактом $(Z_e Z_o)^{0,5}$ [137]. Ослабление СКИ в такой МЛ с оптимальными параметрами составляет около 1,62 раза (относительно половины ЭДС).

Аналогично исследован виток меандровой МПЛ (в неоднородном диэлектрическом заполнении) и выполнено экспериментальное подтверждение разложения СКИ [138]. Однако в такой структуре СКИ раскладывается уже на три импульса: перекрестную помеху, импульсы нечетной и четной мод линии. Для этого необходимо выполнить условия:

$$2l\tau_{\min} \geq t_{\text{СКИ}}, \quad (1.6)$$

$$2l|\tau_e - \tau_o| \geq t_{\text{СКИ}}, \quad (1.7)$$

где τ_{\min} – наименьшее из значений погонных задержек мод витка МЛ. Выполнение условия (1.6) обеспечивает приход самой быстрой моды не раньше окончания перекрестной помехи, а (1.7) – поздней моды не раньше быстрой. В этой структуре также необходимо выровнять амплитуды всех импульсов разложения, что обеспечивается за счет подбора оптимальной связи между проводниками, либо выведенных аналитически условий: $(Z_e/Z_o)^{0.5}=4,236$ и $(Z_e Z_o)^{0.5}$ [137]. Ослабление СКИ в меандровой МПЛ с оптимальными параметрами составляет около 2,42 раза. Здесь говорится о быстрой и поздней модах, поскольку в зависимости от диэлектрической проницаемости покрывающего слоя нечетная мода может быть медленнее четной и наоборот (при отсутствии покрывающего слоя). Поэтому условия 2 и 3 применимы и для МЛ с лицевой связью, где выполняется аналогичное разложение. Однако в МЛ с лицевой связью присутствует дополнительный импульс, возникающий из-за асимметрии поперечного сечения [139]. Задержка дополнительного импульса определяется как среднее арифметическое задержек импульсов синфазной (τ_c) и дифференциальной (τ_d) мод. Тогда вместо условия (1.7) в структуре МЛ с лицевой связью необходимо выполнить условие

$$l(\tau_d - \tau_c) \geq t_{ски}. \quad (1.8)$$

Ослабление СКИ в МЛ с лицевой связью при выполнении условий (1.7), (1.8) и оптимальной связи между проводниками (при которой амплитуды импульсов разложения равны) составляет 3 раза [139], а при выполнении условий (1.6) и (1.7) – 2,42 раза [140]. Количество таких дополнительных импульсов определяется количеством линейных комбинаций погонных задержек мод структуры [227]:

$$C_n^2 = \frac{n!}{(n-2)! \cdot 2!} = \frac{n(n-1)}{2} \quad (1.9)$$

где n – число основных мод разложения. Таким образом, асимметрия поперечного сечения и количество проводников структуры являются значимыми ресурсами для ослабления СКИ. Это продемонстрировано на примере меандровой МПЛ с одним пассивным проводником [141], за счет чего ослабление СКИ увеличено до 5,38 раза.

Примечательны предшествующие исследования совершенствования структур на основе МЛ. Так, помимо исследований одного витка МЛ, выполнен квазистатический анализ линии из двух витков в однородном [142] и неоднородном [143] диэлектрическом заполнении. В меандровой МПЛ из двух витков показана возможность разложения СКИ уже на 9 импульсов на выходе второго витка. Для этого предложен ряд условий, обеспечивающих разложение СКИ сначала в первом витке на 3 импульса, а затем – каждого из них еще на 3 импульса уже во втором. Это позволило разложение СКИ на 9 импульсов на выходе второго витка и его ослабление уже до 5,2 раз, что в 2,15 раз больше, чем в одном витке меандровой МПЛ. Затем выполнены аналогичные исследования при увеличении количества витков до 5 [144], где также выявлена

возможность роста ослабления СКИ. Выполнена оценка влияния асимметрии поперечного сечения витка на ослабление СКИ [145], в результате которой также выявлена возможность увеличения ослабления СКИ. Показано, что влияние потерь в проводниках и диэлектрике МЛ оказывает влияние на форму СКИ [146, 147]. Выявлено, что с учетом потерь оптимальная связь между проводниками витка обеспечивается при большем разnose между ними, а ослабление СКИ незначительно больше. Наконец стоит отметить разработанные модели для аналитического вычисления временного отклика витка МЛ [137, 148], основанные на общем подходе [149], а также математический аппарат для анализа МЛ [150], позволяющие упростить их анализ и оптимизацию МЛ.

Несмотря на значимость результатов, рассмотренные выше способы улучшения ослабления СКИ в структурах на основе МЛ не решают проблемы, связанные с большими размерами конечных структур, например, из-за требуемых длин витков, и со сложностью их практической реализации, например, из-за больших значений диэлектрической проницаемости используемых подложек. Эти недостатки являются следствием роста ослабления СКИ в предшествующих исследованиях. В этой связи актуально совершенствование МЛ, которое исключит их и позволит увеличенное ослабление СКИ. Для этого целесообразно усовершенствовать виток меандровой МПЛ, поскольку он является одной из простых структур, которая ранее детально исследовалась учеными, что даст большее понимание о протекающих процессах в новых усовершенствованных структурах на его основе.

1.3 Методы, модели и подходы к оптимизации для полосковых структур

1.3.1 Методы моделирования

Для анализа и расчёта характеристик полосковых устройств применяют математическое моделирование. Это позволяет свести к минимуму временные и финансовые ресурсы в случае, например, выявления отклонения характеристик устройства от требований технического задания [151]. В этой связи использование различных систем автоматизированного проектирования стало неотъемлемой частью при проектировании РЭС [152]. Стоит отметить диссертацию Карри С., в которой представлен актуальный обзор методов моделирования полосковых структур [153]. Из него ниже выделены некоторые ключевые особенности.

Существуют три основных вида моделирования [152]: схемотехническое [154], электродинамическое [155] и квазистатическое [156]. Основой для схемотехнического моделирования служит закон Кирхгофа, а расчёты выполняются с использованием принципиальных электрических схем (SPICE-моделирование). Для других видов моделирования обычно требуется решение уравнений Максвелла во временной или частотной области [157].

Электродинамическое моделирование позволяет решать задачи с произвольной геометрией исследуемой структуры, учитывая распространение высших типов волн [155], но требует значительных вычислительных ресурсов. Квазистатический подход допускает распространение только поперечных волн (Т-волн), и поэтому требует меньше ресурсов для моделирования [156]. Этот подход широко используется при моделировании линий передачи с помощью телеграфных уравнений и их производных [158].

Одним из ведущих программных пакетов для схемотехнического и квазистатического моделирования является ADS (Advanced Design System), разработанный PathWave Design, подразделением Keysight Technologies [159]. Вычисление временных характеристик осуществляется через интегрирование динамических уравнений элементов системы [160].

Важно отметить отечественную систему TALGAT для моделирования задач электростатики, в основе которой лежит МоМ [161]. Она разработана в ТУСУРе [162]. Точность квазистатического моделирования в ней подтверждена в [163]. Несмотря на преимущества квазистатического подхода, учёт только поперечной волны накладывает ограничения на его использование и может привести к погрешностям при решении задач со сложной геометрией.

На рынке есть много программ для электродинамического моделирования. Обычно они позволяют выбор одного численного метода для моделирования, подходящего под решение конкретной задачи. Примером является пакет EMPro, также разработанный подразделением PathWave Design [164].

Для повышения достоверности при решении задач исследования в данной работе целесообразно применение квазистатического и электродинамического подходов при моделировании.

1.3.2 Метод оценки временного отклика

Для описания параметров СШП помех могут быть использованы N -нормы, которые предложены для оценки восприимчивости оборудования к воздействию СШП помех [165]. Определения норм N_1 – N_5 с указанием причин, почему каждая представляет интерес, сведены в таблицу 1.1.

Эти нормы могут быть также использованы для выявления уязвимых мест электрических цепей и отдельных устройств [166]. Их расчет основан на применении математических операторов к форме сигнала.

Таблица 1.1 – N -нормы для оценки влияния помеховых воздействий [166]

Норма	Название	Применение
$N_1 = U(t) _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
$N_2 = \left \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента / сбой схемы
$N_3 = \left \int_0^t U(t) dt \right $	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если U обозначает поле E)
$N_4 = \int_0^{\infty} U(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
$N_5 = \left\{ \int_0^{\infty} U(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента

*где $U(t)$ – форма напряжения помехового воздействия.

N -нормы применимы для оценки характеристик СШП воздействия на выходе исследуемого устройства защиты, что позволяет количественно оценить эффективность применяемых решений для защиты.

1.3.3 Подходы к оптимизации

Оптимизация сложных систем стала одной из важных задач в области искусственного интеллекта [167]. Её представляют в виде целевой функции и набора ограничений и исходных данных [168]. Детерминированные методы решения не всегда подходят или не способны обеспечить должную точность [169]. В этой связи примечательны эволюционные методы глобальной оптимизации [170]. Их основные достоинства [171, 172]: высокое быстродействие; высокая эффективность; простота реализации; низкая чувствительность к увеличению размерности множества оптимизации; возможность естественного ввода в процесс поиска операций обучения и самообучения; простота построения алгоритмов случайного поиска. Ниже перечислены наиболее распространенные методы глобальной оптимизации [173]:

1. Грубый случайный поиск (метод Монте–Карло) [174].
2. Алгоритм имитации отжига [175–179].
3. Метод ветвей и границ [180].
4. Метод поиска с запретами [181].
5. Роевой интеллект [182–183].
6. Эволюционные алгоритмы [187, 188] (ГА [171, 189–193], ЭС [194] и эволюционное программирование [195, 196]).

Основываясь на обзоре из [173], преимуществами ГА, сравнительно с другими методами глобальной оптимизации, являются:

1. Простота в использовании.

2. Небольшая зависимость эффективности использования непосредственно от настроек оптимизатора, применительно для большого количества задач.

3. ГА может использоваться как универсальный метод оптимизации сложных функций с большим количеством параметров.

4. Работа ГА с закодированными параметрами позволяет исследовать любую проблемную задачу.

5. Использование ГА применительно для обширной области задач.

6. Возможно использование ГА непосредственно для неформализуемых задач, в том случае, когда имеется нечетко сформулированная целевая функция или же она вообще отсутствует.

При проектировании элементов РЭС важен и выбор подходов к оптимизации. Поэтому необходимо отметить некоторые из них. Известны методология снижения коэффициента стоячей волны (КСВ) антенны за счет оптимизации (с помощью ГА) параметров и мест включения сосредоточенных нагрузок [197], а также методики оптимизации ЭМС бортовой аппаратуры космических аппаратов [198] и оптимизации проектирования РЭС с учетом ЭМС [199]. Представлен подход по оптимизации синтеза радиоэлектронных модулей при создании радиотехнических систем и устройств [200]. Решение задачи оптимизации РЭС также предложено в монографии [201]. Примечательно использование ГА для оптимизации геометрических параметров меандровых линий в целях разложения и ослабления СКИ [202–204]. Выбор того или иного подхода зависит от исходных данных, знаний об объекте, имеющихся на начальном этапе, и опыта синтеза разных устройств с применением методов оптимизации.

1.3.4 Температурная модель

В зависимости от сферы применения, РЭС может использоваться в особо сложных, а зачастую жестких климатических условиях, которые могут оказывать на нее негативное влияние, ухудшая заданные характеристики. На околоземной орбите металл под прямыми лучами солнца прогревается до 160°C , а в тени остывает до минус 100°C . Изменение температуры может приводить к изменению химикофизических и механических свойств материалов [205]. При повышении температуры ускоряется развитие дефектов материалов, что ведет к уменьшению прочности соединений и элементов конструкций. Кроме того, при одновременном воздействии температуры и механических нагрузок большинство материалов подвержено деформации. У ряда материалов нагревание вызывает химическое разложение и ускоренное старение. Поэтому в зависимости от области эксплуатации РЭС, в числе прочих, проводятся и климатические испытания, на этапе которых определяются материалы, удовлетворяющие заданным требованиям [206]. Между тем натурные испытания и изменения в случае их отрицательных

результатов могут оказаться весьма затратными, поэтому учет влияния климатических факторов на раннем этапе проектирования позволит минимизировать эти затраты. В этой связи примечательна температурная модель из [207], которая может использоваться при моделировании полосковых структур. Общий вид температурной модели – $P(T)$, где P – какая-либо из характеристик структуры, а T – текущая температура окружающей среды. Тогда модели термического расширения каждого из параметров вычисляются как

$$x = x_0(1 + \alpha \Delta T), \quad (1.10)$$

где x – значение параметра линии с учетом термического расширения; x_0 – исходное значение этого параметра; α – коэффициент линейного термического расширения материала; ΔT – разница температур. Значение α для меди принято равным $17 \cdot 10^{-6}$ в соответствии с [208], а для диэлектрической подложки (материал FR-4) по оси Z – $70 \cdot 10^{-6}$, а по осям X и Y – $17 \cdot 10^{-6}$ [209].

Температурная зависимость электрофизических параметров может быть учтена аналогичным образом. Для относительной диэлектрической проницаемости (ϵ_r) FR-4 коэффициент α на основе данных из работы [210]

$$\alpha = \frac{\epsilon_{r \max} - \epsilon_{r \min}}{T_{\max} - T_{\min}} = -55 \cdot 10^{-4} \cdot K^{-1}, \quad (1.11)$$

где T_{\max} и T_{\min} – максимальное и минимальное из значений диапазона температур, а $\epsilon_{r \max}$ и $\epsilon_{r \min}$ – максимальное и минимальное из значений ϵ_r для крайних точек диапазона T .

1.3.5 Методики измерения характеристик

1.3.5.1 Частотные характеристики

Измерение частотных зависимостей S -параметров полосковых устройств является основой при их исследованиях [211, 212]. Измерения могут быть выполнены с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) в соответствии со схемой на рисунке 1.8.

Для измерения S -параметров необходимо:

1. Подготовить и откалибровать измерительное оборудование.
2. Подключить высокочастотные кабельные сборки измерительного оборудования к исследуемому прототипу.
3. Измерить частотные зависимости S -параметров в заданном диапазоне частот.
4. Сохранить полученные данные в файл формата .s2p.

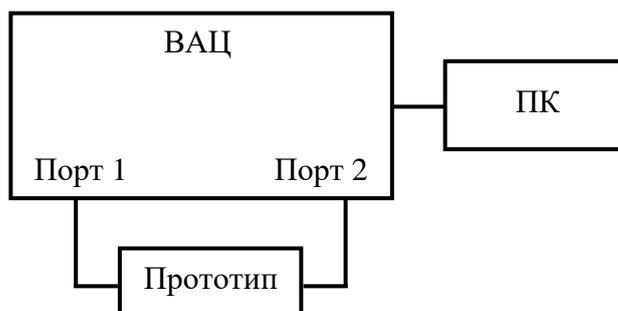


Рисунок 1.8 – Схема экспериментальной установки для измерения S -параметров прототипов устройств защиты

1.3.5.2 Временные характеристики

Измеренные частотные зависимости S -параметров могут использоваться для вычисления формы напряжения во временной области. Это возможно, поскольку измеренные данные содержат значения, определяющие отношения между спектральными переменными каждого порта, что и позволяет с их помощью вычислять временной отклик на воздействие произвольной формы, если его спектр соответствует частотному диапазону, в котором выполнены измерения. Для этого могут быть использованы возможности системы ADS [159]. Такой подход позволяет не использовать сложное и дорогостоящее измерительное оборудование. Схема для анализа прототипов устройств защиты во временной области показана на рисунке 1.9.

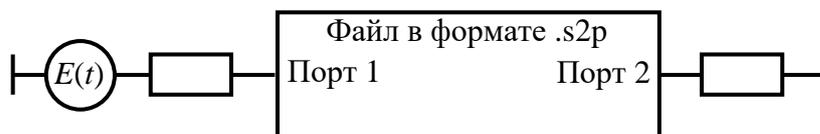


Рисунок 1.9 – Схема для анализа прототипов устройств защиты во временной области

Для анализа временного отклика прототипов заданное воздействие подается на порт 1 (произвольной формы), а отклик на него снимается с порта 2. Для его получения необходимо:

1. Импортировать частотные зависимости S -параметров в систему ADS.
2. Создать имитационную модель для вычисления отклика.
3. Задать временной шаг и общий временной диапазон отклика.
4. Вычислить отклик на заданное воздействие произвольной формы.
5. Отобразить результаты вычисления отклика с помощью встроенных инструментов для построения диаграмм.

1.4 Цель и задачи работы

Из обзора, приведенного в п.1.1, следует, что чувствительность РЭС к влиянию ЭМВ разной природы увеличивается из-за ее совершенствования, наряду с чем возникает угроза электромагнитного терроризма: преднамеренного воздействия мощными СШП помехами на

РЭС. СКИ является одним из опасных СШП воздействий из-за его большой плотности энергии, вызывающей локальный перегрев, полупроводниковый и диэлектрический пробой. Традиционные средства защиты часто не обеспечивают требуемую защиту в широком диапазоне воздействий из-за своих недостатков. Наряду с этим, известно множество стандартов и рекомендаций по обеспечению ЭМС, в частности, по защите от ЭМВ, а также многообразие источников преднамеренных ЭМП, в частности, СШП, от высококомобильных до крупногабаритных. При этом стоит отметить, что прогресс не стоит на месте: стандарты совершенствуются и разрабатываются новые также, как и источники ЭМП. Поэтому актуальны поиск новых и совершенствование существующих решений для защиты от СШП воздействий, в частности от СКИ. Кроме того, поскольку в соответствии с нормативными документами испытания на устойчивость РЭС к влиянию ЭМП должны проводиться при идеализированных формах типовых воздействий, то при исследовании эффективности предлагаемых технических решений для защиты РЭС необходима оценка их влияния на типовые формы воздействий.

Из обзора, приведенного в п. 1.2, следует, что для защиты РЭС от ЭМВ применяются как схемотехнические, так и конструктивные решения. Но они обладают недостатками, такими, как низкое быстродействие, малая мощность, ограниченный ресурс и паразитные параметры выводов компонентов. В этой связи стоит отметить устройства защиты, основанные на модальном разложении сигнала во временной области, у которых эти недостатки отсутствуют. Среди них стоит выделить МЛ, обладающие рядом преимуществ по сравнению с МФ: вдвое больший путь распространения сигнала, а значит меньшая длина конечной структуры и возможность не использовать пассивные проводники с резистивными нагрузками. Но и они не лишены недостатков, основными из которых являются сравнительно малое ослабление СКИ и большие габариты. Поэтому актуально совершенствование этих характеристик.

Из обзора, приведенного в п. 1.3, следует, что для моделирования полосковых устройств применяются схемотехнический, электродинамический и квазистатический подходы. Электродинамическое моделирование обеспечивает наиболее точные результаты, поскольку учитывает распространение высших типов волн, но требует значительных вычислительных ресурсов. Квазистатический подход менее затратен, так как учитывает только распространение поперечной волны. Поэтому для подтверждения достоверности моделирования целесообразно использовать оба подхода. Менее точное, но более экономичное квазистатическое моделирование полезно для предварительной оценки характеристик полосковых устройств, тогда как более точное и затратное электродинамическое моделирование пригодно для заключительного этапа, чтобы сверить результаты и обосновать их достоверность. Для оценки влияния разложения сверхширокополосных воздействий на выходе устройств защиты эффективно применять N -нормы. При оптимизации целесообразно использовать эволюционные

алгоритмы, поскольку они обладают рядом преимуществ, по сравнению с другими и подходят для оптимизации полосковых устройств. Кроме того, поскольку РЭС, в частности полосковые устройства, могут использоваться в сложных климатических условиях, которые могут оказывать негативное влияние на их характеристики, в связи с чем необходим их учет. Наконец, при экспериментальных исследованиях полосковых устройств важны частотные зависимости их S -параметров, на основе которых также возможно вычисление их временного отклика.

Цель работы – выявить возможности увеличения ослабления сверхкоротких импульсов и уменьшения габаритов устройств защиты на основе витка меандровой микрополосковой линии.

Для её достижения надо решить следующие **задачи**:

1. Сделать обзор устройств защиты, в том числе на основе витка меандровой микрополосковой линии.
2. Выполнить предварительную оптимизацию витка меандровой микрополосковой линии.
3. Исследовать возможности улучшения характеристик устройств защиты на основе витка меандровой микрополосковой линии.
4. Экспериментально исследовать устройства защиты на основе витка меандровой микрополосковой линии с улучшенными характеристиками.

2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

Здесь представлены результаты параметрической оптимизации витка меандровой МПЛ по одному и нескольким критериям [213–215], а также анализа влияния температуры, воды и льда на виток [216, 217] в системе TALGAT [162].

2.1 Однокритериальная оптимизация

Поперечное сечение и схема соединений витка меандровой МПЛ структуры представлены на рисунке 2.1. Изменяемые геометрические параметры: w и s . Неизменяемые геометрические параметры: $t=35$ мкм, $l=45$ мм, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$, $\epsilon_{r2}=1$.

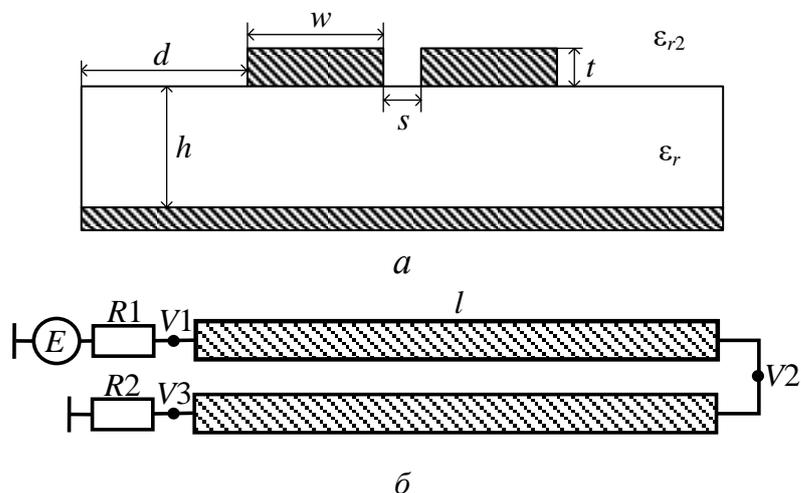


Рисунок 2.1 – Поперечное сечение (а) и схема соединения (б) витка меандровой МПЛ

Одним из важных критериев при оптимизации является согласование витка с окончаниями. Он важен для минимизации отражений от концов линии. Для этого необходимо, чтобы среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии было таким же, как сопротивление тракта [218]:

$$R = Z_{cp} = (Z_e Z_o)^{0,5}, \quad (2.1)$$

где Z_e и Z_o – волновое сопротивление четной и нечетной мод соответственно.

Тогда задачу оптимизации параметров можно сформулировать в виде целевой функции, как

$$Z_{cp} = f(w, s) \rightarrow 50 \text{ Ом},$$

при $50 \text{ мкм} \leq w \leq 400$, $50 \text{ мкм} \leq s \leq 400 \text{ мкм}$. В этом случае задача оптимизации сведена к минимизации целевой функции, которая для этого записана в виде $f = |Z_{cp} - 50| \text{ Ом}$. ГА запускался по 5 раз с количеством особей в популяции 30 при количестве поколений 10, 20, 40 и 80. Результаты работы ГА приведены в таблицы 2.1–2.4.

Таблица 2.1 – Результаты работы ГА для 30 особей и 10 поколений

Номер запуска ГА	Z_{cp} , Ом	t , с.	w , МКМ	s , МКМ
1	52,29	68,2	233,28	8,76
2	50,42	71,12	250,38	8,23
3	50,75	70,37	366,46	14,63
4	49,66	70,44	375,75	13,74
5	49,88	70,51	306,18	10,19

Таблица 2.2 – Результаты работы ГА для 30 особей и 20 поколений

Номер запуска ГА	Z_{cp} , Ом	t , с.	w , МКМ	s , МКМ
1	50,02	134,59	194,06	6,1
2	49,85	137,13	262,65	8,32
3	49,74	142,78	383,00	14,29
4	51,19	152,58	235,51	8,15
5	49,65	150,7	199,70	6,11

Таблица 2.3 – Результаты работы ГА для 30 особей и 40 поколений

Номер запуска ГА	Z_{cp} , Ом	t , с.	w , МКМ	s , МКМ
1	49,93	269,56	149,42	4,85
2	49,59	307,63	395,39	14,92
3	49,95	318,33	309,95	10,43
4	49,82	343,41	257,89	8,13
5	49,81	350,25	235,23	7,32

Таблица 2.4 – Результаты работы ГА для 30 особей и 80 поколений

Номер запуска ГА	Z_{cp} , Ом	t , с.	w , МКМ	s , МКМ
1	50,01	537,76	371,48	13,92
2	50,18	581,34	167,87	5,43
3	50,01	587,74	398,18	16
4	50,06	710,3	392,09	15,61
5	50,02	533,89	214,41	6,72

Из таблиц 2.1–2.4 видно улучшение сходимости значения Z_{cp} к сопротивлению 50 Ом при увеличении количества поколений до 80. Дальнейшее увеличение поколений нецелесообразно, поскольку максимальное отклонение полученных Z_{cp} на каждом запуске от 50 Ом составляет менее 1 %. Так, для 10 поколений значения Z_{cp} варьируются от 49,66 до 52,29 (отклонение 5,3%), для 20 – от 49,65 до 51,19 (отклонение 3,1%), для 40 – от 49,59 до 49,95 (отклонение 0,73%), а для 80 – от 50,01 до 50,18 (отклонение 0,33%). Из таблиц 2.1–2.4 также видно, что полученные значения w и s сильно различаются для запусков 1–5 при увеличении поколений от 10 до 80. Так, для 10 поколений значения w и s варьируются от 233,28 до 375,75 и от 8,23 до 14,63 соответственно, а для 80 поколений – от 167,87 до 398,18 и от 5,43 до 16 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 имеется несколько наборов параметров w и s , обеспечивающих $Z_{cp}=50$ Ом, так как сходимость полученных значений Z_{cp} при увеличении количества поколений улучшается (рисунок 2.2).

Зависимость полученных w и s от номера запуска показаны на рисунке 2.3, из которого также видно, что при увеличении поколений до 80 сходимость значений w и s не улучшается.

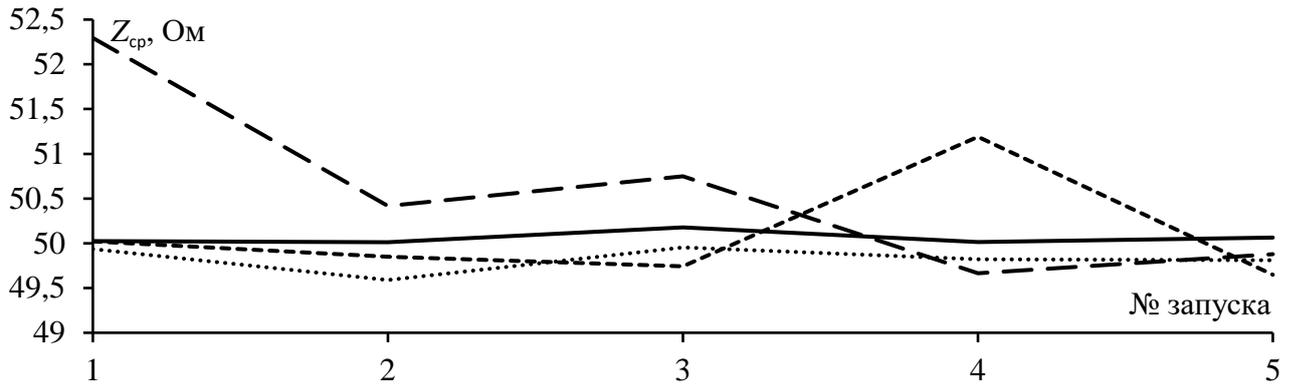


Рисунок 2.2 – Полученные значения Z_{cp} для 10 (---), 20 (...), 40 (- -) и 80 (—) поколений

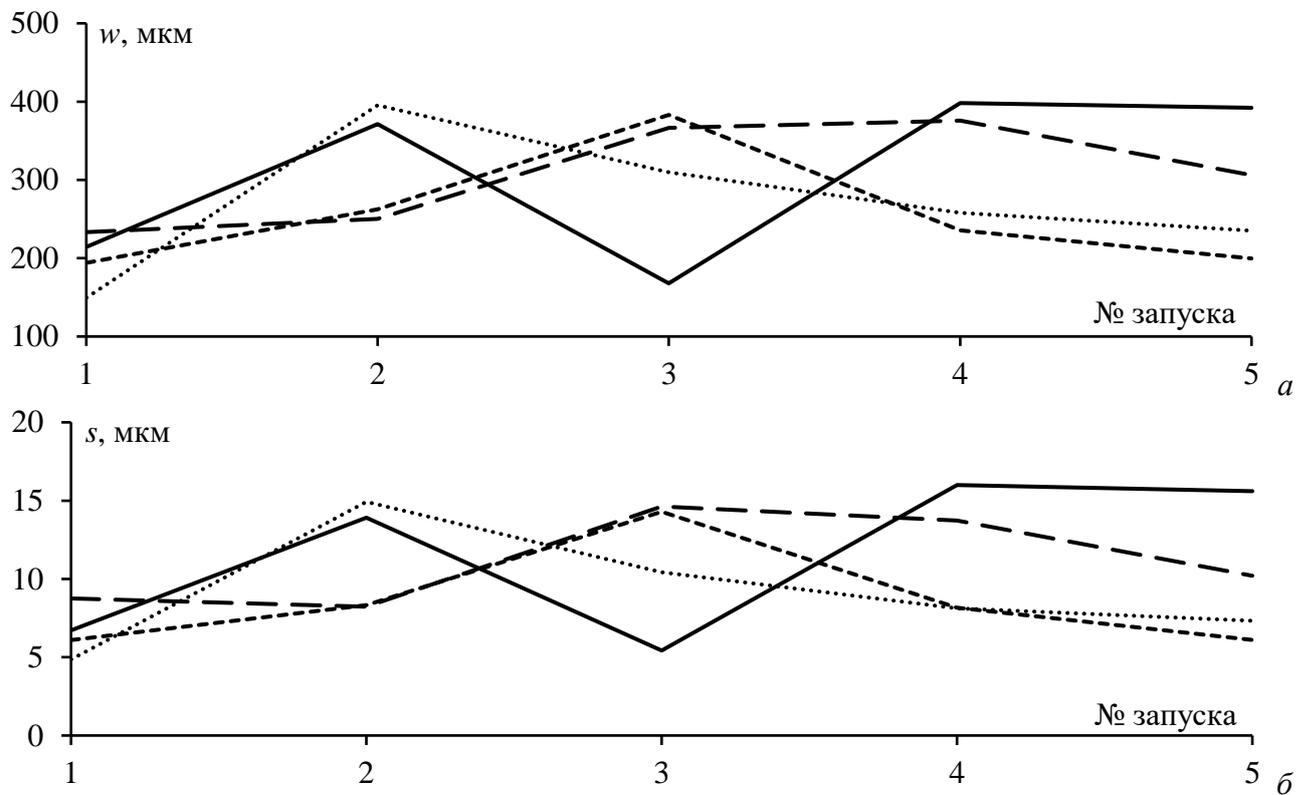


Рисунок 2.3 – Полученные значения w (а) и s (б) для 10 (---), 20 (---), 40 (- -) и 80 (—) поколений

Также выполнена оценка времени оптимизации. Максимальное время вычисления для 10 поколений составило 1,2 мин., для 20 – 2,5 мин., для 40 – 5,8 мин., а для 80 – 11,8 мин.

Таким образом, с помощью ГА выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ. Для этого сформулирована целевая функция, обеспечивающая $(Z_e Z_o)^{0,5} = 50$ Ом. Выявлено, что при увеличении количества поколений до 80, сходимость значений Z_{cp} улучшается (максимальное отклонение 0,33%), а сходимость параметров w и s не происходит.

2.2 Многокритериальная оптимизация

Поперечное сечение и схема соединений витка меандровой МПЛ такие же, как на рисунке 2.1. Неизменяемыми параметрами при моделировании являются $t=452$ мкм и $h=540$ мкм, а изменяемыми w и s в диапазонах – $10 \text{ мкм} \leq w \leq 1000 \text{ мкм}$, $10 \text{ мкм} \leq s \leq 1000 \text{ мкм}$, $1 \text{ мкм} \leq \varepsilon_r \leq 200 \text{ мкм}$. Длина меандровой МПЛ на рисунке 2.1б принята $l=45$ мм. Значения $R1$ и $R2$ для минимизации отражений от окончаний проводников линии приняты равными $(Z_e Z_0)^{0.5}$, которое каждый раз менялось с изменением набора параметров в процессе оптимизации. 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.

При формулировке многокритериальной целевой функции (F) необходимо привести отдельные критерии к одной из задач минимизации или максимизации. Это выполнено, аналогично работе [116]. Для определенности, далее рассматривается минимизация суммы:

$$F = \sum_i F_i, \quad (2.2)$$

где

$$F_i = M_i \frac{f_i}{K_i}, \quad (2.3)$$

где для i -го критерия, f_i – целевая функция, K_i – нормировочный коэффициент, M_i – весовой коэффициент, $i=1, 2, \dots, N_C$, где N_C – число критериев оптимизации. Нормировочные коэффициенты K_i выбирают равными максимально возможному значению i -й целевой функции так, чтобы величина f_i/K_i стала безразмерной и принимала значения от 0 до 1 в ходе оптимизации. Весовыми коэффициентами M_i задается значимость i -го критерия. Если критерии равнозначны для пользователя, то эти коэффициенты одинаковы и могут задаваться единицами или как

$$M_i = \frac{1}{N_C}, \quad (2.4)$$

Первым критерием оптимизации является критерий равенства задержек между импульсами. Он основан на условии разложения СКИ на импульсы меньшей амплитуды и приход импульсов друг за другом с равными задержками [117]:

$$t_{\max} = 2\tau_{\min}, \quad (2.5)$$

где τ_{\max} , τ_{\min} – максимальное и минимальное значение из погонных задержек четной и нечетной мод линии. Так как рассматривается задача минимизации целевой функции, то критерий равенства задержек между импульсами примет вид:

$$t = |\tau_{\max} - 2\tau_{\min}|, \quad (2.6)$$

Методом перебора крайних значений диапазона оптимизируемых параметров найдено максимально возможное значение выражения (1.10), которое составило $f_{1\max}=26,77$ нс/м при $w=1000$ мкм, $s=1000$ мкм и $\varepsilon_r=200$. Таким образом, можно сформулировать выражения для f_i и K_i :

$$f_1 = |\tau_{\max} - 2\tau_{\min}|, K_1 = f_{1\max}, \quad (2.7)$$

Вторым критерием оптимизации является амплитудный. Для защиты от СКИ актуален анализ формы напряжения $U(t)$ на выходе меандровой МПЛ. Если опасность представляет максимальный уровень сигнала $U(t)$, то можно сформулировать выражения для f_i и K_i как

$$f_2 = \max|U(t)|, K_2 = \max|E(t)|, \quad (2.8)$$

где $E(t)$ – э.д.с. источника.

В результате, задача многокритериальной оптимизации сформулирована в виде целевой функции

$$F = \frac{|\tau_{\max} - 2\tau_{\min}|}{f_{1\max}} + \frac{\max(U(t))}{\max(E(t))}. \quad (2.9)$$

ГА запускался по 5 раз с количеством особей в популяции 30 при количестве поколений 30, 40, 60 и 80. В таблицы 1.9–1.12 сведены полученные значения τ_{\max} , τ_{\min} , t , U и оптимальных параметров.

Таблица 2.5 – Результаты работы ГА для 30 особей и 30 поколений

Запуск	τ_{\max} , нс/м	τ_{\min} , нс/м	t , нс/м	U , мВ	w , мкм	s , мкм	ε_r
1	14,5	7,18	0,13	211	433,18	41,06	36,9
2	21,25	10,58	0,09	209	363,29	48,82	85,28
3	20,08	10,09	0,1	207	320,59	48,82	79,04
4	12,57	6,24	0,1	208	576,82	37,18	25,19
5	20,84	10,48	0,13	211	285,65	48,82	88,4

Таблица 2.6 – Результаты работы ГА для 30 особей и 40 поколений

Запуск	τ_{\max} , нс/м	τ_{\min} , нс/м	t , нс/м	U , мВ	w , мкм	s , мкм	ε_r
1	22,20	11,14	0,07	212	270,11	48,82	102,45
2	22,06	10,96	0,14	209	359,41	48,82	92,31
3	19,13	9,61	0,09	208	363,29	48,82	68,89
4	24,92	12,47	0,02	214	437,05	52,70	111,04
5	11,13	5,69	0,25	207	642,82	37,17	18,95

Таблица 2.7 – Результаты работы ГА для 30 особей и 60 поколений

Запуск	τ_{\max} , нс/м	τ_{\min} , нс/м	t , нс/м	U , мВ	w , мкм	s , мкм	ε_r
1	23,11	11,50	0,12	207	316,71	48,82	105,57
2	16,22	8,09	0,05	208	417,65	44,94	47,04
3	29,08	14,57	0,05	21	336,12	52,71	164,88
4	17,08	8,51	0,07	211	343,88	44,94	55,63
5	17,36	8,57	0,22	209	437,06	44,94	53,29

Таблица 2.8 – Результаты работы ГА для 30 особей и 80 поколений

Запуск	τ_{\max} , нс/м	τ_{\min} , нс/м	t , нс/м	U , мВ	w , мкм	s , мкм	ε_r
1	20,60	10,29	0,02	208	355,53	48,82	80,6
2	22,45	11,32	0,19	212	413,77	52,71	91,53
3	21,58	10,78	0,02	207	320,59	48,82	91,53
4	25,13	12,52	0,08	212	262,35	48,82	132,89
5	17,70	8,88	0,07	214	545,76	48,82	51,73

Максимальные отклонения значений t и U составили 92% и 3,4% соответственно. Так, при 30 поколениях, отклонения значений t и U составили 30,7% и 1,7% соответственно, при 40 – 92% и 3%, при 60 – 77,4% и 2,1%, а при 80 – 91,8% и 3,4%. Такое большое отклонение полученных значений t обусловлено их малыми значениями, близкими к нулю. Так, при подстановке полученных значений τ_{\max} и τ_{\min} из таблиц 1.9–1.12 в условие (1.9), получим практически равные левую и правую части равенства. При этом амплитуда СКИ на выходе меандровой МПЛ при оптимальных параметрах не превышает 214 мВ.

Для подтверждения корректности работы ГА и сформулированных критериев на рисунках 1.10–1.13 представлены формы напряжения на выходе меандровой МПЛ с параметрами, полученными при 30, 40, 50, 60 и 80 поколениях на разных запусках.

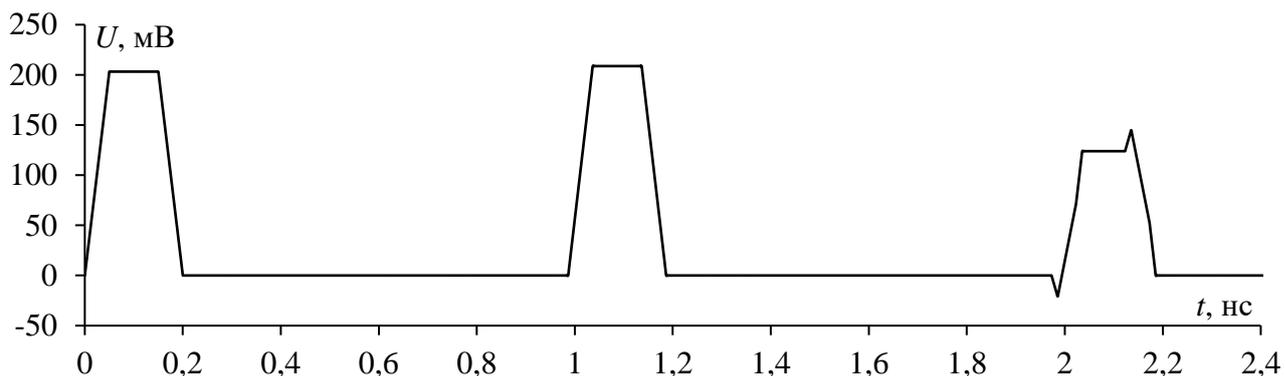


Рисунок 2.4 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ с параметрами, полученными при 30 поколениях на 3 запуске

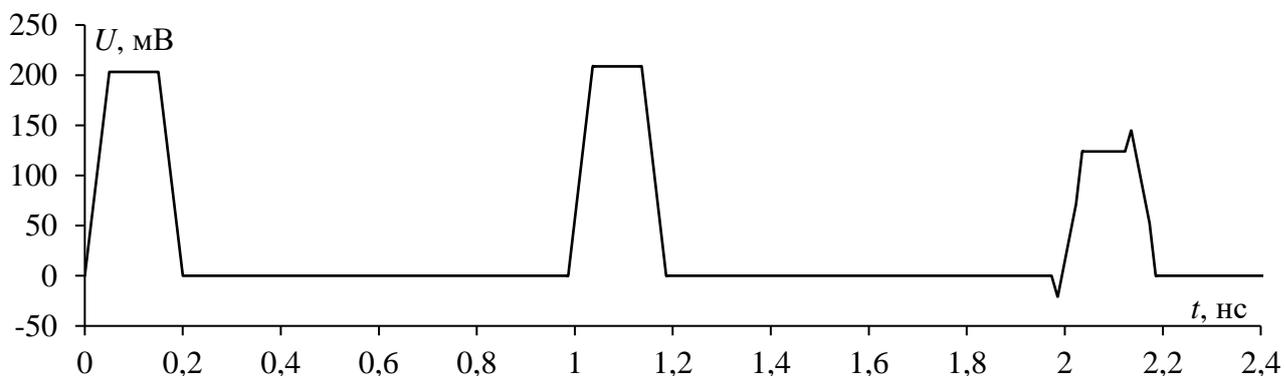


Рисунок 2.5 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ с параметрами, полученными при 40 поколениях на 5 запуске

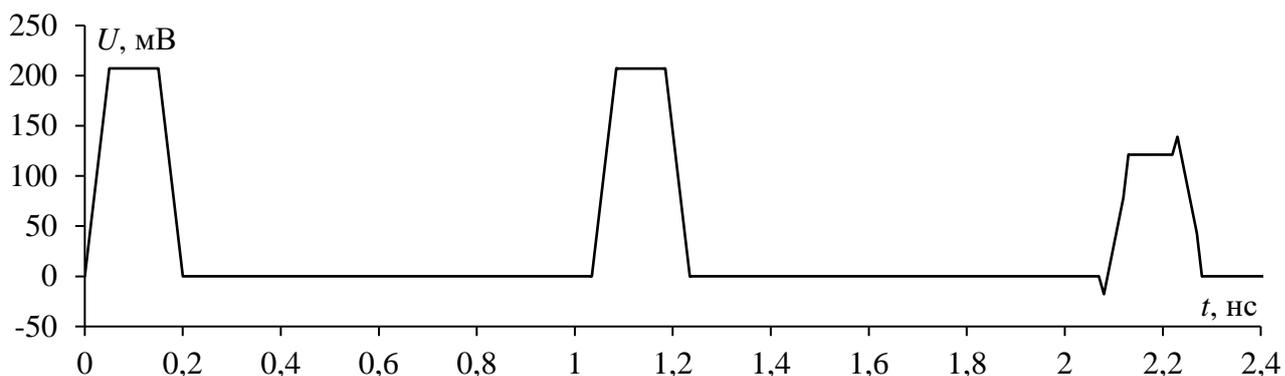


Рисунок 2.6 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ с параметрами, полученными при 60 поколениях на 1 запуске

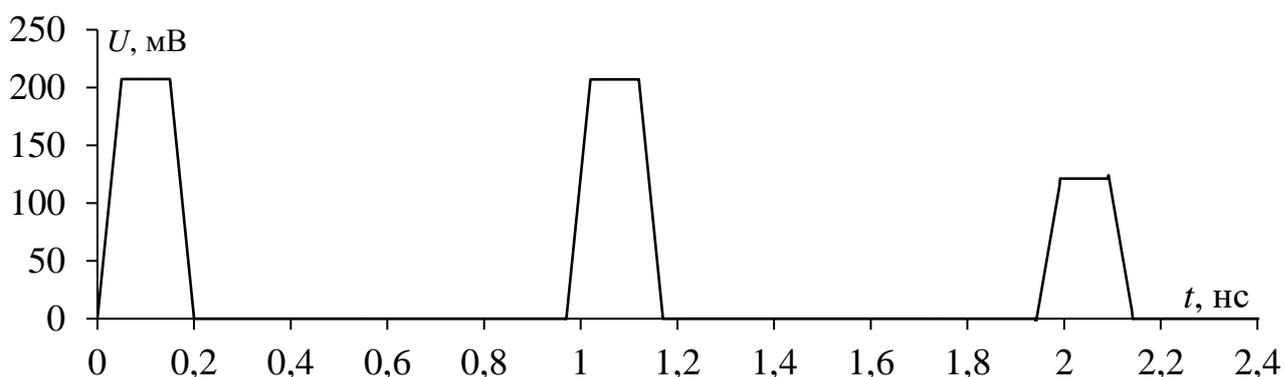


Рисунок 2.7 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ с параметрами, полученными при 80 поколениях на 3 запуске

Из форм напряжения на выходе видно, что СКИ на выходе меандровой МПЛ представлен последовательностью из трех импульсов с равными задержками между собой. Таким образом, критерий равенства задержек между импульсами сформулирован корректно. При этом амплитуда напряжения на выходе линии (214 мВ) не превышает 42% от уровня сигнала в начале витка (что близко к ранее полученным результатам из работы [116], в которой поиск оптимальных параметров выполнялся эвристическим поиском). Из форм напряжения также видно, что третий импульс имеет меньшую амплитуду, относительно предыдущих. Это обусловлено тем, что на него накладывается отраженный импульс нечетной моды отрицательной полярности.

Таким образом выполнена многокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ. Для этого сформулирована целевая функция из двух критериев: равенства задержек между импульсами разложения и минимизации амплитуды. Примечательно, что при малом количестве вычислений (30 особей и 30 поколений) также получены приемлемые результаты. Все полученные с помощью ГА параметры поперечного сечения обеспечивают выполнение сформулированных критериев: разложение СКИ на выходе линии на последовательность из трех импульсов с равными задержками между собой и минимизацию амплитуды. Получено ослабление СКИ не менее 2,34 раза.

2.3 Влияние температуры окружающей среды

Выполнена оценка влияния температуры окружающей среды на характеристики меандровой МПЛ. Для этого использована температурная модель (1.10). Исходные параметры поперечного сечения меандровой МПЛ: $d=3w$, $w=300$ мкм, $s=27$ мкм, $t=105$ мкм, $h=510$ мкм, $\epsilon_r=4,4$, а её длина принята $l=30$ мм. В качестве воздействия принят трапецевидный СКИ с амплитудой э.д.с. 1 В и длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс.

В таблицу 2.9 сведены зависимости τ_e и τ_o , Z_{cp} и амплитуды напряжения на выходе (U_{max}) витка с исходными параметрами от T в диапазоне от -50 до 150°C , который близок к диапазону изменения T в космосе.

Таблица 2.9 – Зависимости τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} от T

$T, ^\circ\text{C}$	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
-50	4,49	5,99	48,25	207,7
-25	4,47	5,95	48,55	207,6
0	4,45	5,91	48,86	207,5
25	4,43	5,86	49,18	207,5
50	4,41	5,82	49,5	207,9
75	4,39	5,78	49,82	208,2
100	4,36	5,73	50,16	208,6
125	4,34	5,69	50,5	208,9
150	4,32	5,64	50,84	209,3

Из таблицы 2.9 видно, что с ростом T значения τ_e и τ_o уменьшаются, а Z_{cp} и U_{max} – увеличиваются. Максимальные изменения значений τ_e и τ_o составили 3,02% и 1,94% соответственно, Z_{cp} – 2,61%, U_{max} – 0,44%. На рисунке 2.8 показаны вычисленные в системе TALGAT отклики на заданное воздействие на выходе витка при $T = -50, 25$ и 150°C .

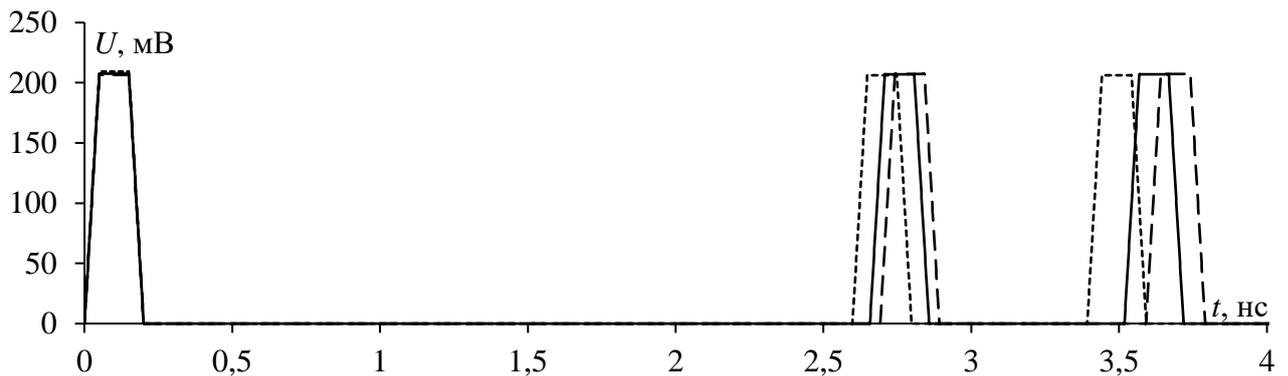


Рисунок 2.8 – Временные отклики на выходе витка при $T = -50$ (---), 25 (—) и 150°C (- -)

Из рисунка 2.8 видно, что U_{max} при крайних значениях T отличаются слабо (208 мВ при $T = -50^\circ\text{C}$ и 209,3 мВ при $T = 150^\circ\text{C}$). Также видно, что время прихода второго и третьего импульсов значительно меняется в зависимости от T . Это связано с влиянием T на τ_e и τ_o . При этом увеличение T оказывает более значительное влияние на τ_e (максимальное отклонение 3,02%), чем на τ_o (максимальное отклонение 1,94%).

Выполнен анализ влияния изменения геометрических параметров на τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} с учетом температурной модели во всем диапазоне рассматриваемых температур, но в качестве примера результаты приведены только при $T = -50, 25$ и 150°C . Полученные результаты при изменении параметров витка (s , h и ϵ_r) в соответствии с температурной моделью сведены в таблицы 2.10–2.12 (в качестве примера представлены результаты для произвольно выбранных значений s , h и ϵ_r). При изменении какого-либо параметра структуры остальные её параметры фиксированы и приняты исходными, а при изменении ϵ_r коэффициент α соответствует материалу FR-4 и вычислялся по выражению (1.11).

Таблица 2.10 – Значения τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} при $s=40, 70$ и 100 мкм

s , мкм	T , °C	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
40	-50	4,66	6,00	53,14	216,6
	25	4,59	5,87	54,19	216,2
	150	4,47	5,65	56,10	215,6
70	-50	4,88	6,01	59,83	22,7
	25	4,80	5,88	61,06	226,8
	150	4,66	5,66	63,30	226,3
100	-50	5,01	6,02	63,80	232,5
	25	4,92	5,89	65,15	232,3
	150	4,77	5,67	67,58	232,1

Таблица 2.11 – Значения τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} при $h=100, 250$ и 400 мкм

h , мкм	T , °C	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
100	-50	4,82	6,46	25,45	238,5
	25	4,74	6,31	26,01	238,4
	150	4,60	6,06	27,03	237,7
250	-50	4,56	6,18	38,30	222,9
	25	4,49	6,04	39,07	222,6
	150	4,38	5,81	40,46	221,9
400	-50	4,51	6,05	44,92	213
	25	4,44	5,92	45,79	212,4
	150	4,77	5,67	67,58	232,1

Таблица 2.12 – Значения τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} при $\epsilon_r=6, 10$ и 14

ϵ_r	T , °C	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
6	-50	4,92	6,84	43,17	209,5
	25	4,86	6,72	43,84	209,1
	150	4,76	6,53	45,01	208,7
10	-50	5,85	8,59	35,32	211,8
	25	5,80	8,50	35,70	211,7
	150	5,72	8,34	36,34	211,4
14	-50	6,65	10,04	30,64	212,9
	25	6,61	9,96	30,89	212,8
	150	6,54	9,83	31,32	212,6

Из таблиц 2.10–2.12 видно, что с ростом T во всем диапазоне изменяемых параметров меандровой МПЛ значения τ_o и τ_e уменьшаются, Z_{cp} увеличивается, а U_{max} уменьшается

незначительно. Максимальные изменения значений τ_o , τ_e , Z_{cp} и U_{max} при изменении T отличаются для каждого значения из набора изменяемых параметров. Для наглядной демонстрации этого в таблицы 2.13–2.15 сведены зависимости максимальных изменений характеристик витка во всем диапазоне T от изменения его параметров. Из них видно, что увеличение значения s приводит к увеличению влияния T на τ_o , τ_e и Z_{cp} , и к уменьшению влияния T на U_{max} . Увеличение значений отдельно, как h , так и ϵ_r , приводит к уменьшению влияния T на τ_o , τ_e и Z_{cp} . Однако при увеличении h влияние T на U_{max} увеличивается, а при уменьшении ϵ_r – уменьшается. При этом изменение каждого параметра из-за изменения T в разной степени влияет на характеристики витка. Так, влияние T на τ_o увеличивается на 0,3% при увеличении s и уменьшается на 0,33% и 0,74% при увеличении h и ϵ_r соответственно, на τ_e – увеличивается на 0,02% при увеличении s и уменьшается на 0,18% и 1,24% при увеличении h и ϵ_r соответственно, на Z_{cp} – увеличивается на 0,17% при увеличении s и уменьшается на 0,35% и 0,99% при увеличении h и ϵ_r соответственно, на U_{max} – уменьшается на 0,11% при увеличении s и увеличивается на 0,09% и уменьшается на 0,11% при увеличении h и ϵ_r соответственно. Важно отметить, что при изменении геометрических параметров в более широком диапазоне уменьшение влияния T на характеристики витка может еще больше. Это позволит найти точку минимальной чувствительности, когда изменение T будет оказывать наименьшее влияние на характеристики меандровой МПЛ или не будет оказывать его вовсе. Также видно, что с увеличением значений s и ϵ_r увеличиваются задержки второго и третьего импульсов, а увеличение значения h , наоборот, приводит к их уменьшению.

Таблица 2.13 – Зависимости максимальных изменений (%) значений τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} во всем диапазоне T от изменения s

Характеристика	40 мкм	70 мкм	100 мкм
τ_o , нс	2,12	2,32	2,42
τ_e , нс	3,02	3,03	3,04
Z_{cp} , Ом	2,71	2,82	2,88
U_{max} , мВ	220	160	110

Таблица 2.14 – Зависимости максимальных изменений (%) значений τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} во всем диапазоне T от изменения h

Характеристика	100 мкм	250 мкм	400 мкм
τ_o , нс	2,29	2,01	1,96
τ_e , нс	3,23	3,10	3,05
Z_{cp} , Ом	3	2,73	2,65
U_{max} , мВ	170	230	260

Таблица 2.15 – Зависимости максимальных изменений (%) значений τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} во всем диапазоне T от изменения ε_r

Характеристика	6	10	14
τ_o , нс	1,61	1,13	0,87
τ_e , нс	2,29	1,44	1,05
Z_{cp} , Ом	2,09	1,42	1,1
U_{max} , мВ	200	110	90

Таким образом в ходе анализа влияния температуры выявлены: незначительное влияние T в диапазоне от минус 50 до 150°C на характеристики витка; характер влияния T отдельно на каждую характеристику витка; максимальные отклонения характеристик витка при изменении температуры во всем диапазоне изменяемых геометрических параметров – 3,23% и 2,42% для погонных задержек четной и нечетной мод соответственно, 0,26% для максимальной амплитуды в конце витка и 3% для среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии. Выявлено, что за счет выбора параметров линии возможно уменьшение влияния T на ее характеристики.

2.4 Оптимизация эволюционными алгоритмами с учетом температуры

Выполнена оптимизация витка меандровой МПЛ посредством ГА с учетом температурной модели. В процессе оптимизации изменяемыми параметрами выбраны w и ε_r в диапазонах $50 \text{ мкм} \leq w \leq 500 \text{ мкм}$ и $1 \leq \varepsilon_r \leq 10$. Оставшиеся геометрические параметры приняты исходными.

Первым критерием при оптимизации витка с помощью ГА является критерий согласования (2.1). Так как приведение всех критериев целевой функции сводится к задаче минимизации, то выражения для f_i и K_i сформулированы как

$$f_1 = 50 - Z_{cp}, K_1 = Z_{max}, \quad (2.10)$$

где Z_{max} – максимально возможное значение среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка. Это значение найдено в результате вычисления Z для крайних значений изменяемых параметров w и ε_r и составило 98,47 Ом при минус 50°C, 102,01 Ом при 25°C и 108,97 Ом при 150°C.

Вторым критерием для оптимизации выбран критерий минимизации амплитуды (2.8). Тогда задача многокритериальной оптимизации записывается в виде целевой функции (2.2). Весовые коэффициенты (M_1 и M_2) каждого критерия приняты равными по 0,5. Количества особей и поколений ГА приняты по 10 и 20 соответственно, так что 200 вычислений для рассматриваемой структуры с учетом двух изменяемых параметров и их диапазона даст возможность получить искомый набор параметров и хорошую сходимость значений требуемых характеристик (максимальное отклонение полученных значений Z_{cp} и U_{max} не более 0,39% и 0,84% соответственно). Среднее время одного запуска составило около 230 с. Сначала выполнена

оптимизация только по критерию согласования (2.1). Результаты оптимизации для крайних значений температур минус 50, 25 и 150°C представлены в таблицах 2.16–2.18.

Таблица 2.16 – Результаты работы ГА при $T=-50^{\circ}\text{C}$ по критерию (2.1)

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	321,77	3,72	50,03	207,73
2	72,94	9,61	50,01	228,91
3	189,41	5,66	49,91	216,89
4	247,65	4,64	49,99	212,02
5	487,65	2,45	50,01	211,44
Максимальное отклонение			0,12%	4,85%

Таблица 2.17 – Результаты работы ГА при $T=25^{\circ}\text{C}$ по критерию (2.1)

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	85,29	9,22	49,88	227,57
2	492,94	2,66	49,97	212,88
3	87,06	9,08	49,99	227,43
4	131,18	7,32	50,05	222,74
5	275,88	4,53	49,84	209,87
Максимальное отклонение			0,21%	4,05%

Таблица 2.18 – Результаты работы ГА при $T=150^{\circ}\text{C}$ по критерию (2.1)

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	117,06	8,20	50,03	224,42
2	367,65	3,93	49,98	2112
3	192,94	6,26	49,81	216,88
4	323,53	4,35	49,95	208,94
5	318,24	4,39	50,03	208,83
Максимальное отклонение			0,22%	3,6%

Из таблиц 2.16–2.18 видно, что максимальное отклонение значений Z_{cp} не превышает 0,22%. При этом отклонение от исходных значения $Z_{cp}=50$ Ом худшего полученного с помощью ГА значения составляет лишь 0,09, 0,16 и 0,19% при $T= -50, 25$ и 150°C соответственно. Полученные минимальное и максимальное значения Z_{cp} во всем диапазоне T составили 49,81 и 50,05 Ом соответственно. Минимальное и максимальное значения U_{max} во всем диапазоне T составили 207,73 и 228,91 мВ соответственно. При этом полученные значения параметров w и ε_r на каждом запуске отличаются. Это объясняется существованием большого числа локальных минимумов целевой функции.

Затем выполнена оптимизация только по критерию минимизации амплитуды (2.8) на выходе меандровой МПЛ. Ее результаты для значений $T= -50, 25$ и 150°C сведены в таблицы 2.19–2.21.

Таблица 2.19 – Результаты работы ГА при $T=-50^{\circ}\text{C}$ по критерию (2.8)

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	219,41	8,24	41,72	208,43
2	355,29	2,8	53,12	208,09
3	252,94	5,94	45,49	208,09
4	429,41	1,95	55,54	208,38
5	242,35	6,96	43,35	207,91
Максимальное отклонение			14,21%	0,13%

Таблица 2.20 – Результаты работы ГА при $T=25^{\circ}\text{C}$ по критерию (2.8)

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	302,35	4,11	50,28	208,37
2	249,41	7,35	42,68	208,47
3	455,88	2,06	55,49	208,38
4	290	4,67	48,6	207,75
5	219,41	8,55	41,58	208,41
Максимальное отклонение			14,32%	0,17%

Таблица 2.21 – Результаты работы ГА при $T=150^{\circ}\text{C}$ по критерию (2.8)

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	230	9,40	40,24	207,97
2	231,77	8,02	42,94	208,43
3	263,53	6,61	44,90	207,94
4	222,94	9,47	40,45	208,08
5	325,29	3,96	51,66	208,4
Максимальное отклонение			12,43%	0,12%

Из таблиц 2.19–2.21 видно, что максимальное отклонение значений U_{max} не превышает 0,17%. Полученное максимальное значение U_{max} для минус 50°C составило 208,43 мВ, для 25°C – 208,47 мВ, а для 150°C – 208,43 мВ. Полученные минимальное и максимальное значения U_{max} во всем диапазоне температур составили 207,75 и 208,47 мВ соответственно. Что касается полученных значений $Z_{\text{ср}}$, то их минимальное и максимальное значения во всем диапазоне T составили 40,24 и 55,54 Ом соответственно. При этом полученные значения параметров w и ε_r на большинстве запусков также отличаются из-за большого количества локальных минимумов целевой функции.

Наконец, выполнена многокритериальная оптимизация, одновременно по критериям согласования (2.1) и минимизации (2.8) амплитуды в конце витка меандровой МПЛ. Ее результаты для крайних значений температур минус 50, 25 и 150°C сведены в таблицы 2.22–2.24. Видно, что максимальные отклонения значений $Z_{\text{ср}}$ и U_{max} находятся в пределах 0,83% и 1,31% соответственно. Полученные минимальное и максимальное значения U_{max} во всем диапазоне T составили 208,2 и 214,42 мВ соответственно, а минимальное и максимальное значения $Z_{\text{ср}}$ – 48,93 и 50,34 Ом соответственно. При этом полученные значения параметров w и ε_r на большинстве запусков отличаются, так как существует множество локальных минимумов целевой функции.

Таблица 2.22 – Результаты работы ГА при $T=-50^{\circ}\text{C}$ по критериям (2.1) и (2.8)

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	208,82	5,59	48,93	214,42
2	272,35	4,49	49,23	209,46
3	281,18	4,35	49,33	208,88
4	448,82	2,73	49,75	212,27
5	215,88	5,45	48,97	213,83
Максимальное отклонение			0,83%	1,31%

Таблица 2.23 – Результаты работы ГА при $T=25^{\circ}\text{C}$ по критериям (2.1) и (2.8)

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	302,35	4,18	49,98	208,2
2	369,41	3,47	50,21	212,41
3	390,59	3,36	49,87	218,52
4	432,94	3,01	50,08	211,69
5	291,77	4,21	50,34	209,17
Максимальное отклонение			0,47%	0,83%

Таблица 2.24 – Результаты работы ГА при $T=150^{\circ}\text{C}$ по критериям (2.1) и (2.8)

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	304,12	4,53	50,08	208,39
2	298,82	4,60	50,04	208,65
3	293,53	4,71	49,85	208,86
4	325,29	4,32	50,02	208,21
5	462,94	3,26	49,81	211,59
Максимальное отклонение			0,28%	0,8%

Для возможности сравнения выполнена оптимизация с помощью ЭС по критерию минимизации амплитуды в конце линии (2.8). Геометрические параметры и диапазоны искомых параметров выбраны такими же, как при оптимизации с помощью ГА. Количество вычислений принято равным 70. Такое количество вычислений для рассматриваемой структуры с учетом изменяемых параметров и их диапазона, по результатам предварительных оценок, даёт возможность получить искомый набор параметров и хорошую сходимость (максимальное отклонение полученных значений U_{max} не более 0,36%). Среднее время одного запуска составило около 33 с. Результаты оптимизации для $T=-50, 25$ и 150°C сведены в таблицы 2.25–2.27. Видно, что максимальное отклонение U_{max} находятся в пределах 0,17% и 0,36% соответственно. Полученные минимальное и максимальное значения U_{max} во всем диапазоне T составили 207,5 и 209,4 мВ соответственно. При этом полученные значения параметров w и ε_r на большинстве запусков отличаются, так как существует множество локальных минимумов целевой функции.

Таблица 2.25 – Результаты работы ЭС при $T=-50^{\circ}\text{C}$

№ запуска	w , мкм	ε_r	U_{\max} , мВ
1	243,74	6,13	208,6
2	336,72	3,19	208,3
3	357,76	2,72	208,1
4	249,82	5,85	208,4
5	229,87	7,85	208,8
Максимальное отклонение			0,17%

Таблица 2.26 – Результаты работы ЭС при $T=25^{\circ}\text{C}$

№ запуска	w , мкм	ε_r	U_{\max} , мВ
1	246,85	6,80	208,7
2	240,57	7,49	208,5
3	250,35	6,11	208,5
4	271,77	5,43	207,5
5	297,92	4,22	208,4
Максимальное отклонение			0,30%

Таблица 2.27 – Результаты работы ЭС при $T=150^{\circ}\text{C}$

№ запуска	w , мкм	ε_r	U_{\max} , мВ
1	310,12	4,91	209,4
2	252,61	7,24	207,9
3	374,33	3,40	209,1
4	370,83	3,09	208,5
5	465,66	2,13	208,5
Максимальное отклонение			0,36%

Таким образом в результате оптимизации витка с помощью ГА с использованием температурной модели найдены наборы оптимальных геометрических параметров витка, обеспечивающие равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений его четной и нечетной мод сопротивлению 50 Ом и минимальную амплитуду на ее выходе при $T=-50$, 25 и 150°C . Максимальное отклонение характеристик, полученных с помощью ГА по двум критериям в результате 5 запусков составило 0,83% для Z_{cp} и 1,31% для U_{\max} на выходе линии. В результате оптимизации витка с помощью ЭС с использованием температурной модели найдено множество наборов оптимальных геометрических параметров линии (w и ε_r), обеспечивающих минимальную амплитуду на ее выходе при $T=-50$, 25 и 150°C . Полученное множество наборов оптимальных геометрических параметров обусловлено тем, что существует множество локальных минимумов целевой функции. Максимальное отклонение значения максимальной амплитуды на выходе витка в результате 5 запусков ЭС составило 0,36%. Выявлено хорошее согласование результатов оптимизации двумя методами, но при близких наборах оптимальных параметров время оптимизация с помощью ЭС оказалось в 7 раз меньше.

2.5 Влияние воды и льда

Полагалось, что вдоль поверхности витка меандровой МПЛ присутствует слой воды ($\epsilon_{r2}=81$) или льда ($\epsilon_{r2}=4$) толщиной 1 мм. Для воды полагалось, что $T=25^\circ\text{C}$, а льда – $T=-50^\circ\text{C}$.

В таблицу 2.28 сведены вычисленные погонные характеристики меандровой МПЛ в слое льда, воды и без них.

Таблица 2.28 – Вычисленные τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} витка меандровой МПЛ, окруженной льдом, водой и воздухом

Слой	τ_e , нс/м	τ_o , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
Воздух ($\epsilon_{r2}=1$, $T=25^\circ\text{C}$)	5,8	4,37	49,72	208
Лед ($\epsilon_{r2}=4$, $T=-50^\circ\text{C}$)	6,85	6,78	36,71	392
Вода ($\epsilon_{r2}=81$, $T=25^\circ\text{C}$)	15,83	26,71	12,18	284

Из таблицы 2.28 видно, что в слое воды погонные задержки значительно увеличиваются, а также возрастает их разность (из-за более выраженного роста погонной задержки нечетной моды). Отметим, что в слое льда погонные задержки также возрастают, но их разность становится меньше. Значение Z_{cp} в слое льда уменьшается на 13,01 Ом, а в слое воды – на 37,55 Ом. На рисунке 2.9 приведен временной отклик меандровой МПЛ, окруженный водой, льдом и без них.

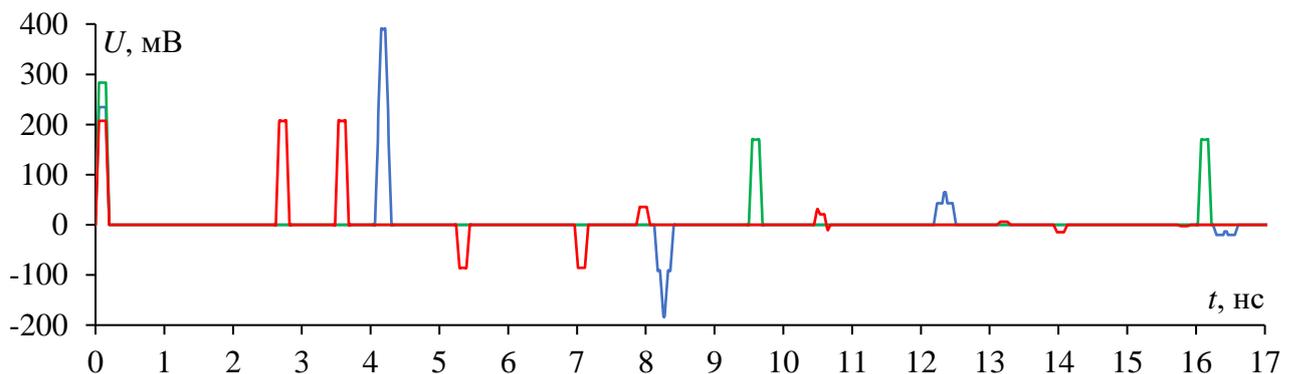


Рисунок 2.9 – Временной отклик витка меандровой МПЛ, окруженного льдом (—), водой (—) и в воздухе (—)

Из рисунка 2.9 видно, что максимальные значения напряжения на выходе витка отличаются (392 мВ для слоя льда, 284 мВ для слоя воды и 208 мВ в воздухе). Такое различие амплитуд обусловлено наложением импульсов четной и нечетной мод друг на друга в случае, когда линия находится в слое льда. Из-за слоя воды увеличивается связь между проводниками, что приводит к росту амплитуды первого импульса и уменьшению амплитуд второго и третьего.

Выполнен анализ влияния изменения геометрических параметров меандровой МПЛ в слое воды, льда и в воздухе на ее характеристики для выявления закономерностей. Это может помочь в поиске оптимальных параметров меандровой МПЛ в случае, если она будет покрыта водой или льдом. В таблицы 2.29–2.34 сведены вычисленные значения характеристик витка, а на рисунках 2.10–2.12 приведены временные отклики на выходе витка.

Таблица 2.29 – Вычисленные τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} витка меандровой МПЛ, окруженного льдом, водой и воздухом при $s=40$ и 60 мкм

Слой	$s=40$ мкм				$s=60$ мкм			
	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
Лёд	6,8	6,85	41,17	414	6,82	6,85	45,72	433
Вода	26,06	15,78	13,87	260	25,38	15,72	15,66	235
Воздух	4,53	5,81	54,82	218	4,68	5,82	59,91	225

Таблица 2.30 – Вычисленные τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} витка меандровой МПЛ, окруженного льдом, водой и воздухом при $s=80$ мкм

Слой	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , В
Лёд	6,83	6,85	48,85	445,8
Вода	24,91	15,65	16,94	217,9
Воздух	4,78	5,82	63,37	230,5

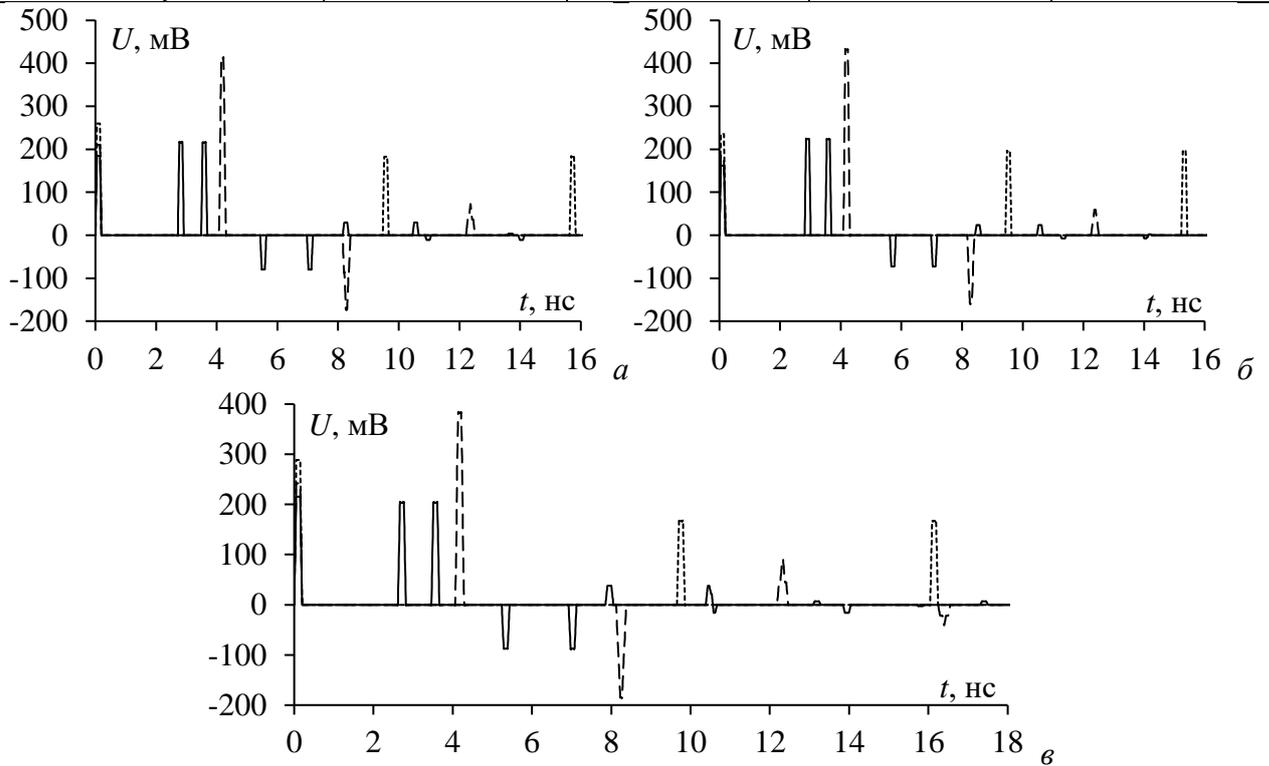


Рисунок 2.10 – Временные отклики в конце витка меандровой МПЛ при $s=40$ (а), 60 (б) и 80 (в) мкм, окруженного льдом (---), водой (-.-) и воздухом (—)

Таблица 2.31 – Вычисленные τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} витка меандровой МПЛ, окруженного льдом, водой и воздухом при $h=600$ и 800 мкм

Слой	$h=600$ мкм				$h=800$ мкм			
	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
Лёд	6,78	6,82	38,30	0,38	6,77	6,78	41,08	371,4
Вода	26,74	16,10	12,57	0,29	26,78	16,49	13,25	296,9
Воздух	4,36	5,77	51,97	0,22	4,36	5,71	55,84	228,9

Таблица 2.32 – Вычисленные τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} витка меандровой МПЛ, окруженного льдом, водой и воздухом при $h=1000$ мкм

Слой	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
Лёд	6,73	6,78	43,18	362,42
Вода	26,79	16,73	13,78	302,97
Воздух	4,35	5,67	58,75	238,32

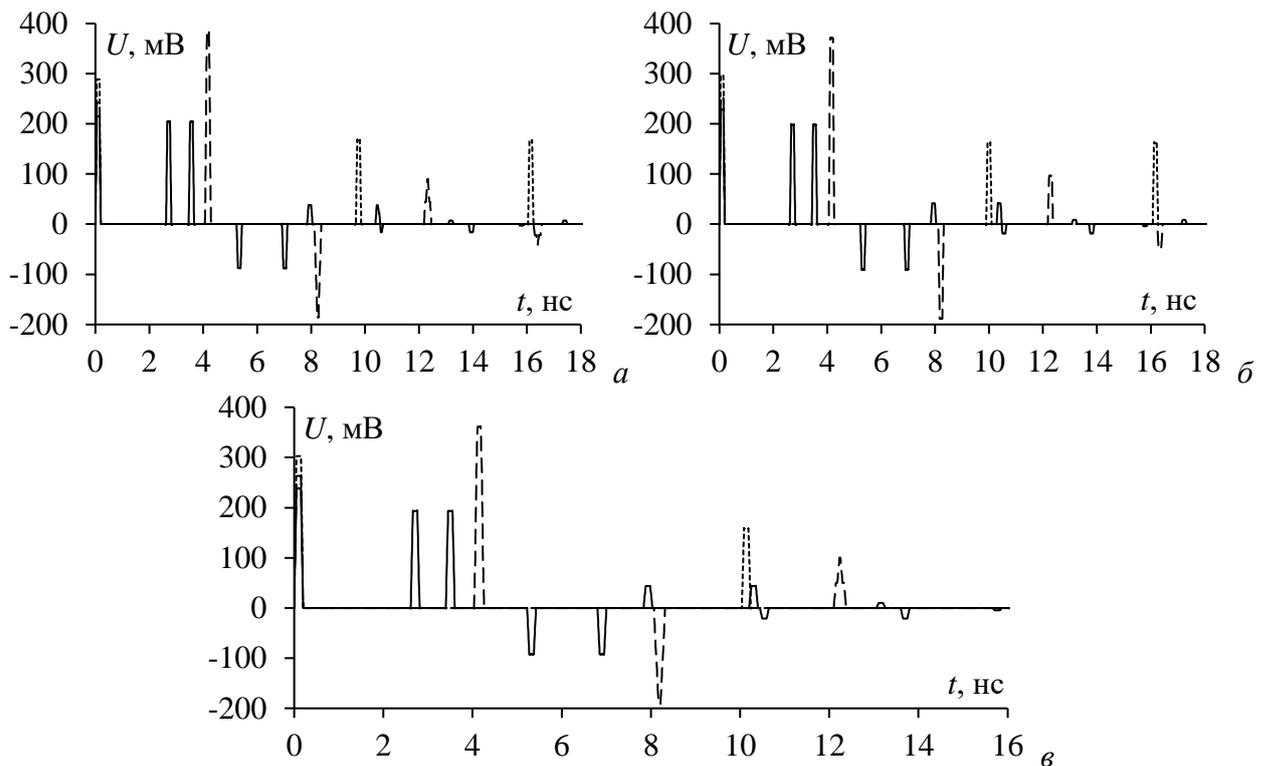


Рисунок 2.11 – Временные отклики в конце витка меандровой МПЛ при $h=600$ (а), 800 (б) и 1000 (в) мкм, окруженного льдом (---), водой (-·-) и воздухом (—)

Таблица 2.33 – Вычисленные τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} витка меандровой МПЛ, окруженного льдом, водой и воздухом при $\epsilon_r=6$ и 10

Слой	$\epsilon_r=6$				$\epsilon_r=10$			
	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
Лёд	7,05	7,61	34,15	228,22	7,69	9,2	29,74	217,83
Вода	26,79	16,28	11,99	281,35	17,33	26,97	11,58	276,55
Воздух	4,78	6,64	44,47	210,56	5,66	8,36	36,38	213,23

Таблица 2.34 – Вычисленные τ_e , τ_o , Z_{cp} и U_{max} витка меандровой МПЛ, окруженного льдом, водой и воздухом при $\epsilon_r=14$

Слой	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
Лёд	8,27	10,54	26,79	211,49
Вода	27,16	18,30	11,23	272,41
Воздух	6,43	9,79	31,56	214,53

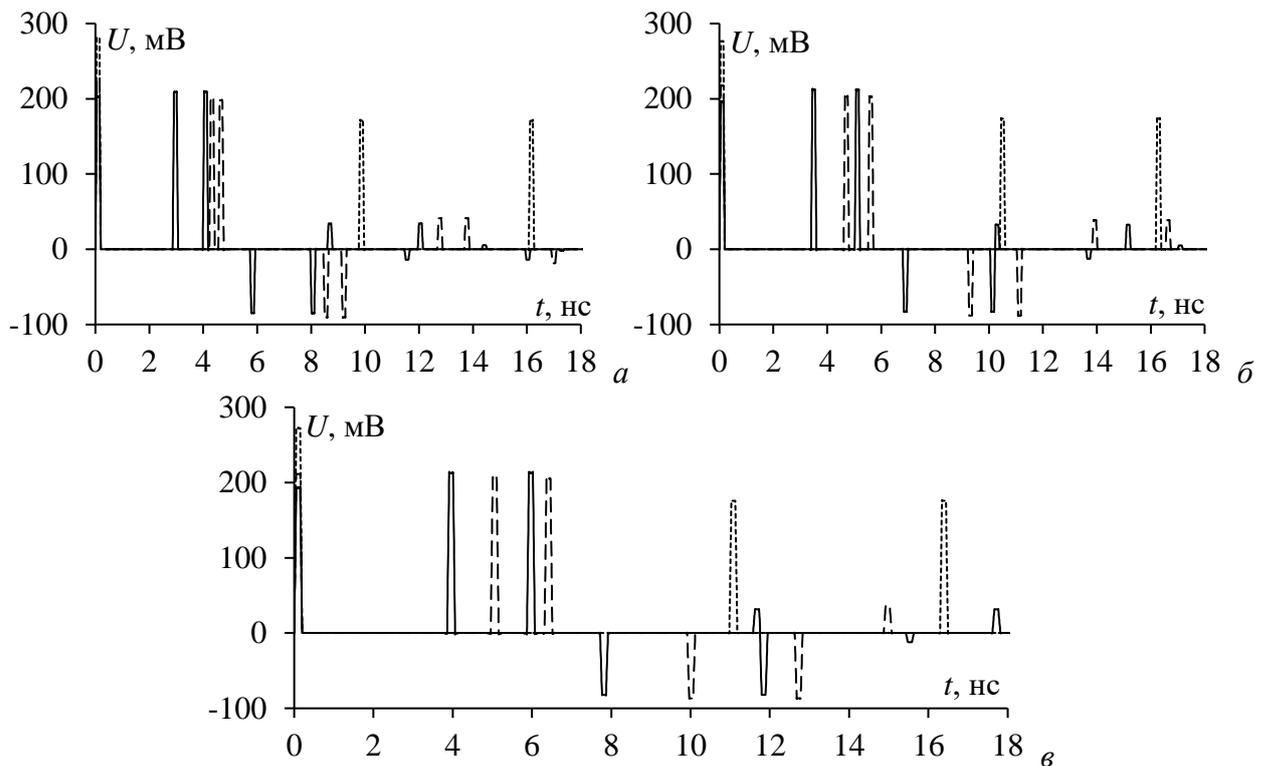


Рисунок 2.12 – Временные отклики в конце витка меандровой МПЛ при $\epsilon_r=6$ (а), 10 (б) и 14 (в), окруженного льдом (---), водой (-ц-) и воздухом (—)

Из таблиц 2.29–2.34 и рисунков 2.10–2.12 видно, что увеличение s приводит к уменьшению разности τ_o и τ_e и к увеличению Z_{cp} . В витке, окруженном слоем льда или воздуха, U_{max} увеличивается при увеличении s , а в воде – уменьшается. Увеличение h приводит к увеличению разности погонных задержек τ_o и τ_e в витке в слое воды или воздуха, однако в витке в слое льда увеличение h до 800 мкм приводит к уменьшению этой разности, а при дальнейшем увеличении h до 1000 мкм – к увеличению. Также при увеличении значения h увеличивается Z_{cp} . При увеличении h в витке в слое льда или воздуха Z_{cp} уменьшается, а в линии со слоем воды – увеличивается. Увеличение ϵ_r приводит к уменьшению разности погонных задержек τ_o и τ_e в витке в слое воды, и к ее увеличению в витке в слое льда или воздуха. В витке в слое льда или воды U_{max} уменьшается при увеличении ϵ_r , а в линии в слое воздуха – увеличивается. Таким образом, выявлены закономерности влияния геометрических параметров на характеристики витка меандровой МПЛ в слое льда, воды и в воздухе. Они могут быть использованы для поиска оптимальных геометрических параметров витка.

Таким образом результаты показывают, что присутствие воды и льда оказывает значительное влияние на характеристики витка. Кроме того, влияние этих слоев на каждую характеристику различно. Например, задержки импульсов четной и нечетной моды увеличились на 55,2 и 18 % для витка со льдом и на 511,4 и 173,8 % для витка с водой.

2.6 Оптимизация эволюционными алгоритмами с учетом влияния воды и льда

Выполнена оптимизация витка меандровой МПЛ, окруженного льдом, водой и воздухом с помощью ГА. В процессе оптимизации изменяемыми параметрами выбраны w и ε_r . Критерии оптимизации такие же, как в разделе 2.4: согласование линии с трактом 50 Ом и минимизации амплитуды на её выходе. Для многокритериальной оптимизации весовые коэффициенты (M_1, M_2) каждого критерия приняты равными по 0,5. Количество особей и поколений приняты по 10 и 20 соответственно. По результатам предварительных вычислений, такое количество вычислений позволяет получить искомый набор параметров и хорошую сходимость значений требуемых характеристик (максимальное отклонение полученных значений Z_{cp} и U_{max} , в случае многокритериальной оптимизации, не более 0,23% и 0,84% соответственно). Среднее время одного запуска составило около 100 с. Сначала выполнена оптимизация только по критерию согласования. В этом случае неизменяемые геометрические параметры витка меандровой МПЛ в слое льда – $s=30$ мкм, $t=35$ мкм, $h=510$ мкм, $d=3w$, $l=90$ см, в воде – $s=1500$ мкм, $t=10$ мкм, $h=2500$ мкм, $d=3w$, $l=70$ см, в воздухе – $s=20$ мкм, $t=80$ мкм, $h=300$ мкм, $d=3w$, $l=30$ см. Диапазон изменяемых геометрических параметров для витка в слое льда – $100 \text{ мкм} \leq w \leq 500 \text{ мкм}$ и $2 \leq \varepsilon_r \leq 8$, в воде – $20 \text{ мкм} \leq w \leq 200 \text{ мкм}$ и $2 \leq \varepsilon_r \leq 8$, в воздухе – $50 \text{ мкм} \leq w \leq 350 \text{ мкм}$ и $2 \leq \varepsilon_r \leq 8$. Значение Z_{max} для (2.10) найдено в результате моделирования для крайних значений изменяемых параметров w и ε_r , и составило для витка в слое льда 74,07 Ом, в воде – 59,23 Ом, в воздухе – 82,29 Ом. Результаты оптимизации сведены в таблицы 2.35–2.37.

Таблица 2.35 – Результаты работы ГА для витка, окруженного льдом по критерию согласования линии

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	383,92	2,89	50,02	217,4
2	261,57	4,68	50,01	216,3
3	230,2	5,36	50,04	215,8
4	452,94	2,26	50,06	217,4
5	167,45	7,25	50,13	214,7
Максимальное отклонение			0,12%	0,63%

Таблица 2.36 – Результаты работы ГА для витка, окруженного водой по критерию согласования линии

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	115,29	2,47	50,05	244,8
2	84,24	7,06	50	244,8
3	91,29	5,86	49,99	245,7
4	97,65	4,82	50,01	245,5
5	112,47	2,89	49,99	245
Максимальное отклонение			0,06%	0,2%

Таблица 2.37 – Результаты работы ГА для витка в воздухе по критерию согласования линии

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	78,24	7,93	49,98	216
2	130	5,58	50,03	209
3	201,77	3,86	50,06	211
4	257,06	3,06	49,98	213
5	102,94	6,66	49,91	212
Максимальное отклонение			0,15%	1,7%

Из таблиц 2.35–2.37 видно, что максимальное отклонение значений Z_{cp} не превышает 0,15%. При этом отклонение от исходных значения $Z_{cp}=50$ Ом для худшего набора, полученного с помощью ГА, лишь 0,13% для линии в слое льда, 0,05% – в воде и 0,09% – в воздухе. Полученные минимальное и максимальное значения Z_{cp} во всем диапазоне T составили 49,91 Ом и 50,13 Ом соответственно. Минимальное и максимальное значения U_{max} для всех рассмотренных случаев составили 208,92 мВ и 245,74 мВ соответственно. При этом полученные значения w и ε_r на каждом запуске отличаются, по той же причине.

Далее выполнена оптимизация только по критерию минимизации амплитуды на выходе меандровой МПЛ. В этом случае неизменяемые геометрические параметры меандровой МПЛ в слое льда – $s=20$ мкм, $t=105$ мкм, $h=500$ мкм, $d=3w$, $l=90$ см, в воде – $s=20$ мкм, $t=18$ мкм, $h=300$ мкм, $d=3w$, $l=3$ см, в воздухе – $s=20$ мкм, $t=80$ мкм, $h=300$ мкм, $d=3w$, $l=30$ см. Диапазон изменяемых геометрических параметров для меандровой МПЛ в слое льда – $500 \text{ мкм} \leq w \leq 900 \text{ мкм}$ и $2 \leq \varepsilon_r \leq 8$, в воде – $100 \text{ мкм} \leq w \leq 500 \text{ мкм}$ и $2 \leq \varepsilon_r \leq 8$, в воздухе – $50 \text{ мкм} \leq w \leq 350 \text{ мкм}$ и $2 \leq \varepsilon_r \leq 8$. Результаты оптимизации сведены в таблицы 2.38–2.40.

Таблица 2.38 – Результаты работы ГА для витка, окруженного слоем льда по критерию минимизации амплитуды

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	747,84	6,14	23,17	207,9
2	702,35	6,8	23,05	208,1
3	732,16	6,26	23,23	208,5
4	681,96	7,15	22,98	208,4
5	849,8	4,94	23,4	208,1
Максимальное отклонение			0,9%	0,15%

Таблица 2.39 – Результаты работы ГА для витка, окруженного водой по критерию минимизации амплитуды

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	404,31	4,61	14,66	208,8
2	401,18	5,34	14,64	207,4
3	302,35	6,89	15,13	207,9
4	256,86	7,08	15,66	208
5	236,47	7,98	15,79	207,7
Максимальное отклонение			3,8%	0,34%

Таблица 2.40 – Результаты работы ГА для витка в воздухе по критерию минимизации амплитуды

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	118,24	6,99	47,29	208,2
2	130	5,91	49,03	208,3
3	147,65	4,68	51,34	208,4
4	121,77	6,75	47,54	207,8
5	134,71	6,19	47,78	207,9
Максимальное отклонение			4,11%	0,13%

Из таблиц 2.38–2.40 видно, что максимальное отклонение значений U_{max} не превышает 0,34%. Полученное максимальное значение U_{max} для витка в слое льда составило 208,5 мВ, в воде – 208,8 мВ, в воздухе – 208,4 мВ. Полученные минимальное и максимальное значения U_{max} для всех рассмотренных случаев составили 207,4 мВ и 208,8 мВ соответственно. Минимальное и максимальное значения $Z_{\text{ср}}$ для всех рассмотренных случаев составили 14,64 Ом и 51,31 Ом соответственно. При этом полученные значения параметров w и ε_r на большинстве запусков отличаются, по той же причине.

Наконец, выполнена многокритериальная оптимизация по критериям согласования и минимизации амплитуды в конце витка меандровой МПЛ в слое льда, воды и в воздухе. Диапазоны изменяемых геометрических параметров и нормировочные коэффициенты такие же, как при оптимизации этого витка по критерию согласования. Результаты оптимизации сведены в таблицы 2.41–2.43.

Таблица 2.41 – Результаты работы ГА для витка, окруженного слоем льда по двум критериям

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	166,82	7,32	50,037	214,8
2	178,12	6,89	50,043	214,9
3	178,82	6,87	50,041	214,2
4	154,82	7,72	50,245	214,1
5	199,29	6,19	50,069	215
Максимальное отклонение			0,21%	0,2%

Таблица 2.42 – Результаты работы ГА для витка, окруженного водой по двум критериям

№ запуска	w , мкм	ε_r	$Z_{\text{ср}}$, Ом	U_{max} , мВ
1	103,29	4,12	49,957	245,3
2	94,82	5,2	50,006	245,6
3	118,82	2,12	50,023	243,9
4	113,88	2,64	50,016	244,9
5	116	2,64	49,945	244,6
Максимальное отклонение			0,08%	0,35%

Таблица 2.43 – Результаты работы ГА для витка в воздухе по двум критериям

№ запуска	w , мкм	ε_r	Z_{cp} , Ом	U_{max} , мВ
1	154,71	4,92	49,867	209,4
2	134,71	5,46	49,963	208,5
3	158,24	4,8	49,935	209,6
4	218,24	3,6	49,982	212
5	159,41	4,82	49,75	209,4
Максимальное отклонение			0,23%	0,84%

Из таблиц 2.41–2.43 видно, что максимальные отклонения значений Z_{cp} и U_{max} находятся в пределах 0,23% и 0,84% соответственно. Полученные минимальное и максимальное значения U_{max} для всех рассмотренных случаев составили 208,5 мВ и 245,6 мВ соответственно. Минимальное и максимальное значения Z_{cp} составили 49,75 Ом и 50,25 Ом соответственно. При этом полученные значения параметров w и ε_r на большинстве запусков отличаются, по тем же причинам. Худшие результаты по минимизации амплитуды получены для меандровой МПЛ в воде, что обусловлено сильным влиянием ее относительной диэлектрической проницаемости на характеристики витка. Также это связано с выбранным диапазоном изменяемых параметров. Тем не менее, минимизация значения U_{max} (до 208 мВ) в меандровой МПЛ в слое воды возможна, однако тогда значение Z_{cp} будет значительно меньше 50 Ом, как видно из таблицы 1.48.

Наконец, выполнена оптимизация с помощью ЭС по критерию минимизации амплитуды на выходе витка. Геометрические параметры и диапазоны искомых параметров выбраны такими же, как при оптимизации с помощью ГА. Количество вычислений принято 70. По результатам предварительных оценок, такое количество вычислений позволяет получить хорошую сходимость (максимальное отклонение полученных значений U_{max} не более 0,39%). Среднее время одного запуска составило около 30 с. Результаты оптимизации для меандровой МПЛ в слое льда, воды и в воздухе сведены в таблицу 2.44.

Таблица 2.44 – Результаты работы ЭС для линии в слое льда, воды и в воздухе по критерию минимизации амплитуды

№ запуска	Слой льда			Слой воды			Слой воздуха			
	w , мкм	ε_r	U_{max} , мВ	w , мкм	ε_r	U_{max} , мВ	w , мкм	ε_r	U_{max} , мВ	
1	659,22	7,14	208,3	216,76	2,58	208,4	294,72	6,16	209,9	
2	813,06	4,95	207,9	161,77	7,27	208,4	284,22	5,64	208,3	
3	669,56	7,13	207,8	238,16	3,04	208,7	274,61	6,03	208,4	
4	627,78	7,94	208,3	175,90	5,3	208,4	321	4,50	208,5	
5	716,33	6,07	208	204,85	3,61	208,2	270,71	6,59	208,8	
Максимальное отклонение			0,14%	–			0,12%	–		

Из таблицы 2.44 видно, что максимальное отклонение значений U_{max} не превышает 0,39%. Полученное максимальное значение U_{max} для меандровой МПЛ в слое льда составило 208,3 мВ, в воде – 208,7 мВ, в воздухе – 209,9 мВ. Полученные минимальное и максимальное значения U_{max} для всех рассмотренных случаев составили 207,7 мВ и 209,9 мВ соответственно. При этом

полученные значения параметров w и ε_r на большинстве запусков отличаются, по тем же причинам. Отметим, что максимальные полученные значения U_{\max} в случае работы ГА по одному критерию минимизации амплитуды практически не отличаются от значений, полученных с помощью ЭС. По времени оптимизации ЭС быстрее ГА в среднем в 3,33 раза.

Таким образом максимальное отклонение волновых сопротивлений составило 0,23% при оптимизации с помощью ГА и 0,39% для ЭС. Кроме того, оптимизация с помощью ЭС оказалась в 3,3 раза быстрее, чем оптимизация с помощью ГА. Результаты исследования имеют большое практическое значение, так как дают представление об отклонении полученных характеристик от исходных под влиянием воды и льда. В результате оптимизации ГА и ЭС удалось получить наборы оптимальных геометрических параметров для витка меандровой МПЛ. Эти наборы обеспечивают минимальную амплитуду на выходе витка для всех трех случаев (лед, вода и заполнение воздухом). Результаты демонстрируют важность учета влияния этих факторов окружающей среды при проектировании витка меандровой МПЛ. Использование ГА или ЭС при оптимизации вместе с температурной моделью может помочь найти оптимальные геометрические параметры, которые обеспечат минимальную амплитуду на выходе из витка, даже в окружении воды и льда.

2.7 Основные результаты раздела

1. Выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ. Для этого сформулирована целевая функция, обеспечивающая равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка сопротивлению 50 Ом. Выявлено, что при увеличении числа поколений до 80 сходимость значений $Z_{\text{ср}}$ улучшается (максимальное отклонение 0,33%), а сходимость параметров w и s не наступает.

2. Выполнена многокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ. Для этого сформулирована целевая функция из двух критериев: равенства задержек между импульсами разложения и минимизации амплитуды. Примечательно, что даже при малом количестве вычислений (30 особей и 30 поколений) также получены приемлемые результаты. Все полученные посредством ГА параметры поперечного сечения меандровой МПЛ обеспечивают выполнение сформулированных критериев. Получено ослабление СКИ не менее 2,34 раза.

3. В результате анализа влияния температуры на характеристики витка меандровой МПЛ выявлены: незначительное влияние изменения температуры T в диапазоне от минус 50 до 150°C на характеристики витка; характер влияния температуры отдельно на каждую характеристику витка; максимальные отклонения характеристик витка при изменении температуры во всем

диапазоне изменяемых геометрических параметров – 3,23% и 2,42% для погонных задержек четной и нечетной мод соответственно, 0,26% для максимальной амплитуды в конце витка и 3% для среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии. Выявлено, что за счет выбора параметров линии возможно уменьшение влияния T на ее характеристики.

4. В результате оптимизации витка с помощью ГА с использованием температурной модели найдены наборы оптимальных геометрических параметров витка, обеспечивающие равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений его четной и нечетной мод сопротивлению 50 Ом и минимальную амплитуду на ее выходе при $T = -50, 25$ и 150°C . Максимальное отклонение характеристик в результате работы ГА по двум критериям в результате 5 запусков составило 0,83% для $Z_{\text{ср}}$ и 1,31% для U_{max} на выходе линии. В результате оптимизации витка с помощью ЭС с использованием температурной модели найдено множество наборов оптимальных геометрических параметров линии (w и ϵ_r), обеспечивающих минимальную амплитуду на ее выходе при $T = -50, 25$ и 150°C . Полученное множество наборов оптимальных геометрических параметров обусловлено тем, что существует множество локальных минимумов целевой функции. Максимальное отклонение значения максимальной амплитуды на выходе витка в результате 5 запусков ЭС составило 0,36%. Выявлено хорошее согласование результатов оптимизации двумя методами, но при близких наборах оптимальных параметров время оптимизации с помощью ЭС оказалось в 7 раз меньше. Отработанный алгоритм оптимизации витка меандровой МПЛ может быть легко усовершенствован для поиска оптимальных параметров, при которых изменение T будет оказывать наименьшее влияние на характеристики витка.

5. Выполнен анализ влияния воды и льда на характеристики витка меандровой МПЛ. Результаты показывают, что присутствие воды и льда оказывает значительное влияние на характеристики витка меандровой МПЛ. Кроме того, влияние этих слоев на каждую характеристику различно. Например, задержки импульсов четной и нечетной моды увеличились на 55,2 и 18% для витка со льдом и на 511,4 и 173,8% для витка с водой.

6. В результате оптимизации витка меандровой МПЛ в воде или льде максимальное отклонение волновых сопротивлений составило 0,23% при оптимизации ГА и 0,39% – при ЭС. Кроме того, оптимизация ЭС оказалась в 3,3 раза быстрее, чем оптимизация ГА. Полученные результаты имеют практическое значение, так как дают представление об отклонении полученных характеристик от исходных при наличии слоя воды или льда. На основе результатов ГА и ЭС получены наборы оптимальных геометрических параметров для витка меандровой МПЛ. Они обеспечивают минимальную амплитуду на выходе из витка для всех трех случаев (лед, вода и заполнение воздухом). Продемонстрирована важность учета влияния этих факторов

при проектировании защитных полосковых устройств. Продемонстрировано, что использование ГА или ЭС может помочь в поиске оптимальных геометрических параметров, обеспечивающих максимальное ослабление СКИ на выходе витка даже под слоем воды или льда.

3. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

Здесь предложена трассировка витка меандровой МПЛ посредством его сворачивания в виток с усиленной связью [219–221]. Кроме того, предложен дополнительный и значимый ресурс для ослабления СКИ, заключающийся в добавлении 2 пассивных проводников к витку меандровой МПЛ [221–227].

3.1 Добавление двух пассивных проводников

Поперечное сечение витка меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками представлено на рисунке 3.1*а*. Исследованы две схемы ее соединений, поскольку в зависимости от расположения пассивных проводников ослабление СКИ может быть разным. Схема 1 – когда виток расположен между двумя пассивными проводниками (рисунок 3.1*б*), и 2 – когда оба пассивных проводника расположены с одной стороны витка (рисунок 3.1*в*). Основываясь на предшествующих исследованиях в п. 1.2.3, при наличии двух пассивных проводников и асимметрии ее поперечного сечения, количество мод распространяемых в витке увеличится до 4, а дополнительных импульсов – до 6. Тогда СКИ на выходе витка (узлы V_6 для схемы 1 и V_4 для схемы 2) может быть разложен на 11 импульсов: перекрестной помехи, 4 импульса мод и 6 дополнительных (их количество определяется числом линейных комбинаций погонных задержек мод в соответствии с ((1.9)). Их задержки определяются, как: $t_{12}=2l\tau_1$, $t_{13}=l\tau_1+l\tau_2$, $t_{14}=l\tau_1+l\tau_3$, $t_{15}=2l\tau_2$, $t_{16}=l\tau_2+l\tau_3$, $t_{17}=2l\tau_3$, $t_{18}=l\tau_1+l\tau_4$, $t_{19}=l\tau_2+l\tau_4$, $t_{110}=l\tau_3+l\tau_4$, и $t_{111}=2l\tau_4$. Тогда можно сформулировать условия разложения СКИ в исследуемой линии на последовательность из 11 импульсов. Зная выражения, определяющие задержки каждого из 10 импульсов разложения (кроме первого, который приходит без задержки), можно обеспечить разложение СКИ, выполнив ряд условий:

$$2l\tau_1 \geq t_{\text{СКИ}}, \quad (3.1)$$

$$l\tau_2 - l\tau_1 \geq 2t_{\text{СКИ}}, \quad (3.2)$$

$$2l\tau_2 \geq l\tau_1 + l\tau_3 + t_{\text{СКИ}}, \quad (3.3)$$

$$l\tau_3 \geq l\tau_2 + t_{\text{СКИ}}, \quad (3.4)$$

$$l\tau_1 + l\tau_4 \geq 2l\tau_3 + t_{\text{СКИ}}, \quad (3.5)$$

$$l\tau_4 - l\tau_3 \geq 4t_{\text{СКИ}}, \quad (3.6)$$

где l – длина полувитка, τ_1 , τ_2 , τ_3 , τ_4 – погонные задержки мод линии, $t_{\text{СКИ}}$ – общая длительность СКИ.

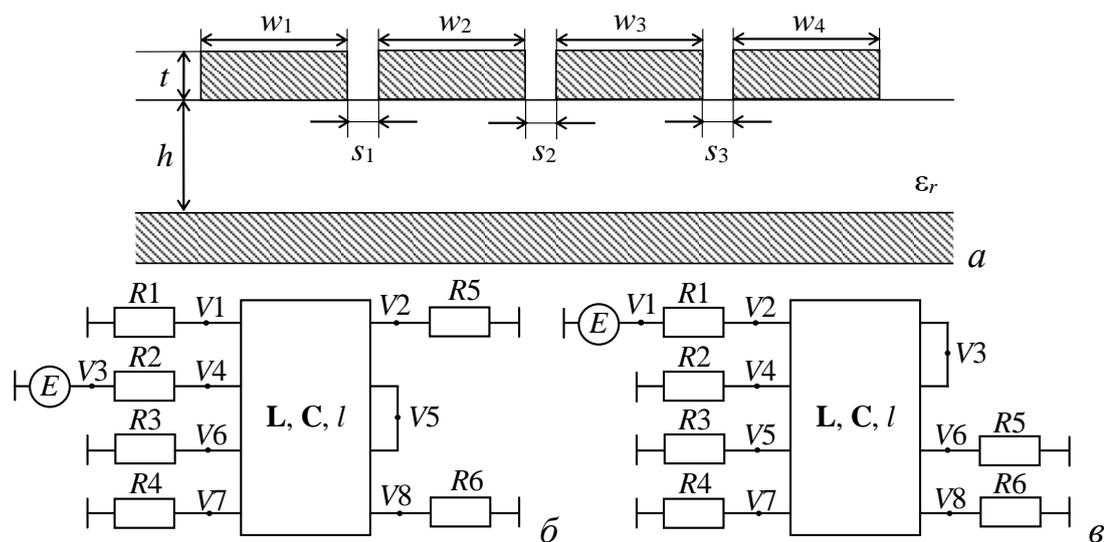


Рисунок 3.1 – Поперечное сечение (а), схемы 1 (б) и 2 (в) меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками

Сначала проанализировано влияние граничных условий, а также геометрических параметров линии на U_{\max} и задержки каждого импульса. При моделировании в качестве помехи выбран СКИ с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс и временами нарастания и спада по 50 пс. Внутренние сопротивления генератора и приемника приняты по 50 Ом (R_2, R_3 для схемы 1 и R_1, R_2 для схемы 2), а граничные условия для пассивных проводников (R_1, R_5, R_4, R_6 для схемы 1 и R_3-R_6 для схемы 2) будут выбраны далее из таблицы 3.1, где XX означает обрыв цепи, а КЗ – короткое замыкание.

Таблица 3.1 – Наборы граничных условий (N) пассивных проводников для схем 1 и 2

Схема 1	Схема 2	N						
		1	2	3	4	5	6	7
R_1	R_3	XX	XX	КЗ	КЗ	КЗ	XX	50 Ом
R_5	R_4	XX	КЗ	XX	КЗ	КЗ	XX	50 Ом
R_4	R_5	XX	XX	КЗ	КЗ	XX	КЗ	50 Ом
R_6	R_6	XX	КЗ	XX	КЗ	XX	КЗ	50 Ом

При оценке влияния граничных условий из таблицы 3.1 на U_{\max} исследуемая структура моделировалась со следующими исходными геометрическими параметрами: $w=300$ мкм, $t=18$ мкм, $s_1=s_2=50$ мкм, $s_3=100$ мкм, $h=300$ мкм, $\epsilon_r=10$, $l=1$ м. Эти параметры получены эвристическим поиском по критериям выполнения условий (3.1)–(3.6). В таблицу 3.2 сведены U_{\max} на выходе схем (в узле V_4 схемы 1 и в узле V_6 – 2) при граничных условиях из таблицы 3.1.

Таблица 3.2 – U_{\max} на выходе схем 1 ($U_{\max 1}$) и 2 ($U_{\max 2}$) при N из таблицы 3.1

N	1	2	3	4	5	6	7
$U_{\max 1}$, мВ	182	191	118	201	136	119	109
$U_{\max 2}$, мВ	199	206	105	149	222	178	146

Видно, что максимальное значение U_{\max} в схеме 1 составляет 201 мВ и получено при $N=4$, а минимальное – 109 мВ при $N=7$, а в схеме 2 – 222 мВ и 105 мВ при $N=5$ и $N=3$ соответственно.

Тогда, для дальнейшего моделирования выбраны наборы сопротивлений, которые обеспечивают минимальную U_{\max} : $R1=R5=R4=R6=50$ Ом ($N=7$) для схемы 1 и $R3=R5=K3$, $R4=R6=XX$ ($N=3$) для схемы 2.

Теперь оценено влияние параметров поперечного сечения линии на U_{\max} и задержки импульсов разложения. При моделировании все сопротивления ($R1-R6$) для схем 1 и 2 приняты по 50 Ом. Анализировалось влияние изменения s_1 , s_2 , s_3 , w , t и h на задержки всех импульсов ($I2-I11$), кроме первого, и U_{\max} на выходе схем 1 и 2. Значения параметров s_1 и s_2 изменялись в диапазоне 60–100 мкм с шагом 10 мкм, s_3 – 110–150 мкм с шагом 10 мкм, w – 400–900 мкм с шагом 100 мкм, t – 20–60 мкм с шагом 10 мкм, h – 20–900 мкм с шагом 100 мкм. Значения параметров ε_r и l были приняты исходными. На рисунке 3.2 приведены зависимости задержек $I2-I11$ от s_1 , s_2 , s_3 , w , t и h , одинаковые для схем 1 и 2, а на рисунках 3.3 и 3.4 – зависимости U_{\max} в узлах $V6$ и $V4$ схем 1 и 2 соответственно.

Из рисунка 3.2 видно, что с увеличением значений s_1 , s_2 и s_3 задержки всех импульсов $I2-I11$ практически не меняются. Увеличение w приводит к монотонному увеличению задержек импульсов $I2-I6$ и $I9-I11$, при этом разница задержек между $I7$ и $I8$ уменьшается и при увеличении w от 700 до 900 мкм они меняются местами. Увеличение t приводит к монотонному уменьшению задержек всех импульсов $I2-I11$ (при этом по мере удаления от горизонтальной оси зависимости изменяются менее значительно). С увеличением h задержки импульсов $I2-I11$ уменьшаются, однако, приближаясь к горизонтальной оси, это уменьшение становится незначительным.

Из рисунка 3.3 видно, что значение U_{\max} монотонно возрастает с увеличением s_1 (на 26%). С увеличением s_2 значение U_{\max} сначала слабо уменьшается, но, начиная со значения $s_2=70$ мкм, наблюдается его монотонное увеличение (на 21%). Аналогичный характер имеют $U_{\max}(s_3)$ и $U_{\max}(t)$. Как видно, до $s_3=130$ мкм U_{\max} уменьшается на 5 %, а затем, при дальнейшем увеличении s_3 , увеличивается на 9%. До $t=40$ мкм U_{\max} уменьшается на 11%, а при дальнейшем увеличении t , U_{\max} увеличивается на 4%. Из $U_{\max}(w)$ видно монотонное уменьшение, а из $U_{\max}(h)$ – увеличение. Увеличение w приводит к уменьшению U_{\max} на 16%, а увеличение h – к увеличению U_{\max} на 45%.

Из рисунка 3.4 видно, что U_{\max} с изменением s_1 сначала уменьшается на 5%, а, начиная со значения $s_1=90$ мкм, увеличивается на 3%. Увеличение s_2 приводит к монотонному увеличению $U_{\max}(s_2)$ на 54%. Увеличение s_3 приводит к незначительному увеличению U_{\max} на 1%. Увеличение w приводит сначала к уменьшению U_{\max} на 6%, а начиная со значения $w=600$ мкм – к резкому увеличению (при $w=700$ мкм) на 41% и последующему уменьшению на 8%. Увеличение t приводит к незначительному изменению U_{\max} (на 4%), а увеличение h – к монотонному увеличению U_{\max} на 35%.

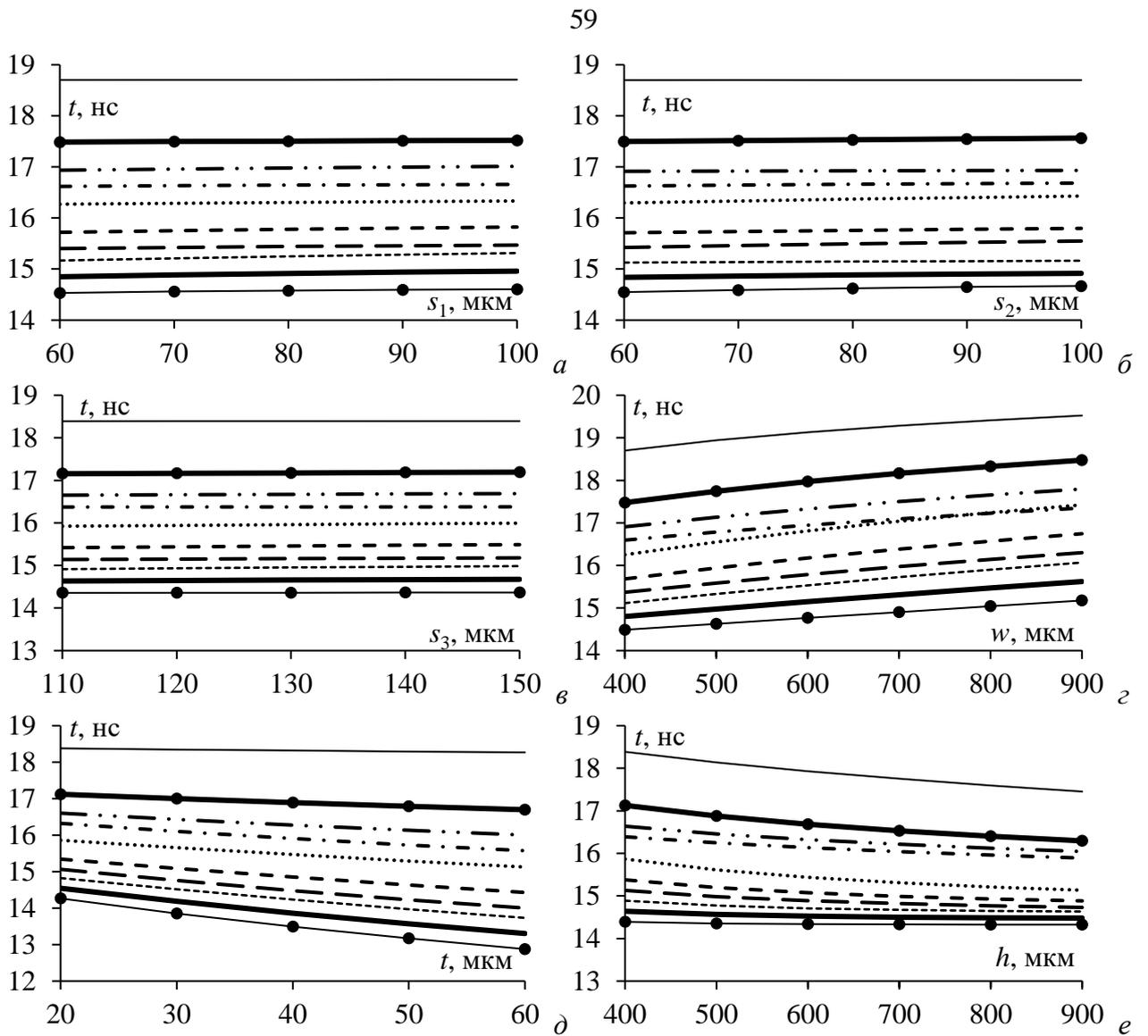


Рисунок 3.2 – Зависимости задержек импульсов И2 (—•—), И3 (—), И4 (—), И5 (—), И6 (—), И7 (· · · ·), И8 (— · —), И9 (— · · —), И10 (—•—), И11 (—) от s_1 (а), s_2 (б), s_3 (в), w (г), t (д) и h (е) на выходе меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками

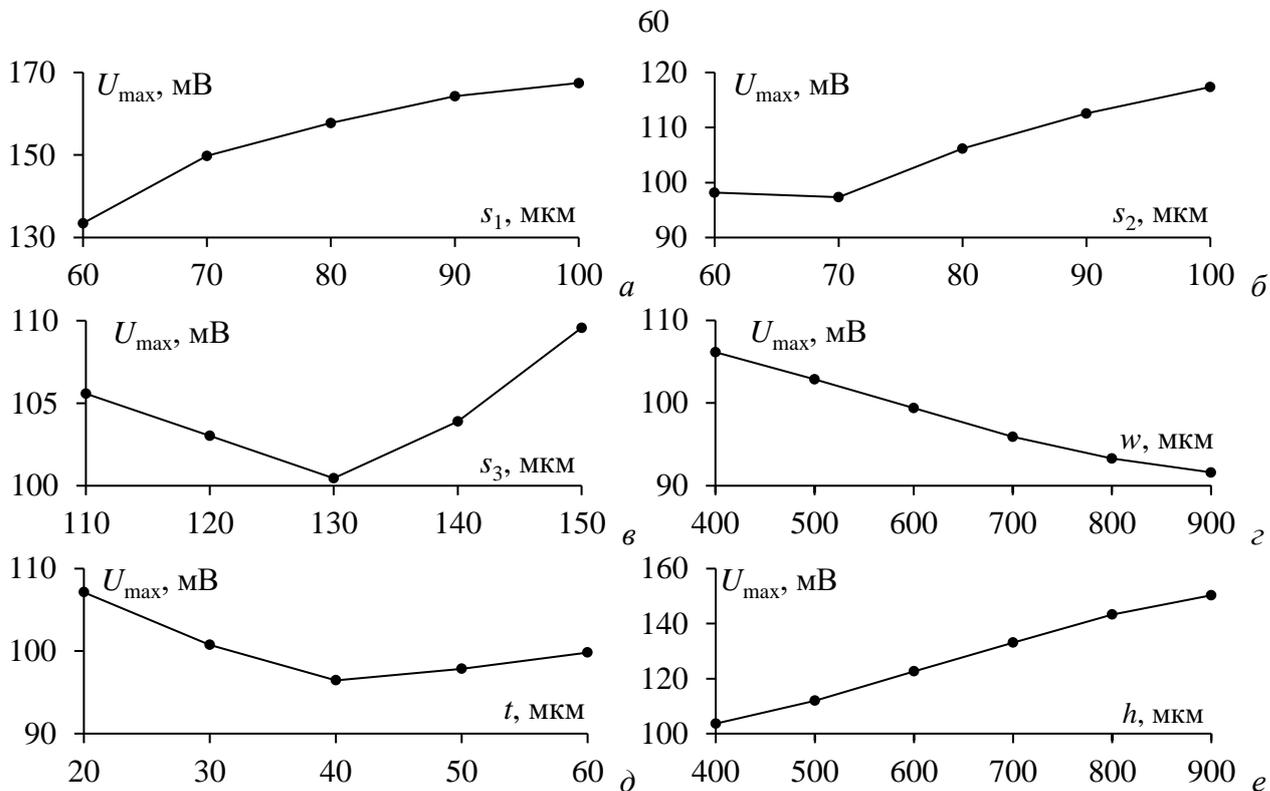


Рисунок 3.3 – Зависимость U_{\max} на выходе схемы 1 от s_1 (а), s_2 (б), s_3 (в), w (г), t (д) и h (е).

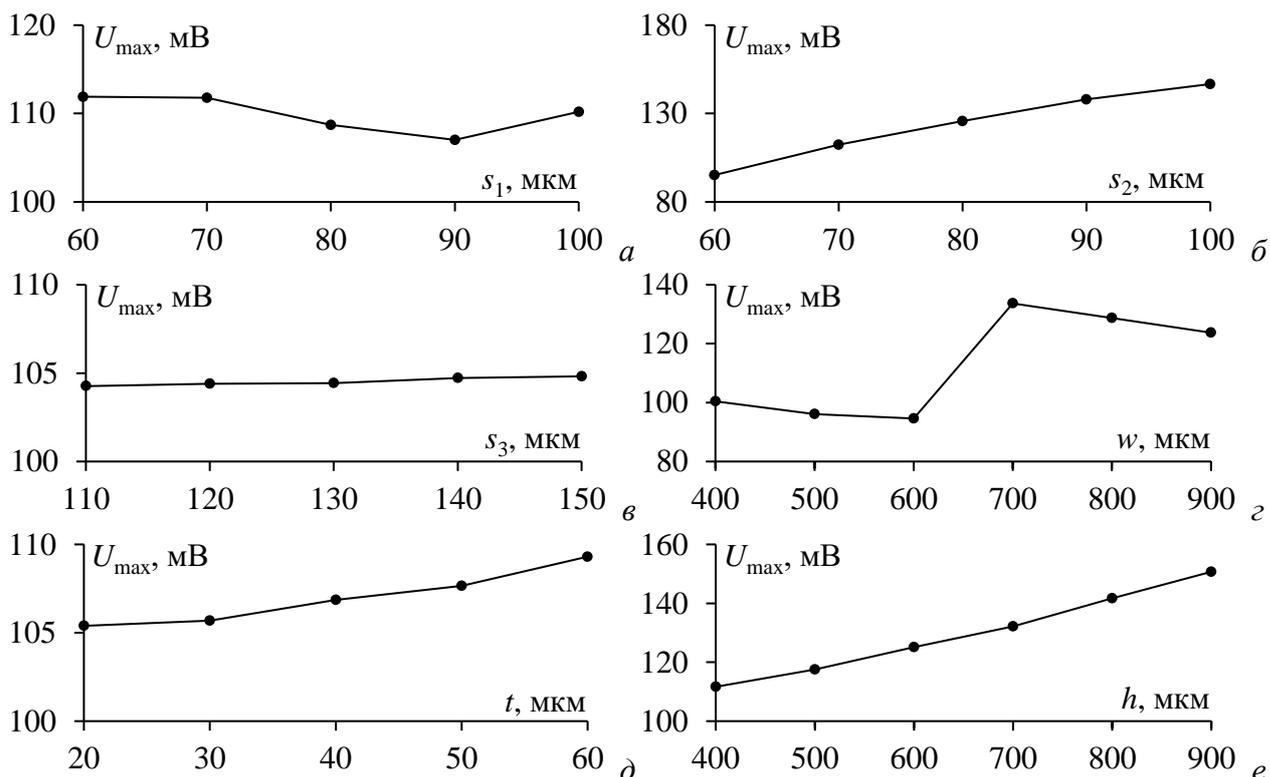


Рисунок 3.4 – Зависимость U_{\max} на выходе схемы 2 от s_1 (а), s_2 (б), s_3 (в), w (г), t (д) и h (е)

С учетом результатов анализа получены параметры, обеспечивающие минимальную амплитуду выходного напряжения и разложение СКИ на 11 импульсов на выходе витка. Для схемы 1 при $N=7$ получены следующие параметры: $w=400$ мкм, $t=18$ мкм, $s_1=110$ мкм, $s_2=s_3=40$ мкм, $h=300$ мкм, $\epsilon_r=25$, $l=1,2$ м. Для схемы 2 при $N=3$ получены следующие параметры:

$w=2000$ мкм, $t=18$ мкм, $s_1=s_2=50$ мкм, $s_3=105$ мкм, $h=300$ мкм, $\varepsilon_r=20$, $l=1$. Формы напряжения на выходе схем 1 и 2, полученные в ПО TALGAT и ADS [159], представлены на рисунке 3.5.

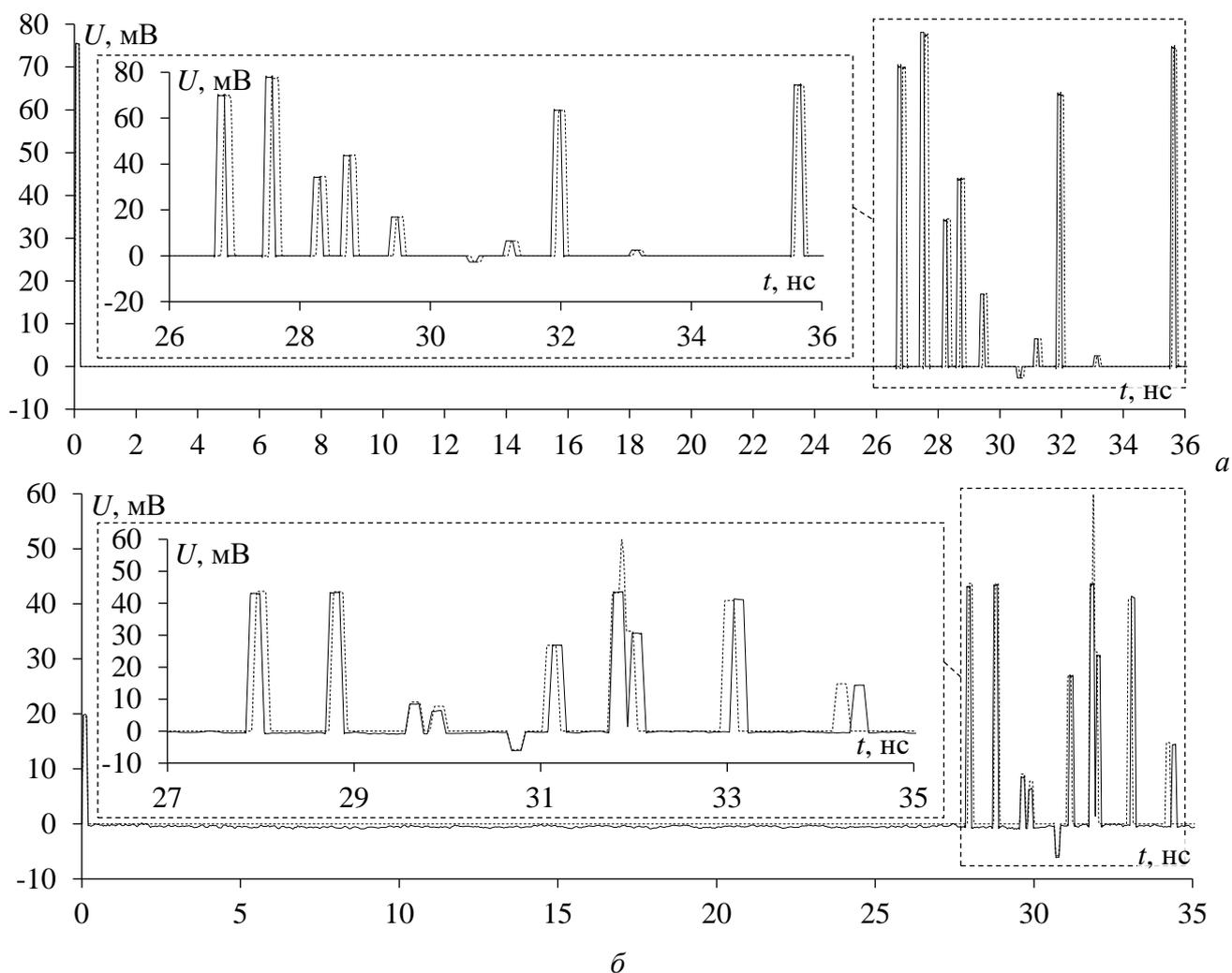


Рисунок 3.5 – Форма напряжения, вычисленная в ПО TALGAT (—) и ADS (···) в узле V4 схемы 1 (а) и V6 схемы 2 (б)

Из рисунка 3.5 видно, что СКИ на выходе исследуемой линии представлен последовательностью из 11 основных импульсов, амплитуды которых в ПО TALGAT не превышают 78 мВ для схемы 1 (рисунок 3.5а) и 47 мВ – для схемы 2 (рисунок 3.5б). Таким образом, ослабление СКИ составило 6,4 и 10,6 раза (относительно $E/2$) в схемах 1 и 2 соответственно. Поэтому использование схемы 2 предпочтительнее с точки зрения увеличения ослабления СКИ. Из сравнительного анализа результатов, полученных в ПО TALGAT и ADS, видно, что они хорошо согласуются: практически все импульсы совпадают по амплитуде, но есть небольшие отличия в задержках. При этом отличие в задержках импульсов разложения, рассчитанных в ПО TAGAT и ADS, незначительны: максимальное отклонение не более 80 пс выявлено для схемы 2. Из рисунка 3.5б видно, что импульсы $I8$ и $I9$ накладываются друг на друга в системе ADS (из-за небольшой разницы в задержках импульсов $I8$ и $I9$), что приводит

к выбросу амплитудой до 59 мВ. Таким образом, полученные результаты согласуются как качественно, так и количественно.

Таким образом рассмотрено разложение СКИ в витке меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Рассмотрены две схемы соединений, поскольку в зависимости от расположения пассивных проводников ослабление СКИ отличается. Также рассмотрены различные граничные условия пассивных проводников и получены оптимальные параметры по критерию минимизации амплитуды на выходе линии. Кроме того, проанализировано влияние геометрических параметров исследуемой линии на задержки каждого импульса разложения и амплитуду СКИ на выходе линии и сформулированы условия разложения СКИ. Найдены оптимальные параметры исследуемой линии, обеспечивающие разложение СКИ и минимизацию его амплитуды. Ослабление СКИ (относительно $E/2$) при оптимальных параметрах в схеме 1 составило 6,4 раза, а 2 – 10,6 раза.

3.2 Сворачивание витка в витки с усиленной связью

Здесь представлены результаты анализа влияния расстояния между неосновными витками меандровой МПЛ на ослабление амплитуды СКИ и целостность полезного сигнала [228]. Сначала рассмотрена конфигурация меандровой МПЛ из одного витка. Ее поперечное сечение и схема соединений такие же, как на рисунке 2.1. Исходные параметры поперечного сечения: $d=3w$, $w=300$ мкм, $s=100$ мкм, $t=18$ мкм, $h=450$ мкм, $\epsilon_r=10$. Они обеспечивают разложение СКИ на последовательность из трех импульсов: перекрестной помехи, нечетной и четной мод. В качестве воздействия принят импульс в форме трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и длительностью плоской вершины, фронта и спада по 100 пс. Внутренние сопротивления генератора и приемного устройства (R_1 и R_2 на рисунке 2.1б) приняты равными по 50 Ом, длина отрезка (полувитка) $l=1$ м, а занимаемая площадь конечной структуры составила 25 см^2 . Такая большая длина полувитка избыточна для обеспечения максимального ослабления в такой структуре, однако она выбрана такой для упрощения анализа искажений, которые возникнут при дальнейшем сворачивании структуры витки. Виток меандровой МПЛ на рисунке 2.1 далее будет называться исходным. На рисунке 3.6 представлены формы напряжения на выходе исходного витка (в узле V4), полученные в ПО TALGAT [162] и САПР ADS [159].

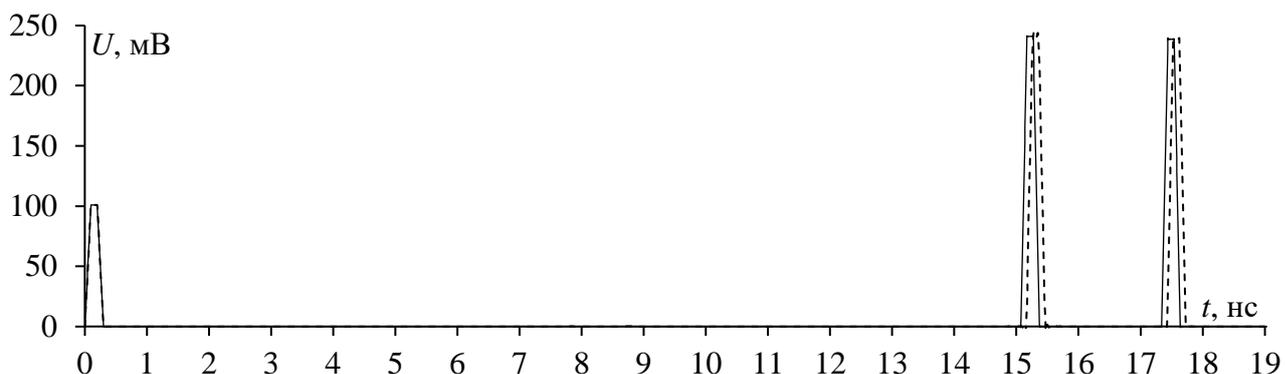


Рисунок 3.6 – Формы напряжения на выходе исходного витка, полученные в ПО TALGAT (—) и ADS (---)

Из рисунка 3.6 видно, что СКИ раскладывается на последовательность из трех импульсов. Полученные U_{\max} и задержки нечетной (t_o) и четной мод (t_e) импульсов в разрабатываемой ПО TALGAT составили 242 мВ, 15,13 нс и 17,39 нс соответственно, а в ADS – 244 мВ, 15,15 нс и 17,42 нс соответственно. Ослабление СКИ (относительно $E/2$), вычисленное в ПО TALGAT и ADS составило 2,07 и 2,05 раза соответственно. Видно, что значения характеристик незначительно отличаются, в зависимости от используемого ПО. Получена хорошая согласованность результатов. Дополнительно вычислены коэффициенты ёмкостной, индуктивной и электромагнитной связи, вычисленные по выражению [229, 230]:

$$K_C = \frac{-C_{12}}{C_{11}}, K_L = \frac{L_{12}}{L_{11}}, k = \left(1 - \sqrt{\frac{(1-K_L)(1-K_C)}{(1+K_L)(1+K_C)}} \right) \left(1 - \sqrt{\frac{(1-K_L)(1-K_C)}{(1+K_L)(1+K_C)}} \right)^{-1}. \quad (3.7)$$

Коэффициенты ёмкостной, индуктивной и электромагнитной связи составили: $K_C=0,326$, $K_L=0,446$, $k=0,388$ соответственно.

Далее рассмотрен исходный виток (с исходными параметрами поперечного сечения), свернутый в неосновные 2 витка и 1 полувиток. Эта структура далее будет называться свернутым витком. Параметры поперечного сечения свернутого витка такие же, как у исходного. Схема соединения такой структуры представлена на рисунке 3.7, где s_1, s_2, s_3, s_4, s_5 – расстояния между двумя свернутыми проводниками, равные 12 мм, $s_{n1}, s_{n2}, s_{n3}, s_{n4}$ – расстояния между двумя парами проводников, также равные 12 мм, а $l=20$ см. Эти обозначения введены для наглядной демонстрации их на схеме (если представить схему, как вид сверху на исследуемую структуру). Кроме того, на схеме для ясности выделены неосновные витки и полувиток. Эти геометрические параметры свернутого витка меандровой МПЛ далее будут называться исходными.

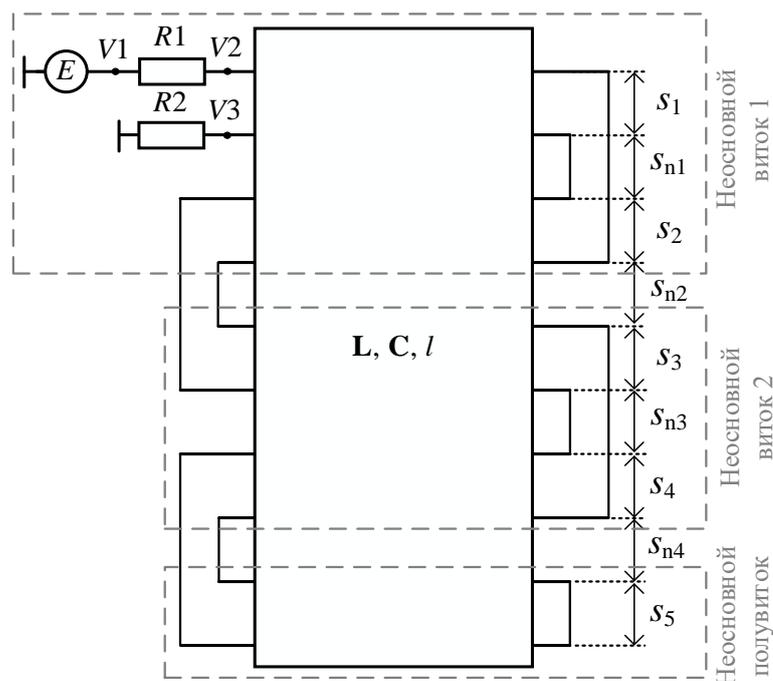


Рисунок 3.7 – Схема соединения свернутого витка меандровой МПЛ

На рисунке 3.8 приведена форма напряжения на выходе свернутого витка меандровой МПЛ (в узле $V3$ на рисунке 3.7).

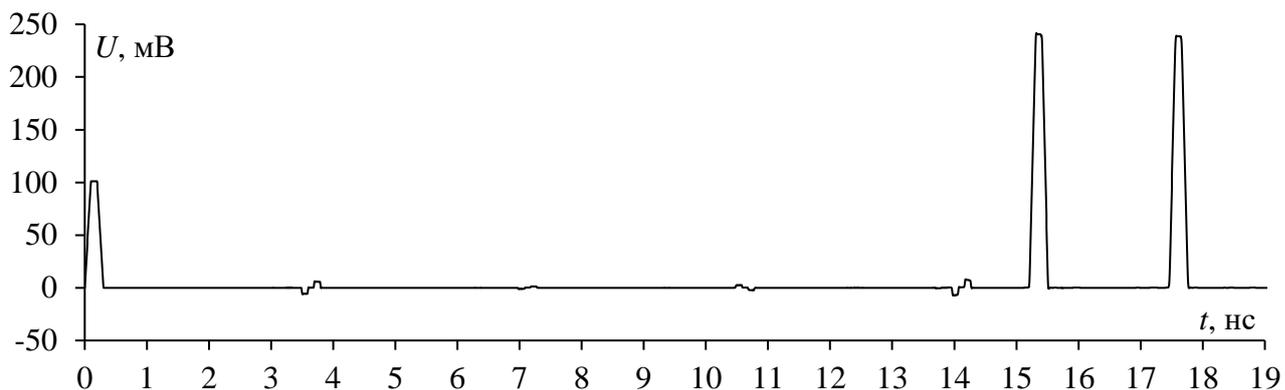


Рисунок 3.8 – Форма напряжения на выходе свернутого витка меандровой МПЛ

Из рисунка 3.8 видно, что СКИ также раскладывается на последовательность из трех импульсов. Ослабление (относительно $E/2$) составило 2,1 раза. Также видно, что в диапазоне 1–15 нс, между первым и вторым импульсами, появляются импульсы малой амплитуды не более 10 мВ, которые являются отражениями от изгибов (перемычек) между проводниками (далее они будут называться отражениями).

Выполнен анализ влияния изменения отдельно каждого параметра s_{n1} , s_{n2} , s_{n3} и s_{n4} на форму напряжения в узле $V4$ при исходных параметрах поперечного сечения свернутого витка. Полученные формы напряжения на выходе свернутого витка при крайних значениях s_{n1} – s_{n4} представлены на рисунках 3.9 – 3.12. Отметим, что при изменении s_{n1} – s_{n4} другие геометрические параметры приняты исходными и фиксированы. Также в таблицу 3.3 сведены зависимости U_{\max} от изменения отдельно каждого параметра s_{n1} – s_{n4} во всем диапазоне.

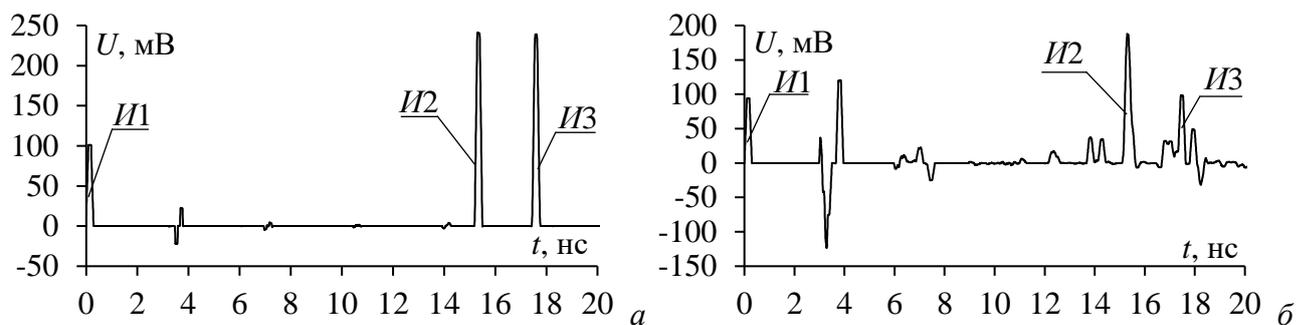


Рисунок 3.9 – Формы напряжения на выходе свернутого витка
с $s_{n2}=s_{n3}=s_{n4}=12$ мм при $s_{n1}=6$ (а) и $0,1$ (б) мм

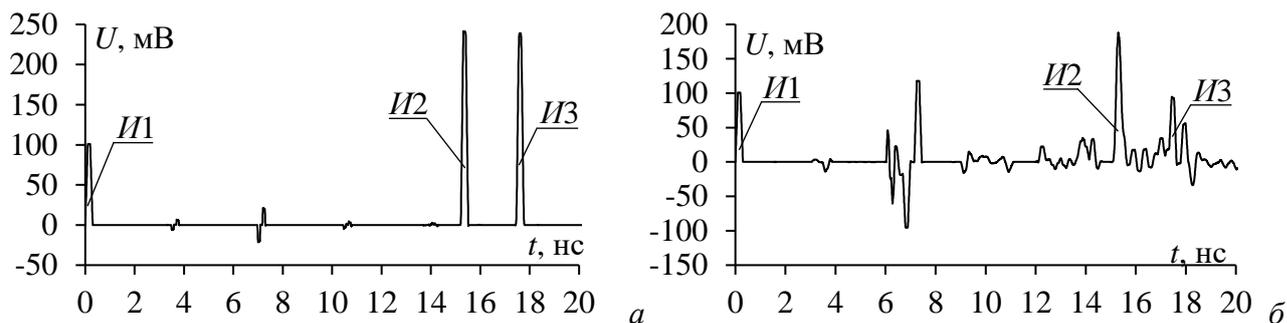


Рисунок 3.10 – Формы напряжения на выходе свернутого витка
с $s_{n1}=s_{n3}=s_{n4}=12$ мм при $s_{n2}=6$ (а) и $0,1$ (б) мм

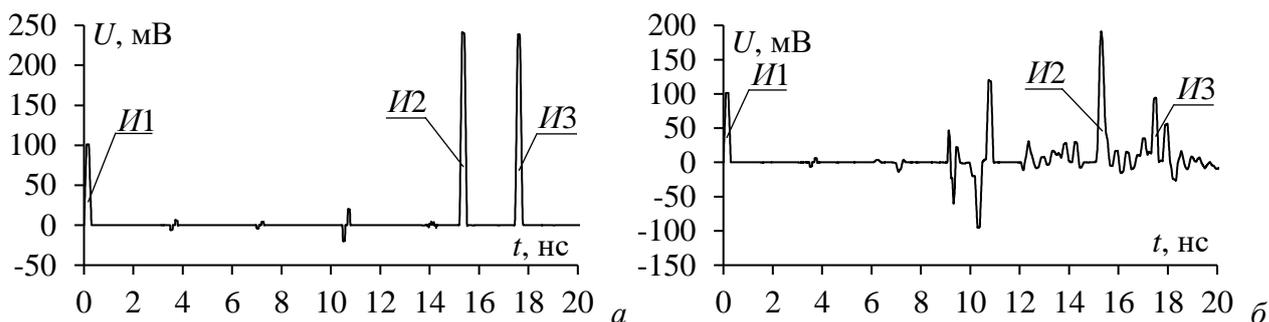


Рисунок 3.11 – Формы напряжения на выходе свернутого витка
с $s_{n1}=s_{n2}=s_{n4}=12$ мм при $s_{n3}=6$ (а) и $0,1$ (б) мм

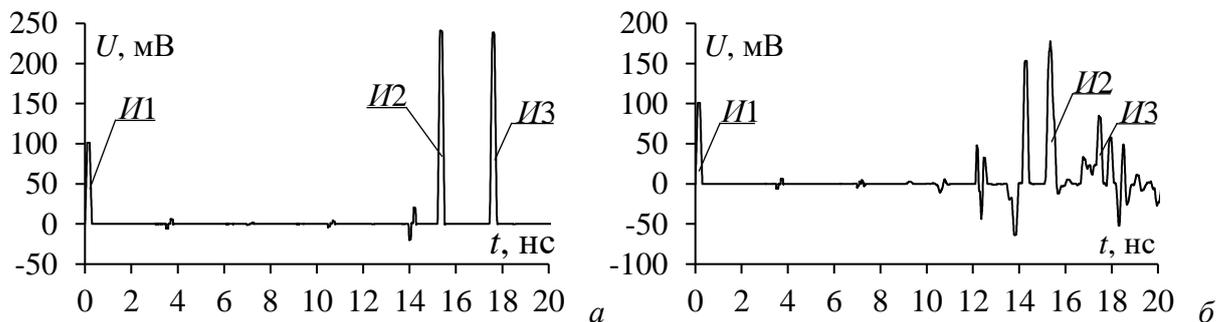


Рисунок 3.12 – Формы напряжения на выходе свернутого витка
с $s_{n1}=s_{n2}=s_{n3}=12$ мм при $s_{n4}=6$ (а) и $0,1$ (б) мм

Из рисунков 3.9–3.12 видно, что при отдельном уменьшении каждого параметра (в зависимости от s_n), увеличивается амплитуда отражений в различных временных диапазонах. Так, например, при $s_{n2}=s_{n3}=s_{n4}=12$ мм и $s_{n1}=0,1$ мм увеличивается амплитуда отражений в диапазоне 3–4 нс, при $s_{n1}=s_{n3}=s_{n4}=12$ мм и $s_{n2}=0,1$ мм – в диапазоне 6–7,5 нс, при $s_{n1}=s_{n2}=s_{n4}=12$ мм

и $s_{n3}=0,1$ мм – в диапазоне 9–11 нс, а при $s_{n1}=s_{n2}=s_{n3}=12$ мм и $s_{n4}=0,1$ мм – в диапазоне 12–14,5 нс. Кроме того, при уменьшении значений $s_{n1}-s_{n4}$ увеличивается влияние отражений на импульсы разложения. При малых значениях $s_{n1}-s_{n4}$ отражения накладываются на основные 2 импульса разложения (*И2*, *И3*) в диапазоне 15–18 нс. Например, при уменьшении s_{n4} амплитуда *И2* уменьшается с 241 мВ до 180 мВ, а *И3* – с 239 мВ до 79 мВ. Амплитуда отражений по модулю не превышает 120 мВ при малых значениях $s_{n1}-s_{n4}$. Вследствие наложения импульсов разной полярности уменьшается U_{\max} , а максимальное ослабление (относительно $E/2$) составляет 4,9 раза. Более детальная зависимость U_{\max} от изменения по отдельности каждого параметра $s_{n1}-s_{n4}$ представлена в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Полученные U_{\max} (мВ) при изменении отдельно каждого параметра $s_{n1}, s_{n2}, s_{n3}, s_{n4}$

s_n , мм	0,1	0,2	0,4	0,8	1,5	3	6
1	188	214,1	229,4	237,4	242	241,2	241,2
2	187,9	215,4	230	237,4	244	241,5	241,7
3	191,4	216,5	231	237,4	244	241,5	241,7
4	177,5	201,8	224,5	236,3	241	241,1	241,2

Теперь рассмотрим случай, когда $s_{n1}-s_{n4}$ изменяются одновременно (в этом случае $s_{n1}-s_{n4}$ будем обозначать, как s_n). Полученные формы напряжения на выходе свернутого витка при одновременном изменении s_n представлены на рисунке 3.13.

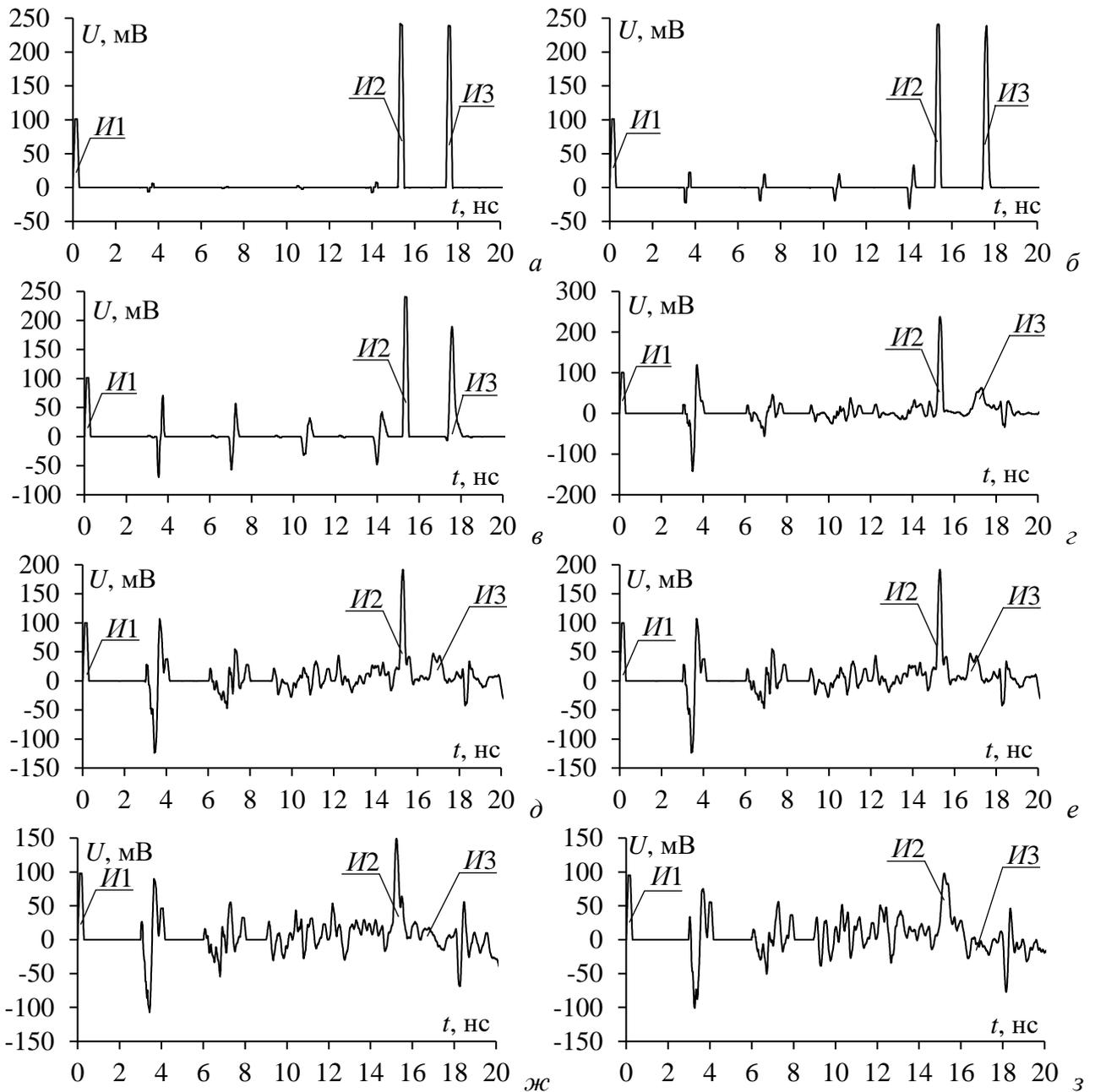


Рисунок 3.13 – Формы напряжения на выходе свернутого витка при $s_n=12$ (а), 6 (б), 3 (в), 1,5 (г), 0,8 (д), 0,4 (е), 0,2 (ж) и 0,1 (з) мм

Из рисунка 3.13 видно, что уменьшение s_n приводит к одновременному увеличению амплитуды отражений во всем временном диапазоне и значительному искажению формы импульсов разложения. Однако при этом ослабление (относительно $E/2$) уже составляет 5 раз. К тому же, за счет такого сворачивания линии и уменьшения s_n ее конечные габариты уменьшаются до $5,7 \times 200 \text{ мм}^2$, когда как у витка на рисунке 2.1б они составляют $2,5 \times 1000 \text{ мм}^2$.

По выражению (3.7) вычислены K_C , K_L и k между соседними проводниками неосновного полувитка для каждого значения s_n и сведены в таблицу 3.4. Из таблицы видно, что при уменьшении s_n от 12 до 0,1 мм значение K_C возрастает в 388,2 раза, K_L – в 174 раза, а k – в 231,9 раза.

Таблица 3.4 – Вычисленные значения коэффициентов K_C , K_L и k в неосновном полувитке

s_n , мм	12	6	3	1,5	0,8	0,4	0,2	0,1
K_C	0,000717	0,000566	0,000139	0,003	0,026	0,094	0,186	0,278
K_L	0,00194	0,00621	0,0195	0,026	0,069	0,149	0,243	0,338
k	0,00133	0,00339	0,0098	0,015	0,048	0,121	0,215	0,308

Также в таблице 3.5 приведены K_C , K_L и k между соседними проводниками основного витка для каждого значения s_n . Из таблицы видно, что при уменьшении s_n от 12 до 0,1 мм значение K_C уменьшается на 9,9%, K_L на 15,5% и k на 13,2%.

Таблица 3.5 – Вычисленные значения коэффициентов K_C , K_L и k в основном витке

s_n , мм	12	6	3	1,5	0,8	0,4	0,2	0,1
K_C	0,333	0,331	0,330	0,329	0,329	0,325	0,316	0,303
K_L	0,454	0,454	0,454	0,454	0,450	0,438	0,418	0,393
k	0,395	0,394	0,394	0,393	0,391	0,383	0,368	0,349

Для оценки вероятности возникновения поражающих факторов при изменении $s_{n1}-s_{n4}$ использованы N -нормы (таблица 1.1). Сначала выполнено сравнение полученных N -норм в тракте без исследуемой линии (при $E/2$), на выходе исходного (рисунок 2.1б) и свернутого (рисунок 3.7) витков при $s_{n1}-s_{n4}=12$ мм. Результаты представлены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Полученные N -нормы в тракте 50 Ом без линии, на выходе исходного и свернутого витков при $s_{n1}-s_{n4}=12$ мм

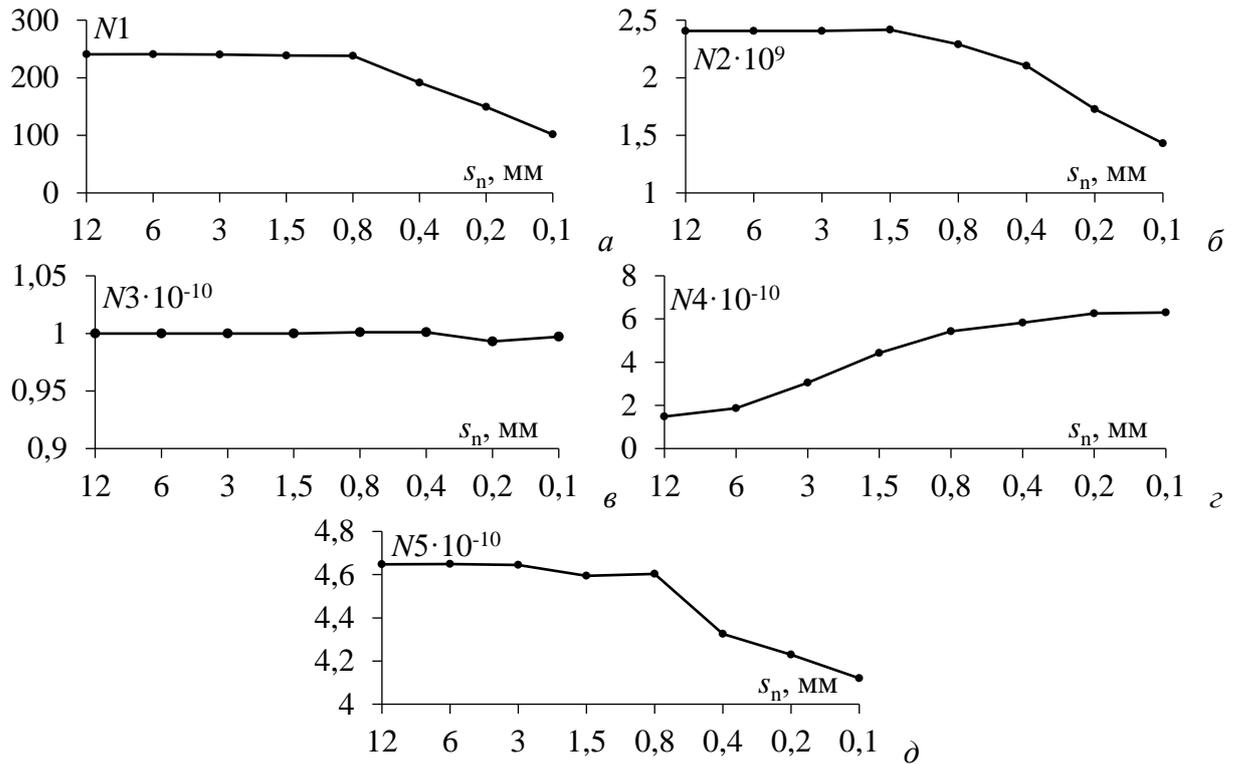
Структура	$N1$	$N2 \cdot 10^9$	$N3 \cdot 10^{-10}$	$N4 \cdot 10^{-10}$	$N5 \cdot 10^{-6}$
Тракт 50 Ом без линии	500	5	5	1,0003	6,457
Исходный виток	241	2,406	1	1,373	4,653
Свернутый виток ($s_{n1}-s_{n4}=12$ мм)	241	2,407	1	1,481	4,648

Видно, что в исходном витке нормы $N1$ и $N2$ уменьшаются в 2,08 раза, тем самым значительно уменьшая вероятность возникновения электрического пробоя и дугового разряда. Норма $N3$ уменьшилась в 5 раз, что многократно уменьшает вероятность диэлектрического пробоя. Однако норма $N4$ увеличилась на 37%, что увеличивает вероятность повреждения оборудования из-за общей энергии импульса. Рост нормы $N4$ обусловлен ее спецификой, в результате которой учитываются и импульсы с отрицательной полярностью. Норма $N5$ уменьшилась на 39%, что уменьшает вероятность выгорания компонента. Отклонения норм $N1$ – $N3$ и $N5$ в свернутом витке относительно исходного составляют не более 1,5%, а $N4$ –7,86%.

Теперь рассмотрено влияние изменения s_n (одновременное изменение значений $s_{n1}-s_{n4}$) на N -нормы. Зависимости N -норм от s_n представлены в таблице 3.7 и на рисунке 3.14.

Таблица 3.7 – Зависимости N -норм от s_n

s_n , мм	$N1$	$N2 \cdot 10^9$	$N3 \cdot 10^{-9}$	$N4 \cdot 10^{-10}$	$N5 \cdot 10^{-6}$
12	241	2,407	1	1,481	4,648
6	241	2,407	1	1,861	4,649
3	241	2,406	1	3,054	4,645
1,5	239	2,417	1	4,429	4,595
0,8	238	2,289	1,001	5,431	4,604
0,4	192	2,105	1,001	5,827	4,326
0,2	149	1,728	0,993	6,257	4,23
0,1	101	1,431	0,997	6,3	4,12

Рисунок 3.14 – Зависимость $N1$ (а), $N2$ (б), $N3$ (в), $N4$ (г) и $N5$ (д) от изменения s_n

Видно, что норма $N1$ до $s_n=0,8$ мм практически не изменяется, а при дальнейшем уменьшении заметно уменьшается в 2,34 раза. При уменьшении s_n до 0,1 мм значение нормы $N2$ уменьшается в 1,7 раза. Максимальное значение $N3$ практически не изменяется при уменьшении s_n . Норма $N4$ увеличивается в 4,3 раза. Норма $N5$ так же, как $N1$, до $s_n=0,8$ мм практически не изменяется, а после уменьшается в 1,128 раза. На рисунке 1.78 представлены формы напряжения на выходе свернутого витка с исходными геометрическими параметрами и $s_n=0,1$ мм, при которых получено максимальное ослабление, полученные в САПР ADS и EMPro с учетом потерь и без них.

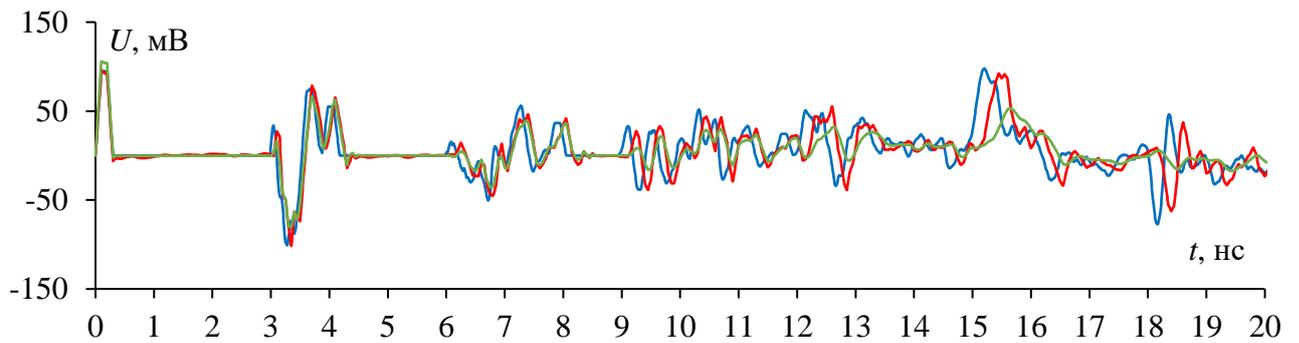


Рисунок 3.15 – Формы напряжения на выходе свернутого витка, полученные в САПР ADS (–) и EMPro без потерь (–) и с потерями (–)

Видно, что амплитуда на выходе свернутого витка определяется импульсом отрицательной полярности. Его значения, полученные в САПР ADS и САПР EMPro с учетом потерь и без них, составили минус 101, 106 и 102 мВ соответственно, а ослабление (относительно $E/2$) – 3,98, 4,93 и 4,95 раза соответственно. Результаты, полученные в разных САПР, несколько отличаются качественно. Это обусловлено тем, что в их основе лежат разные численные методы и подходы к моделированию. Между тем количественное согласование результатов приемлемо. Кроме того, уменьшена площадь конечной структуры: при $s_n=0,1$ мм она составила $11,4 \text{ см}^2$, что в 2,2 раза меньше площади исходного несвернутого витка меандровой МПЛ на рисунке 2.1б.

Важным аспектом в линиях передачи является анализ скорости передачи данных, поэтому необходимо рассмотреть искажение полезного сигнала в свернутом витке. Выбор скорости передачи данных должен соответствовать полосе пропускания структуры. Поэтому на рисунке 3.16 представлена частотная зависимость $|S_{21}|$ для свернутого витка меандровой МПЛ с исходными параметрами и $s_n=0,1$ мм, полученная в ходе электродинамического моделирования в САПР EMPro.

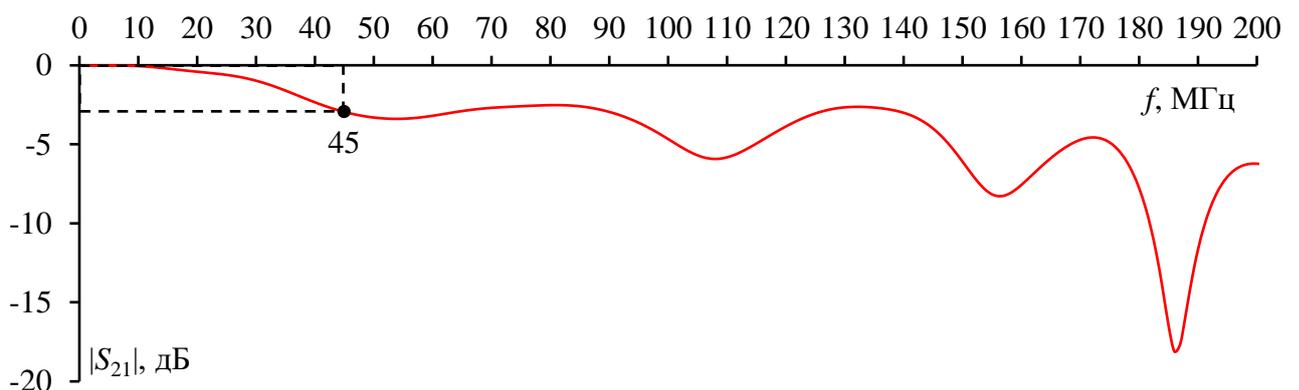


Рисунок 3.16 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ до 200 МГц полученная в ходе электродинамического моделирования с учетом потерь

Из зависимости на рисунке 3.16 найдена частота среза 45 МГц. Тогда для анализа использован источник псевдослучайной двоичной последовательности (PRBS) из 10000 бит со скоростью передачи данных 50 Мбит/с. Также дополнительно рассмотрена скорость передачи

данных 100 Мбит/с. На рисунке 3.17 представлены зависимости значений фазового отклонения (ФО), высоты и ширины глаза, амплитудного шума и соотношения сигнал/шум от s_n свернутого витка.

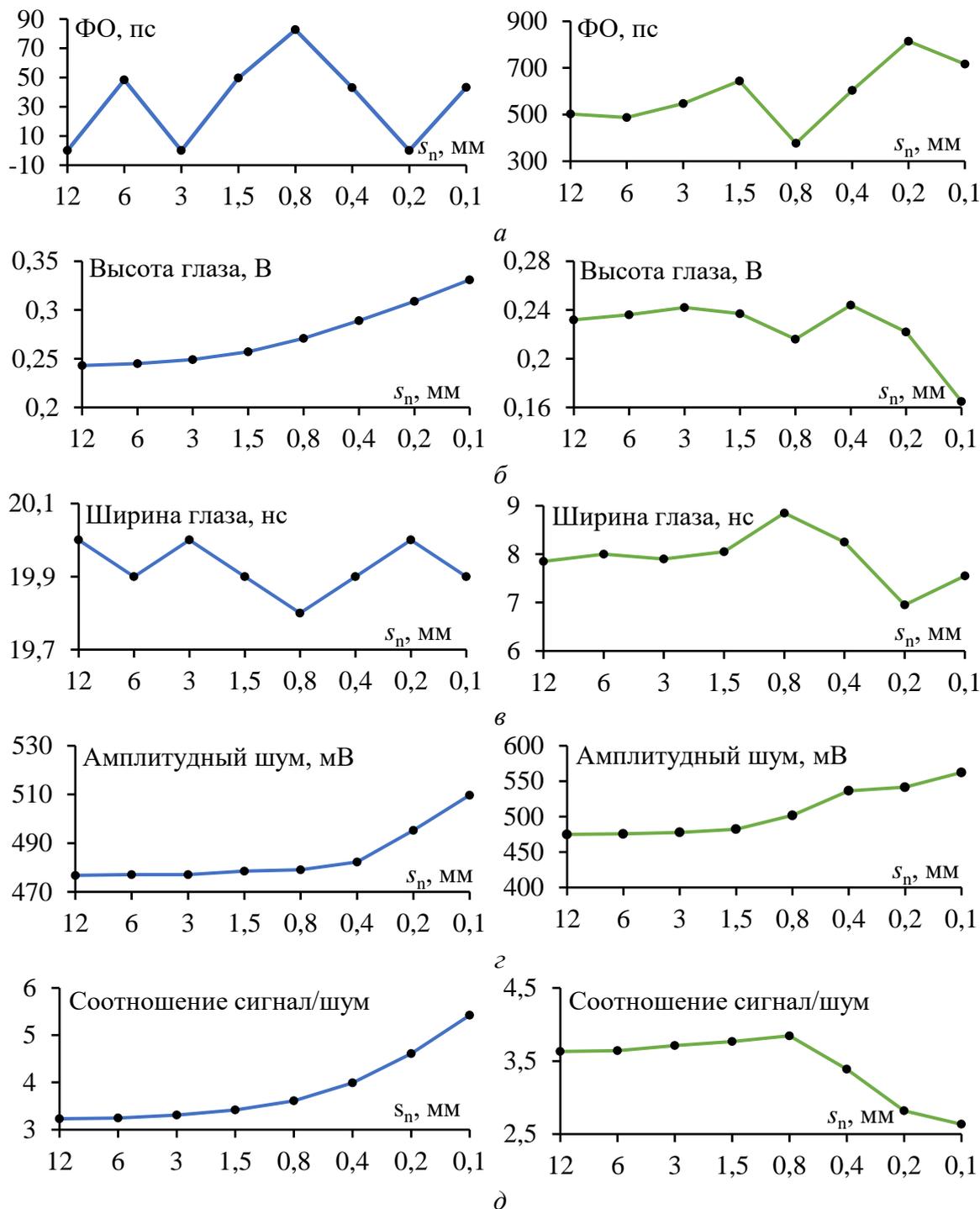


Рисунок 3.17 – Зависимости основных параметров целостности полезного сигнала (фазовое отклонение (а), высота (б) и ширина (в) глаза, амплитудный шум (з) и отношение сигнал–шум (д)) от s_n при битрейтах 50 (слева) и 100 (справа) Мбит/с

Видно, что при битрейте 50 Мбит/с зависимость джиттера нелинейная. Его максимальное значение составляет 82 пс при $s_n=0,8$ мм, а минимальное – менее 1 пс при $s_n=12, 3$ и $0,2$ мм. При битрейте 100 Мбит/с максимальное значение составило 814 пс при $s_n=0,2$ мм, а минимальное –

376 пс при $s_n=0,8$ мм. Наибольшее влияние s_n оказывает на амплитудный шум. В результате для битрейта 50 Мбит/с отношение сигнал/шум увеличивается с 3,2 до 5,4. Для битрейта 100 Мбит/с при уменьшении s_n до 0,8 мм сигнал/шум незначительно увеличивается до 3,8 (максимальное значение во всем диапазоне s_n), а после уменьшается до 2,6 при $s_n=0,1$ мм. Для наглядности на рисунках 3.18 и 3.19 показаны глазковые диаграммы. Цвет указывает на количество пересечений сегмента в плоскости время-напряжение. Синие области – малое количество пересечений, а красные – большое. Во всех исследованных случаях глаз остается открытым, поэтому вероятность возникновения битовых ошибок низка. Во время моделирования вычислены контуры постоянной вероятности ошибки и добавлены к глазковым диаграммам в виде BER контура.

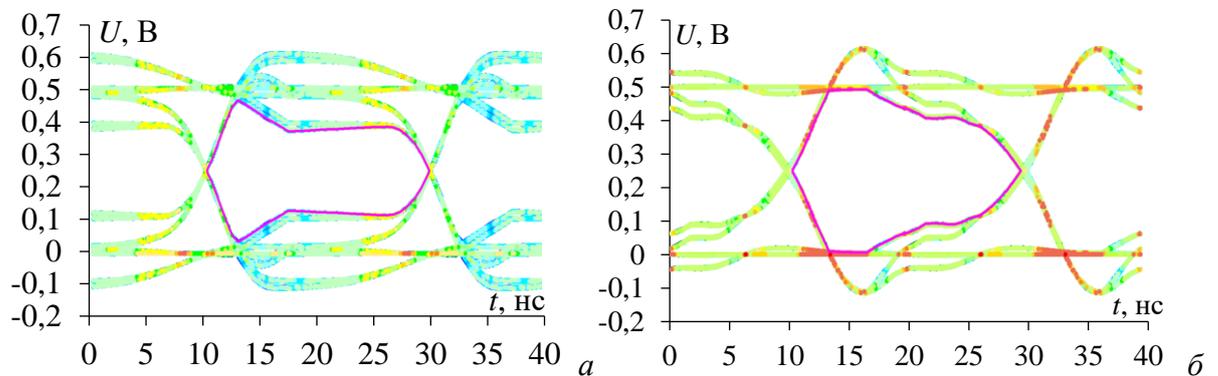


Рисунок 3.18 – Глазковые диаграммы свернутого витка при $s_n=12$ (а), 0,1 мм (б) и битрейте 50 Мбит/с

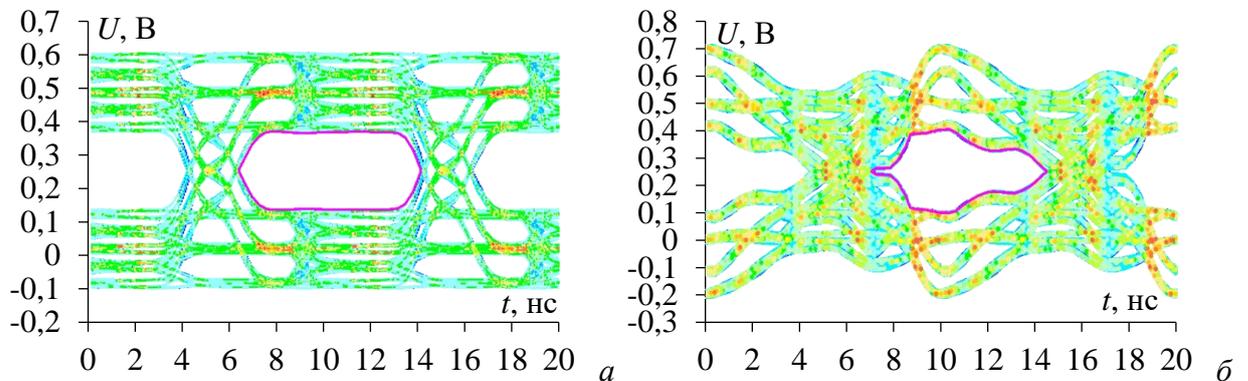


Рисунок 3.19 – Глазковые диаграммы свернутого витка при $s_n=12$ мм (а), 0,1 мм (б) и битрейте 100 Мбит/с

На основании полученных результатов, можно определить потенциальную область применения свернутого витка. Так как полоса пропускания свернутого витка при $s_n=0,1$ мм составила 45 МГц, то он может использоваться для передачи данных в различных интерфейсах, например совместно с PLL1707 [231] (Texas Instruments), который представляет собой многоблочный генератор с фазовой блокировкой (PLL). Его общий джиттер составляет 50 пс при тактовой частоте 27 МГц, что обеспечит исследуемый свернутый виток.

Таким образом выполнен анализ разложения СКИ в свернутом витке меандровой МПЛ при изменении $s_{n1}, s_{n2}, s_{n3}, s_{n4}$ как по отдельности, так и одновременно. Выявлено, что уменьшение s_n усиливает влияние искажений на импульсы разложения и уменьшает U_{max} . В результате анализа N -норм выявлено, что уменьшение s_n приводит к уменьшению вероятностей электрического пробоя, дугового разряда и выгорания компонента. При этом вероятность пробоя диэлектрика не изменяется, а вероятность повреждения компонента из-за общей энергии импульса увеличивается. Максимальное ослабление в трёх разных ПО составило соответственно 3,98, 4,93 и 4,95 раза. Получено приемлемое качественное и количественное согласование результатов. Кроме того, сворачивание витка меандровой МПЛ позволило уменьшить площадь конечной структуры в 2,2 раза при $s_n=0,1$ мм.

3.3 Сворачивание витка с двумя пассивными проводниками в витки с усиленной связью

Для исследований выбрана структура из п. 3.1 со схемой соединений из рисунка 3.1б. Внутренние сопротивления генератора, приемника и нагрузки на концах пассивных проводников ($R1-R6$ на рисунке 3.1б) приняты по 50 Ом. Воздействие такое же, как в п. 3.1. Далее эта линия будет называться структурой 1. В результате оптимизации эвристическим поиском по критериям выполнения условий (3.1)–(3.5) и минимизации амплитуды СКИ были найдены следующие ее параметры, близкие к технологическим возможностям изготовителей печатных плат: $w_1=200$ мкм, $w_2=300$ мкм, $w_3=1900$ мкм, $w_4=600$ мкм, $t=18$ мкм, $s_1=s_2=s_3=s_4=400$ мкм, $h=450$ мкм, $\epsilon_r=10,2$ и $l=1,6$ м. Далее эти параметры будут называться исходными. На рисунке 3 представлена форма напряжения на выходе структуры 1 с оптимальными параметрами.

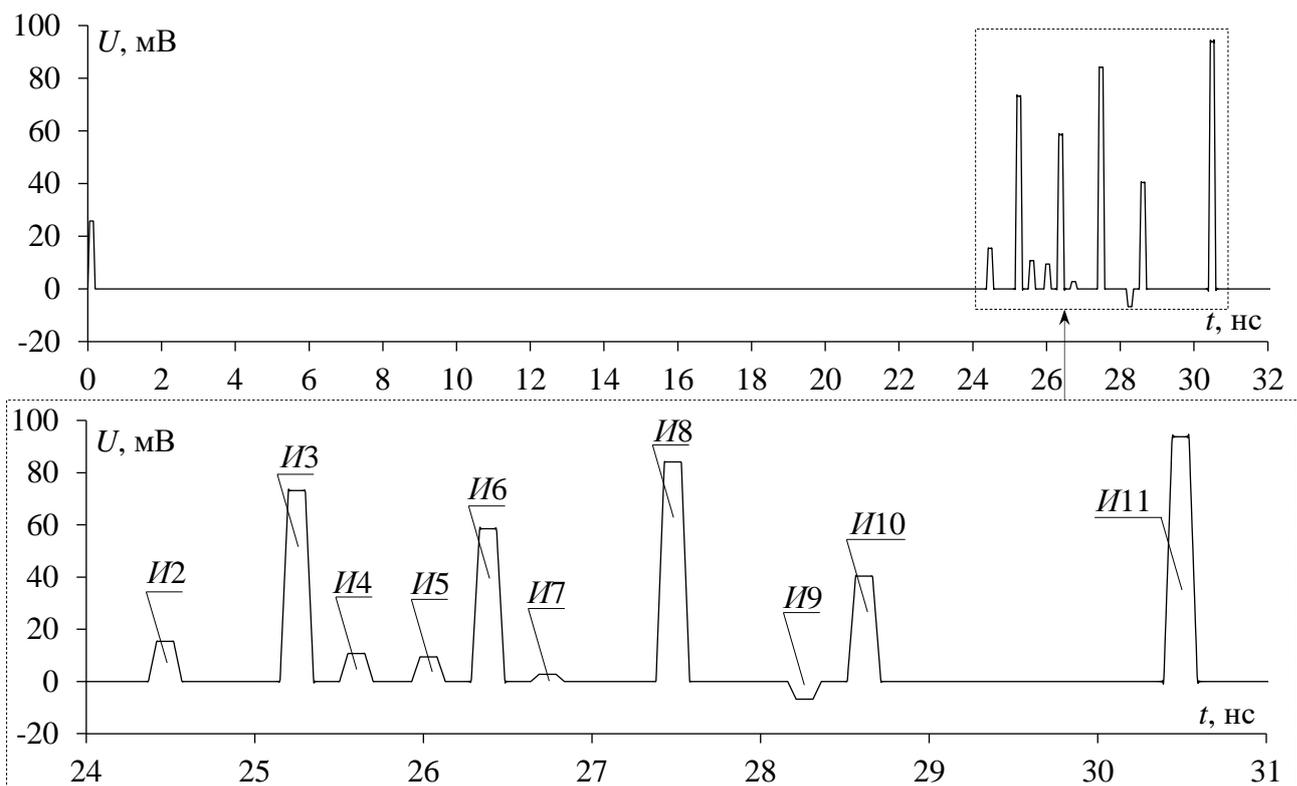


Рисунок 3.20 – Форма напряжения на выходе структуры 1

Из рисунка 3.20 видно, что СКИ на выходе структуры 1 представлен последовательностью из 11 импульсов ($И1$ – $И11$), каждый из которых (после $И1$) приходит не раньше предыдущего. Их задержки рассчитаны путем подстановки погонных задержек мод и l в приведенные выражения в п. 3.1: $t_{И2}=24,37$, $t_{И3}=25,15$, $t_{И4}=25,93$, $t_{И5}=25,5$, $t_{И6}=26,28$, $t_{И7}=26,64$, $t_{И8}=27,38$, $t_{И9}=28,16$, $t_{И10}=28,51$, и $t_{И11}=30,39$ нс. Максимальное ослабление СКИ составило 5,45 раза.

Длина структуры 1 ($l=1,6$ м) велика для использования в современных РЭС. В связи с этим виток меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками может быть свернут в несколько неосновных витков, аналогично п. 3.2. Такое сворачивание приводит к образованию связи между проводниками неосновных витков. Тогда между основными импульсами разложения могут возникать отражения, которые по-разному влияют на амплитуду и форму напряжения на выходе структуры, как это показано в п. 3.2. Для уменьшения этих отражений необходимо увеличить расстояние между неосновными витками. Между тем в п. 3.2 показано, что усиленная связь между неосновными витками приводит к дополнительному ослаблению СКИ [228]. Однако это явление не исследовано детально, а импульсы, названные выше отражениями, не были определены. Для этого выполнен предварительный анализ свернутой структуры 1 с исходными параметрами. Проанализированы два варианта такой свернутой структуры (структуры 2 и 3). Их схемы соединений представлены на рисунке 3.21, где s_n – расстояние между неосновными полувитками (если представить схемы соединений, как вид сверху на структуру).

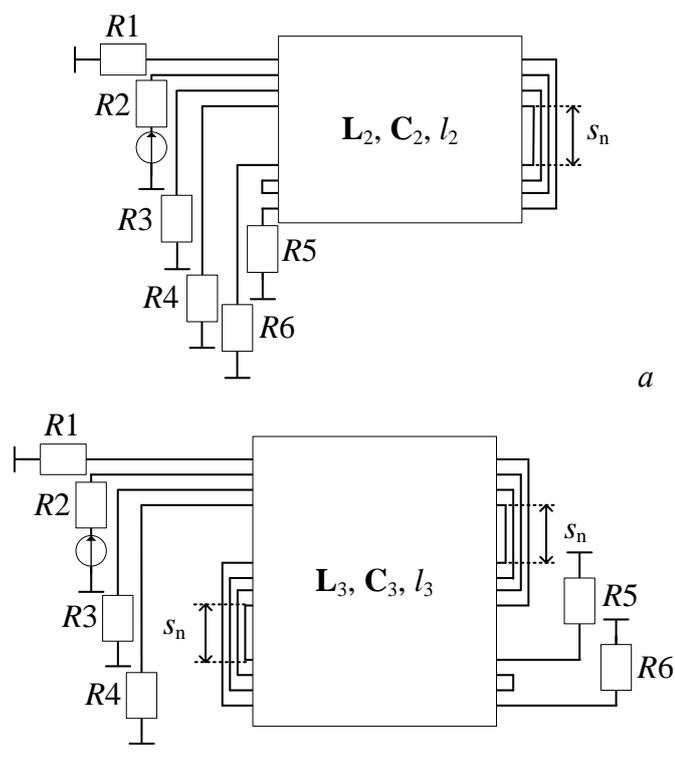


Рисунок 3.21 – Схемы соединений структур 2 (а) и 3 (б)

Для упрощения анализа временного отклика длина структур 1, 2 и 3 принята равной 10, 5 и 3,33 м соответственно (структуры 2 и 3 меньше по длине в 2 и 3 раза соответственно, поскольку они свернуты в неосновные 2 и 3 витка). В этом случае задержки основных импульсов (до которых по временной оси приходит только перекрестная помеха в структуре 1, поскольку она не свернута) в структурах 2 и 3 будут в том же временном диапазоне, что и в структуре 1, а остальные импульсы, вызванные отражениями, будут приходить раньше них. Исходная длина 10 м несвернутой структуры (структуры 1) принята такой для обеспечения больших задержек основных импульсов и исключения их наложения друг на друга, что позволит детальнее оценить форму напряжения. На рисунке 3.22 показаны формы напряжения на их выходе при $s_n=1$ мм.

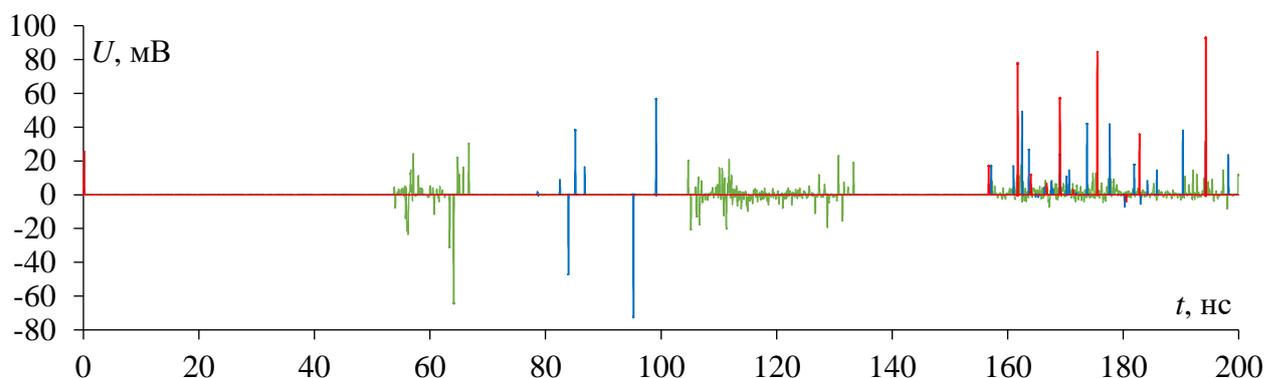


Рисунок 3.22 – Формы напряжения на выходе структур 1 (—), 2 (—), и 3 (—) при $s_n=1$ мм

Из рисунка 3.22 видно, что СКИ в структурах 2 и 3 раскладывается на 2 и 3 группы импульсов соответственно. При этом количество импульсов увеличивается с увеличением количества неосновных витков. Это связано с тем, что при сворачивании структуры 1

увеличивается количество связей из-за увеличения количества проводников в поперечном сечении. В результате увеличивается количество мод и, соответственно, дополнительных импульсов.

Подробно рассмотрена форма напряжения на выходе структуры 2 (рисунок 3.23). Задержки импульсов разложения на рисунке 3.23 определяются как: $t_{И1}=0$, $t_{И2}=2l\tau_1$, $t_{И3}=2l\tau_2$, $t_{И4}=2l\tau_3$, $t_{И5}=2l\tau_4$, $t_{И6}=2l\tau_5$, $t_{И7}=2l\tau_6$, $t_{И8}=2l\tau_7$, $t_{И9}=2l\tau_8$, $t_{И10}=4l\tau_1$, $t_{И11}=2l(\tau_1+\tau_2)$, $t_{И12}=4l\tau_2$, $t_{И13}=2l(\tau_1+\tau_3)$, $t_{И14}=2l(\tau_2+\tau_3)$, $t_{И15}=2l(\tau_1+\tau_4)$, $t_{И16}=2l(\tau_2+\tau_4)$, $t_{И17}=2l(\tau_1+\tau_5)$, $t_{И18}=2l(\tau_2+\tau_5)$, $t_{И19}=4l\tau_3$, $t_{И20}=2l(\tau_1+\tau_6)$, $t_{И21}=2l(\tau_2+\tau_6)$, $t_{И22}=2l(\tau_3+\tau_4)$, $t_{И23}=2l(\tau_3+\tau_5)$, $t_{И24}=4l\tau_4$, $t_{И25}=2l(\tau_4+\tau_5)$, $t_{И26}=2l(\tau_3+\tau_6)$, $t_{И27}=4l\tau_5$, $t_{И28}=2l(\tau_4+\tau_6)$, $t_{И29}=2l(\tau_5+\tau_6)$, $t_{И30}=4l\tau_6$, $t_{И31}=2l(\tau_1+\tau_7)$, $t_{И32}=2l(\tau_2+\tau_7)$, $t_{И33}=2l(\tau_3+\tau_7)$, $t_{И34}=2l(\tau_1+\tau_8)$, $t_{И35}=2l(\tau_2+\tau_8)$, $t_{И36}=2l(\tau_4+\tau_7)$, $t_{И37}=2l(\tau_5+\tau_7)$, $t_{И38}=2l(\tau_3+\tau_8)$, $t_{И39}=2l(\tau_6+\tau_7)$, $t_{И40}=2l(\tau_4+\tau_8)$, $t_{И41}=2l(\tau_5+\tau_8)$, $t_{И42}=2l(\tau_6+\tau_8)$, $t_{И43}=4l\tau_7$, $t_{И44}=2l(\tau_7+\tau_8)$, $t_{И45}=4l\tau_8$ где l – длина структуры 2. Такая последовательность прихода импульсов справедлива только для исходных параметров и $s_n=1$ мм. Однако даже при изменении этих параметров выражения, определяющие задержки импульсов, останутся прежними, так как погонные задержки учитываются по возрастанию их значений. Из рисунка 3.23 хорошо видно, что на выходе структуры 2 имеется перекрестная помеха и 2 группы импульсов: 1 – из импульсов перекрестных помех неосновного витка, прошедших путь $2l$; 2 – из основных мод, прошедших путь $4l$. При этом некоторые импульсы накладываются друг на друга. Это обусловлено структурой и ее параметрами. Схожий характер разложения наблюдается и для структуры 3.

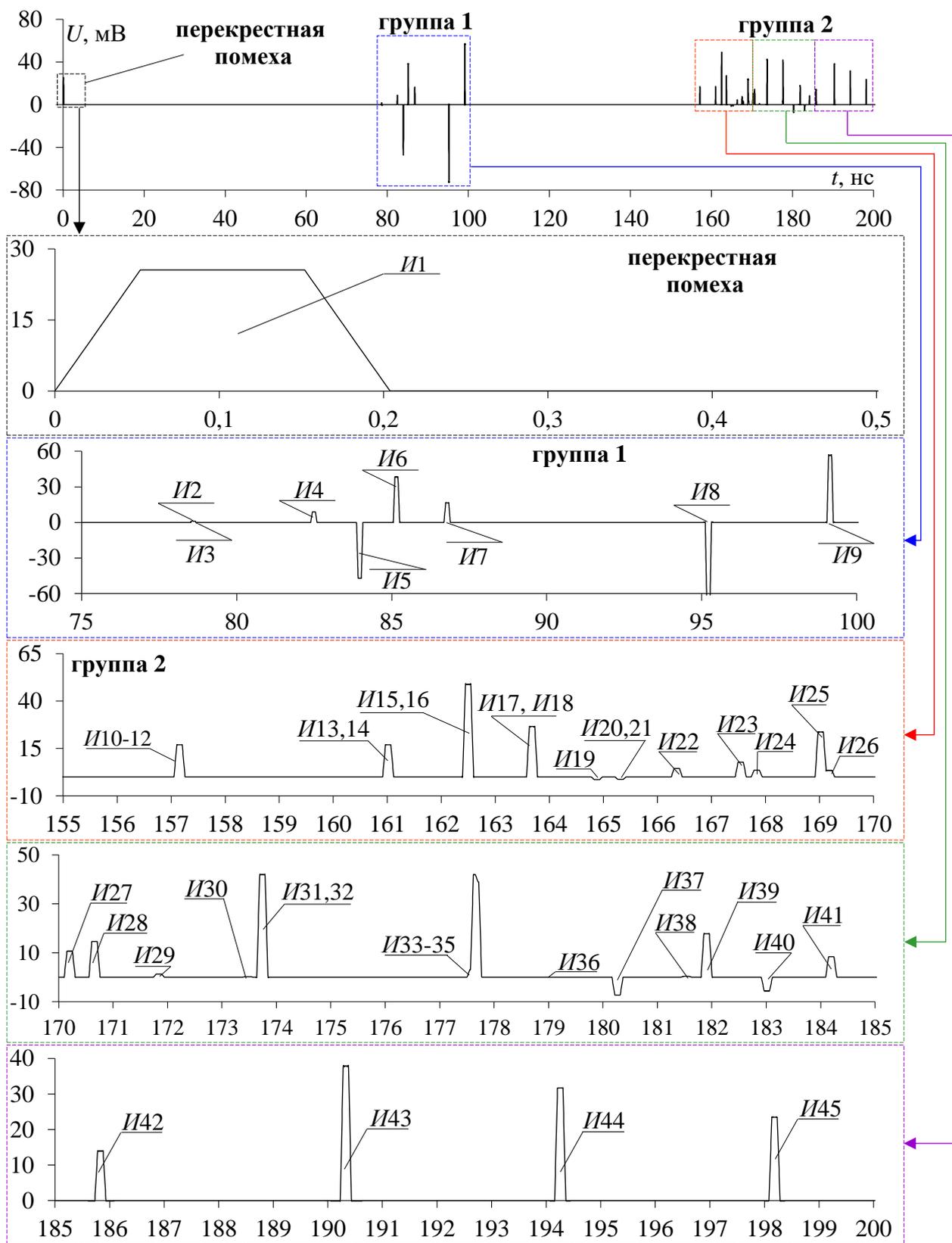


Рисунок 3.23 – Форма напряжения с фрагментами на выходе структуры 2

Для ясности в таблицу 3.8 сведены кратности задержек импульсов длинам в каждой группе импульсов для структур 1–3.

Таблица 3.8 – Кратности задержек импульсов длинам в каждой группе для структур 1–3

Группа импульсов	Структура		
	1	2	3
1	$2l$	$2l$	$2l$
2	–	$4l$	$4l$
3	–	–	$6l$

Из таблицы 3.8, с учетом выбранных длин структур, следует, что все группы импульсов (кроме последней) являются перекрестными помехами (кроме структуры 1, в которой только одна группа основных импульсов разложения). По существу, последняя группа импульсов – это основные импульсы, соответствующие модам структур 2 и 3, и дополнительные, прошедшие пути $4l$ и $6l$ соответственно, а первая и третья – импульсы перекрестных помех от ближнего конца, прошедших пути $2l$ и $4l$, соответственно.

Анализ структуры 2 показал, что первая группа состоит из 8 импульсов, являющихся перекрестными помехами от основных импульсов мод, при этом в ней отсутствуют дополнительные импульсы, что может быть связано с зеркальной симметрией поперечного сечения данной структуры [232]. Вторая группа импульсов представлена 8 основными и 28 дополнительными импульсами. Помимо них на выходе структуры 2 присутствует перекрестная помеха с нулевой задержкой. Таким образом, на выходе структуре 2 всего присутствует 45 импульсов разложения.

В структуре 3 первая группа импульсов состоит из 12 основных импульсов разложения и 66 дополнительных, однако, в отличие от структур 1 и 2, начиная со второй группы импульсов, появляются дополнительные импульсы от дополнительных (определяемые средним арифметическим значением их задержек), что существенно усложняет дальнейший анализ подобных структур. Стоит отметить, что в свернутых структурах помимо положительных импульсов имеется множество отрицательных. Это может быть вызвано наличием перекрестных помех на дальнем конце. Исходя из выполненного анализа становится ясно, какие составляющие присутствуют во временном отклике такой сложной структуры и то, что наличие отражений позволяет увеличить ослабление СКИ. Так, ослабление СКИ при $s_{nv}=1$ мм на выходе структуры 1 составило 2,68 раза, 2 – 3,43 раза, а 3 – 3,86 раза. Таким образом, сворачивание структуры 1 является еще одним значимым ресурсом для ослабления СКИ.

С учетом выполненного анализа структура 1 сначала свернута в 3 неосновных витка. При этом $s_n=5,7$ мм для уменьшения связи между неосновными полувитками, чтобы исключить сильное влияние отражений на основные импульсы и наглядно продемонстрировать их приход, аналогичный тому, что наблюдается в структуре 1. В результате оптимизации параметры поперечного сечения каждой пары из 4 проводников остались исходными, а длина структуры $l=100$ мм. Схема соединений такой структуры (далее будет называться структурой 4) представлена на рисунке 3.24.

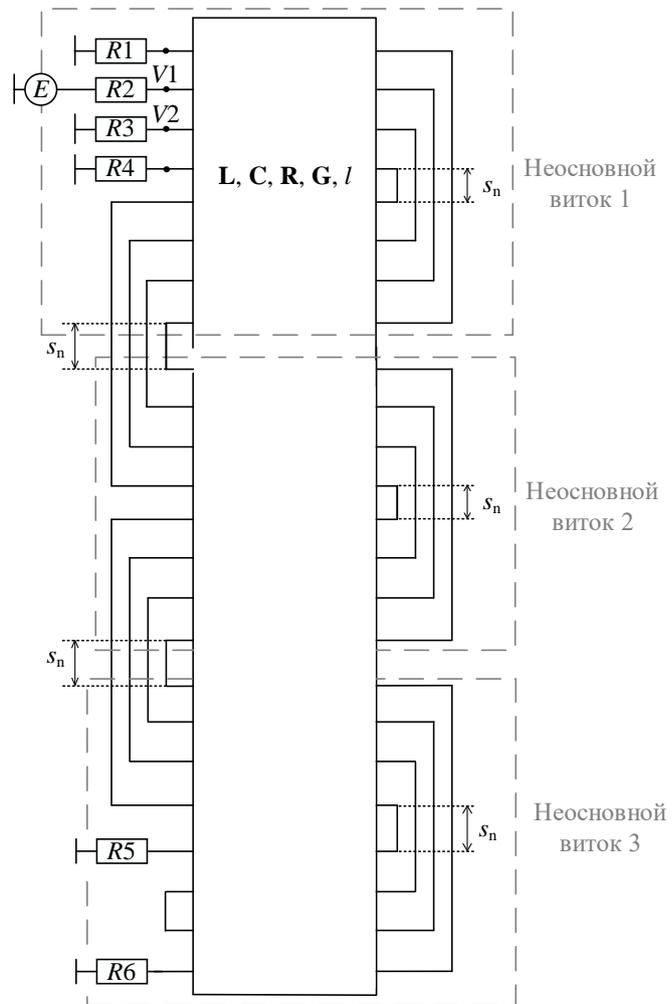


Рисунок 3.24 – Схема соединений структуры 4

На рисунке 3.25 представлены формы напряжения на выходе структур 1 и 4. Воздействие такое же, как использованное выше на рисунке 3.20.

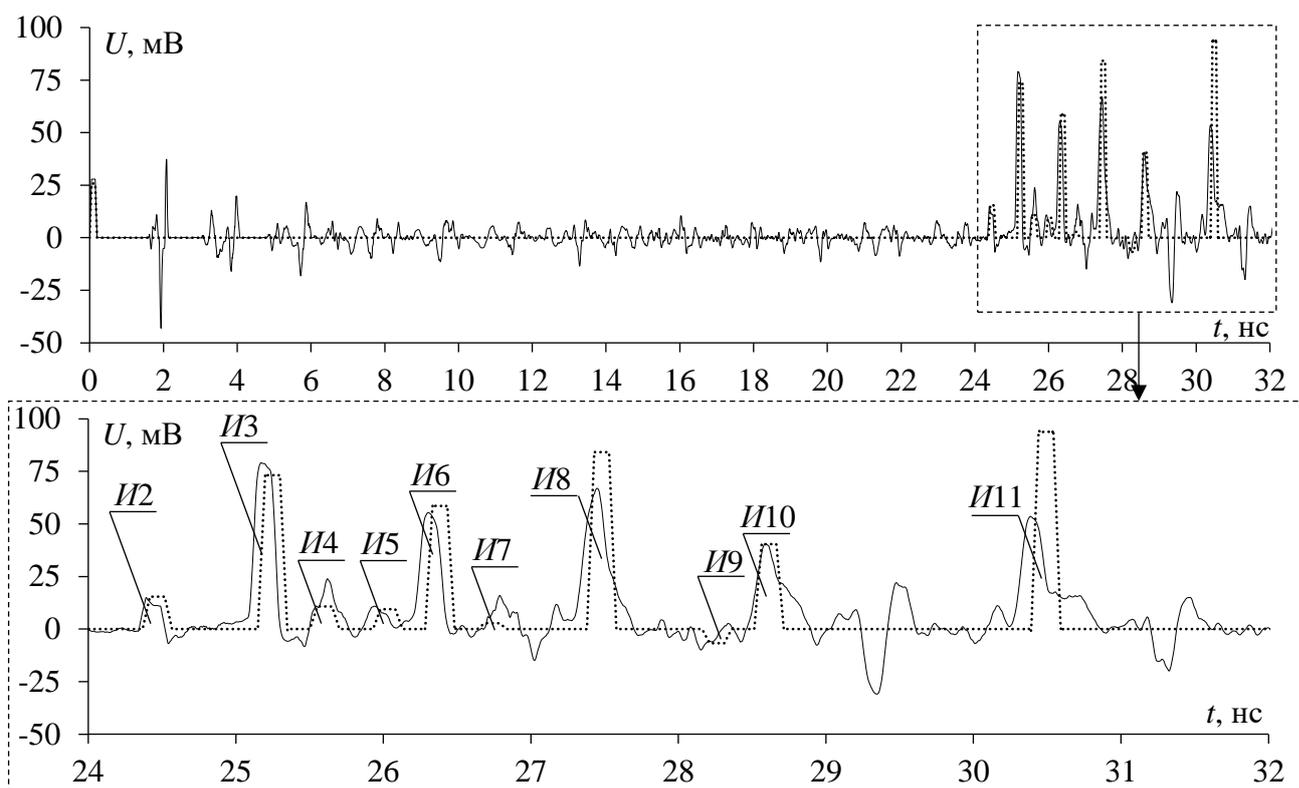


Рисунок 3.25 – Формы напряжения на выходе структур 1 (---) и 4 (—)

Из рисунка 3.25 видно, что СКИ на выходе структуры 4 представлен последовательностью из 11 основных импульсов, амплитуда которых не превышает 87 мВ, а разница задержек основных импульсов разложения в исходной и свернутой линиях не превышает 1,2%. Также наблюдается множество отражений, которые подробно анализировались выше. При этом задержки основных импульсов разложения в структуре 4 аналогичны полученным в структуре 1. Ослабление СКИ в структуре 4 составило 5,75 раза, а 1 – 5,45 раза. Размеры структуры 4 составили $35 \times 100 \text{ мм}^2$, когда как структуры 1 – $5 \times 1000 \text{ мм}^2$.

Наконец, найдено оптимальное значение $s_n=400 \text{ мкм}$, обеспечивающее минимальный уровень амплитуды на выходе структуры 4. С учетом этого также выполнена структурная оптимизация, в результате которой структура 1 свернута в 10 неосновных витков и 1 неосновной полувиток. Такая структура далее будет называться структурой 5. С учетом этого длина и ширина структуры 5 составили 96 и 98 мм соответственно. Выполнено вычисление отклика структуры 5 на заданное воздействие. Для этого и дальнейшего сравнения с результатами, полученными в ходе эксперимента, в качестве воздействия принят оцифрованный импульс с выхода генератора вычислительного комбинированного осциллографа С9-11 (рисунок 3.26). Его параметры: амплитуда э.д.с. – 0,5 В, длительность по уровню 0,1 – 480 пс. Внутренние сопротивления генератора и приемника приняты равными по 50 Ом.

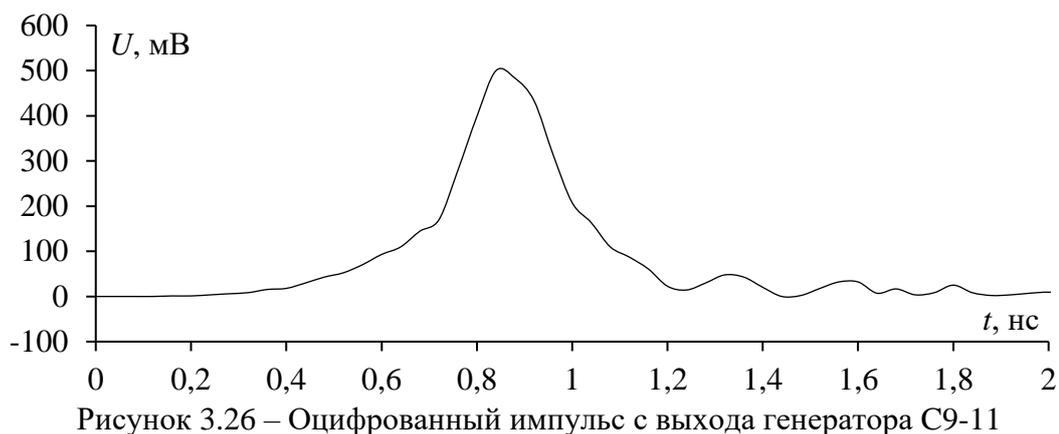


Рисунок 3.26 – Оцифрованный импульс с выхода генератора С9-11

На рисунке 3.27 представлена форма напряжения, вычисленная в САПР Keysight ADS [159] на выходе (в узле V2) структуры 5, при исходных геометрических параметрах, $l=90$ мм (без учета перемычек) и $s_n=400$ мкм.

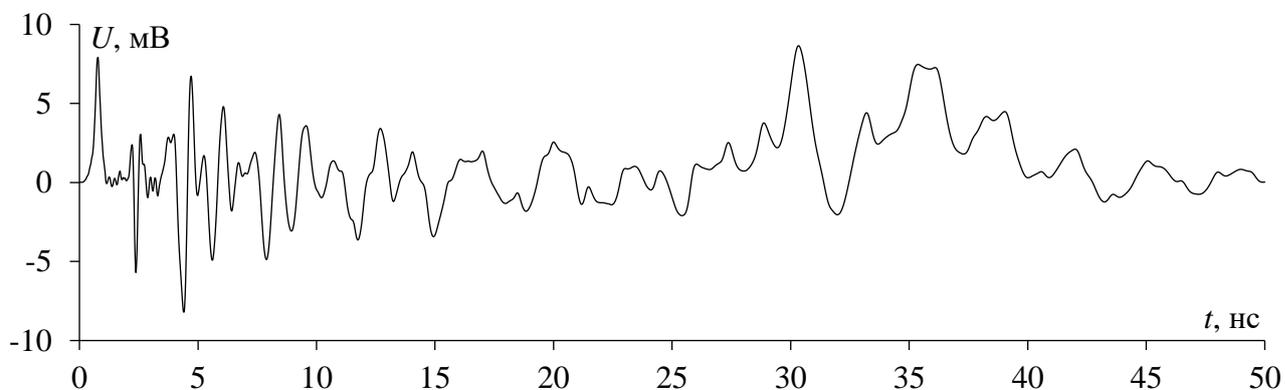


Рисунок 3.27 – Форма напряжения в узле V6 структуры 5, вычисленная в ADS

Из рисунка 3.27 видно, что СКИ на выходе структуры 5 представлен последовательностью импульсов меньшей амплитуды. Однако он раскладывается не полностью из-за увеличенной длительности воздействия. Тем не менее, ослабление составило 29,2 дБ (28,8 раза) за счет наличия множества отражений, которые детально анализировались выше. Отметим, что амплитуда напряжения на входе исследуемой структуры с такими параметрами равна 200 мВ что на 25% меньше $E/2$. Это говорит о недостаточном согласовании линии с трактом. Однако такая линия может использоваться в цепях питания с постоянными токами и напряжениями, либо возможна дополнительная оптимизация ее параметров по критерию согласования.

Таким образом выявлено, что сворачивание структуры приводит к появлению отражений, которые, по существу, являются импульсами, вызванными отражениями и перекрестными помехами. С учетом этого выполнена структурно-параметрическая оптимизация меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками по критериям разложения СКИ в ней и минимизации его амплитуды. В результате найдены ее оптимальные

геометрические параметры и количество неосновных витков. Ослабление СКИ относительно $E/2$ составило 29,2 дБ (28,8 раза).

3.4 Основные результаты раздела

1. В результате анализа разложения СКИ в витке меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками на последовательность импульсов меньшей амплитуды рассмотрены две схемы соединений. Также рассмотрены различные граничные условия пассивных проводников и получены оптимальные параметры по критерию минимизации амплитуды на выходе витка. Кроме того, проанализировано влияние геометрических параметров витка на задержки каждого импульса разложения и амплитуду СКИ на его выходе и сформулированы условия разложения СКИ. Найдены оптимальные параметры витка, обеспечивающие разложение СКИ и минимизацию его амплитуды. Ослабление СКИ (относительно половины $E/2$) при оптимальных параметрах в схеме 1 составило 6,4 раза, а 2 – 10,6 раза.

2. В результате анализа разложения СКИ в свернутом витке меандровой МПЛ при изменении s_{n1} , s_{n2} , s_{n3} , s_{n4} как по отдельности, так и одновременно выявлено, что их уменьшение усиливает влияние искажений на импульсы разложения и уменьшает U_{\max} . Анализ N -норм показал, что уменьшение s_n приводит к уменьшению вероятностей электрического пробоя, дугового разряда и выгорания компонента. При этом вероятность пробоя диэлектрика не изменяется, а вероятность повреждения компонента из-за общей энергии импульса увеличивается. Максимальное ослабление в трёх разных САПР составило соответственно 3,98, 4,93 и 4,95 раза. Получено приемлемое качественное и количественное согласование результатов. Кроме того, сворачивание витка меандровой МПЛ позволило уменьшить площадь конечной структуры в 2,2 раза при $s_n=0,1$ мм.

3. Сворачивание витка меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками в неосновные витки с усиленной связью приводит к появлению отражений, которые, по существу, являются импульсами, вызванными отражениями и перекрестными помехами. С учетом этого выполнена структурно-параметрическая оптимизация витка меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками по критериям разложения СКИ и минимизации его амплитуды. В результате найдены оптимальные геометрические параметры и количество неосновных витков. Ослабление СКИ относительно $E/2$ составило 29,2 дБ (28,8 раза).

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫХ СТРУКТУР

Здесь представлены результаты экспериментальных исследований временных и частотных характеристик прототипов полосковых устройств защиты от помех на основе витка меандровой МПЛ. Доказаны возможности: проектирования витка меандровой МПЛ, свёрнутого в витки с усиленной связью между неосновными полувитками [233]; дополнительное ослабление СКИ в свернутом витке меандровой МПЛ за счёт введения в структуру дополнительных пассивных проводников [222, 234]; дополнительное ослабление СШП импульса и затухающей синусоиды за счёт сворачивания витка меандровой МПЛ и использования в качестве его покрывающего слоя радиопоглощающего материала подобно [235].

4.1 Свёрнутый виток

Выполнено экспериментальное подтверждение разложения СКИ в структуре из рисунка 3.7. Для этого изготовлен ее прототип. Его исходные геометрические параметры следующие: $d=3w$, $w=300$ мкм, расстояние между двумя сигнальными проводниками (s_1-s_5 на рисунке 3.7) и между двумя парами проводников ($s_{n1}-s_{n4}$ на рисунке 3.7) составляет 125 мкм, $t=18$ мкм, $h=450$ мкм, $\epsilon_r=10$, $l=1$ м, а в качестве диэлектрической подложки принят ламинат FSD1020T с $\epsilon_r=10,2 \pm 0,05$ и $\tan\delta=0,003$ на частоте 10 ГГц. Далее эта структура будет называться структурой 1. Выполнена оптимизация по критерию минимизации конечных габаритов с сохранением ее защитных свойств. В результате такой оптимизации, структура 1 свернута еще в 3 витка так, что длина основного витка (поперечное сечение которого представлено на рисунке 2.1а) не изменилась ($l=1$ м). Параметры ее поперечного сечения аналогичны исходным. Такое сворачивание (трассировка) позволило уменьшить габариты линии до 46×36 мм². В результате изготовлены еще два прототипа такой линии: при расстоянии между всеми проводниками $s=125$ мкм и $s=200$ мкм. Это сделано для оценки влияния s на форму и амплитуду СКИ на ее выходе. Далее эта линия будет называться структурой 2. Прототипы структур 1 и 2 представлены на рисунке 4.1.

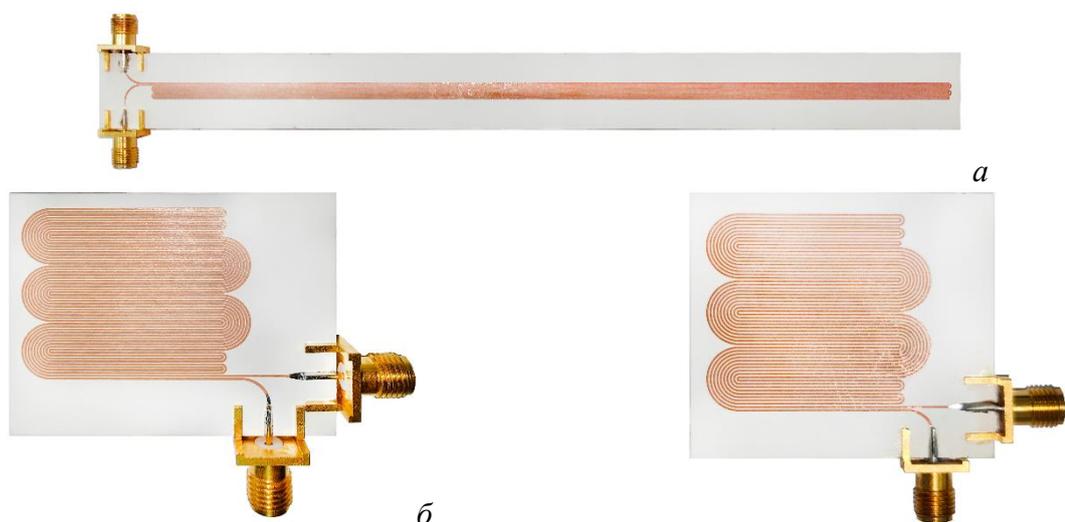


Рисунок 4.1 – Изготовленные прототипы структур 1 (а), 2 при $s=125$ (б) и при $s=200$ мкм (в)

Для достоверности экспериментальные исследования выполнены с помощью двух методов:

1. Измерение во временной области.
2. Измерение S -параметров и их последующее использование для вычисления временного отклика на заданное воздействие.

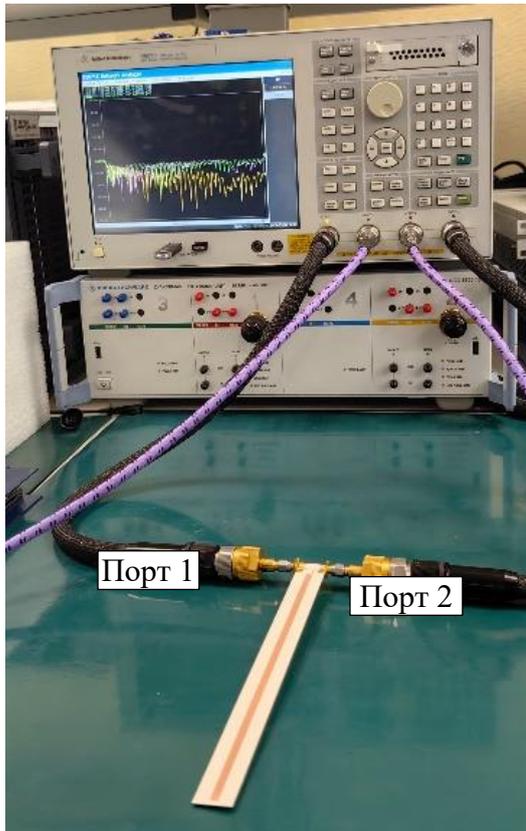
Кроме того, также для достоверности, выполнено электродинамическое моделирование структур 1 и 2.

Метод 1 основывается на базе комбинированного осциллографа С9–11. В этом случае между выходом генератора и входом осциллографа С9–11 изготовленные прототипы включались через SMA соединители. Схема экспериментальной установки для анализа временных характеристик представлена на рисунке 4.2.

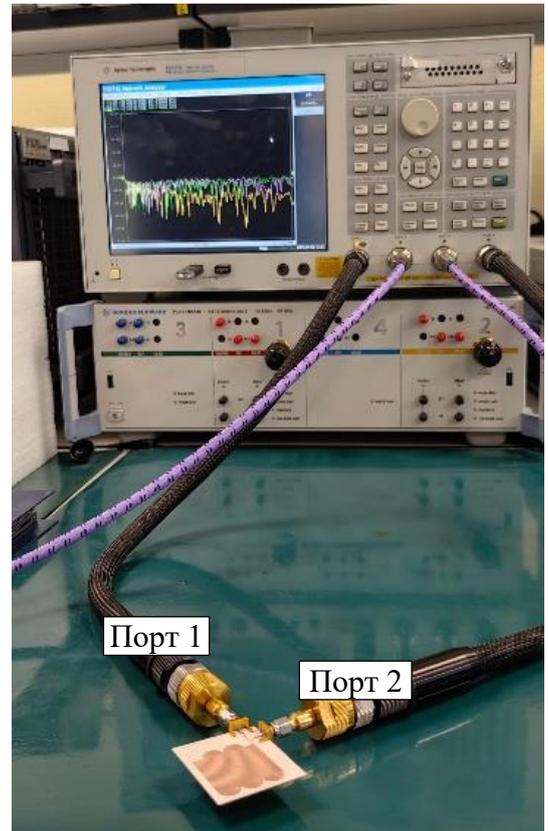


Рисунок 4.2 – Схема экспериментальной установки для анализа временных характеристик

Метод 2 выполнен на базе ВАЦ Agilent Technologies E5071C с диапазоном рабочих частот от 300 КГц до 20 ГГц. В этом случае изготовленные прототипы подключались к 2 его портам через SMA соединители с использованием высокочастотных кабелей. Затем по измеренным S -параметрам выполнялся анализ во временной области в ПО ADS [159]. Измерительная установка для анализа частотных характеристик представлена на рисунке 4.3.



а



б

Рисунок 4.3 – Измерительная установка для анализа частотных характеристик изготовленных прототипов структур 1 (а) и 2 (б)

Для электродинамического анализа выбрана САПР EMPro. Моделирование выполнено в диапазоне частот от 0 до 10 ГГц. При моделировании данной структуры использовались внешние границы воздушного заполнения. В качестве диэлектрической подложки использовался ламинат FSD1020T с $\epsilon_r=10,2$ и $\text{tg}\delta=0,003$ (для 10 ГГц). В качестве материала для проводящих слоев выбрана медь с проводимостью 59,5 МСм/м.

На рисунке 4.4 представлены формы напряжения на выходе исследуемых структур, полученные с помощью методов 1 и 2, а также электродинамического моделирования в EMPro.

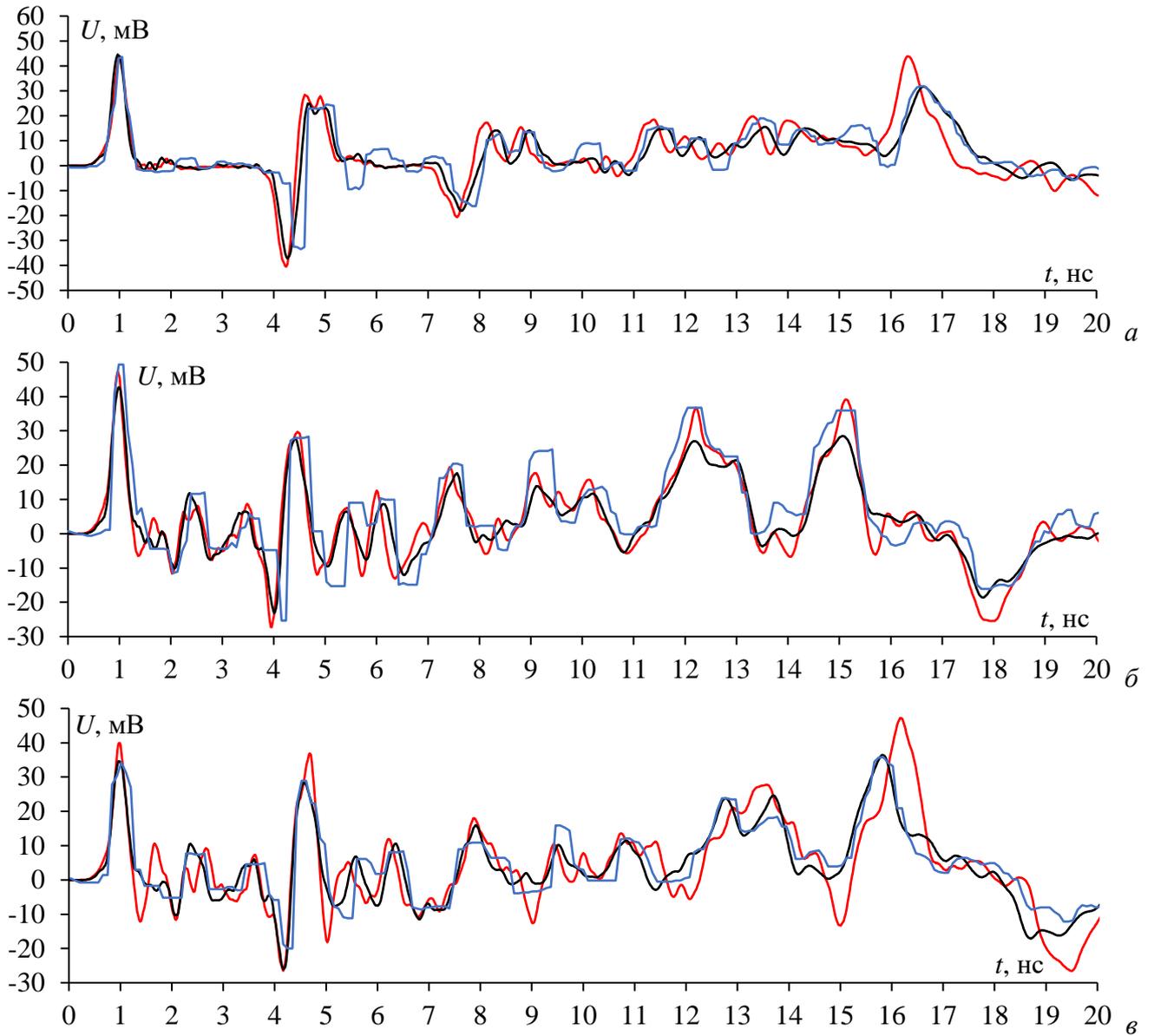


Рисунок 4.4 – Формы напряжения на выходе структуры 1 (а), структуры 2 при $s=125$ мкм (б) и $s=200$ мкм (в), полученные с помощью методов 1 (—), 2 (—) и электродинамического моделирования (—)

Из рисунка 4.4 видно, что во всех рассмотренных случаях СКИ на выходе исследуемых структур представлен последовательностью импульсов с U_{\max} не более 49,3 мВ. Что касается формы напряжения, то видно хорошее качественное согласование результатов, полученных экспериментально двумя методами и с помощью моделирования. Видно, что U_{\max} определяется импульсом перекрестной помехи (первым импульсом) в структурах 1 и 2 при $s=125$ мкм, а при $s=200$ мкм – импульсом в диапазоне 15–17 нс. Это обусловлено тем, что при увеличении s уменьшается связь между проводниками, вследствие чего амплитуда перекрестной помехи уменьшается. Однако наряду с этим увеличиваются амплитуды некоторых импульсов разложения, в частности последнего. В результате этого ослабление СКИ в такой структуре увеличивается. Для наглядности в таблицу 4.1 сведены U_{\max} для всех рассмотренных случаев на рисунке 4.4.

Таблица 4.1 – U_{\max} на выходе структур 1–3, полученные моделированием и методами 1 и 2

Структура	U_{\max} , мВ		
	Моделирование	Метод 1	Метод 2
Структура 1	43,6	43,9	44,6
Структура 2 при $s=125$ мкм	49,3	47,3	42,7
Структура 2 при $s=200$ мкм	35,7	47,2	36,4

Основываясь на данных в таблице 4.1, разница полученных значений U_{\max} методом 1 и моделированием для структуры 1 составила 0,69%, а для структуры 2 при $s=125$ мкм и $s=200$ мкм – 4,23% и 32,2% соответственно. Разница полученных значений U_{\max} методом 2 и моделированием для структуры 1 составила 1,59%, а для структуры 2 при $s=125$ мкм и $s=200$ мкм – 10,8% и 29,7% соответственно.

Для оценки вероятности возникновения поражающих факторов использованы N -нормы (таблица 1.1). Полученные N -нормы в тракте без структур и на выходе структур 1 и 2, основанные на измеренных S -параметрах, сведены в таблицу 3.

Таблица 4.2 – N -нормы на выходе структур 1 и 2, рассчитанные по их измеренным S -параметрам

Структура	$N1$	$N2 \cdot 10^9$	$N3 \cdot 10^{-11}$	$N4 \cdot 10^{-11}$	$N5 \cdot 10^{-6}$
50 Ом, тракт без линии	0,25	1,5	8,11	8,53	3,51
1	0,045	0,293	7,901	20,87	1,665
2 при $s=125$ мкм	0,043	0,268	7,912	20,65	1,684
2 при $s=200$ мкм	0,036	0,311	7,913	21,60	1,720

Можно заметить, что $N1$ в среднем в 6,1 раза меньше, чем в тракте без линии. Таким образом, вероятность электрического пробоя значительно снижается. Минимальное значение $N1$ было получено на выходе структуры 2 при $s=200$ мкм. В этом случае ослабление СКИ составляет 6,94 раза. $N2$ уменьшился в среднем в 5,2 раза, что существенно снижает вероятность дугового разряда. Минимальное значение $N2$ было получено в структуре 2 при $s=125$ мкм. Незначительные различия в $N2$ для рассматриваемых структур обусловлены наложением импульсов разной полярности. $N3$ уменьшился незначительно, в среднем на 2,5%. Соответственно, вероятность диэлектрического пробоя снижается. Между тем, $N4$ увеличился в среднем в 2,4 раза, что повышает вероятность повреждения оборудования из-за общей энергии импульса. Рост $N4$ обусловлен учетом импульсов отрицательной полярности. $N5$ уменьшился в среднем в 2 раза, что значительно снижает вероятность выгорания компонентов. Учитывая полученные значения $N2$ – $N5$, оптимальным защитным решением является структура 2 при $s=125$ мкм, а принимая во внимание только $N1$ – структура 2 при $s=200$ мкм.

Дополнительно выполнен анализ целостности сигналов. На рисунке 4.5 показаны частотные зависимости $|S_{21}|$ для структур, полученные в результате экспериментальных измерений (метод 2). Видно, что полосы пропускания для структур 1, 2 при $s=200$ мкм и 2 при $s=125$ мкм составили 84, 46 и 98 МГц соответственно. Поэтому анализ проводился с

использованием PRBS из 10000 бит со скоростью передачи данных 50 и 100 Мбит/с. В таблицу 4.3 сведены вычисленные параметры целостности полезного сигнала для всех структур.

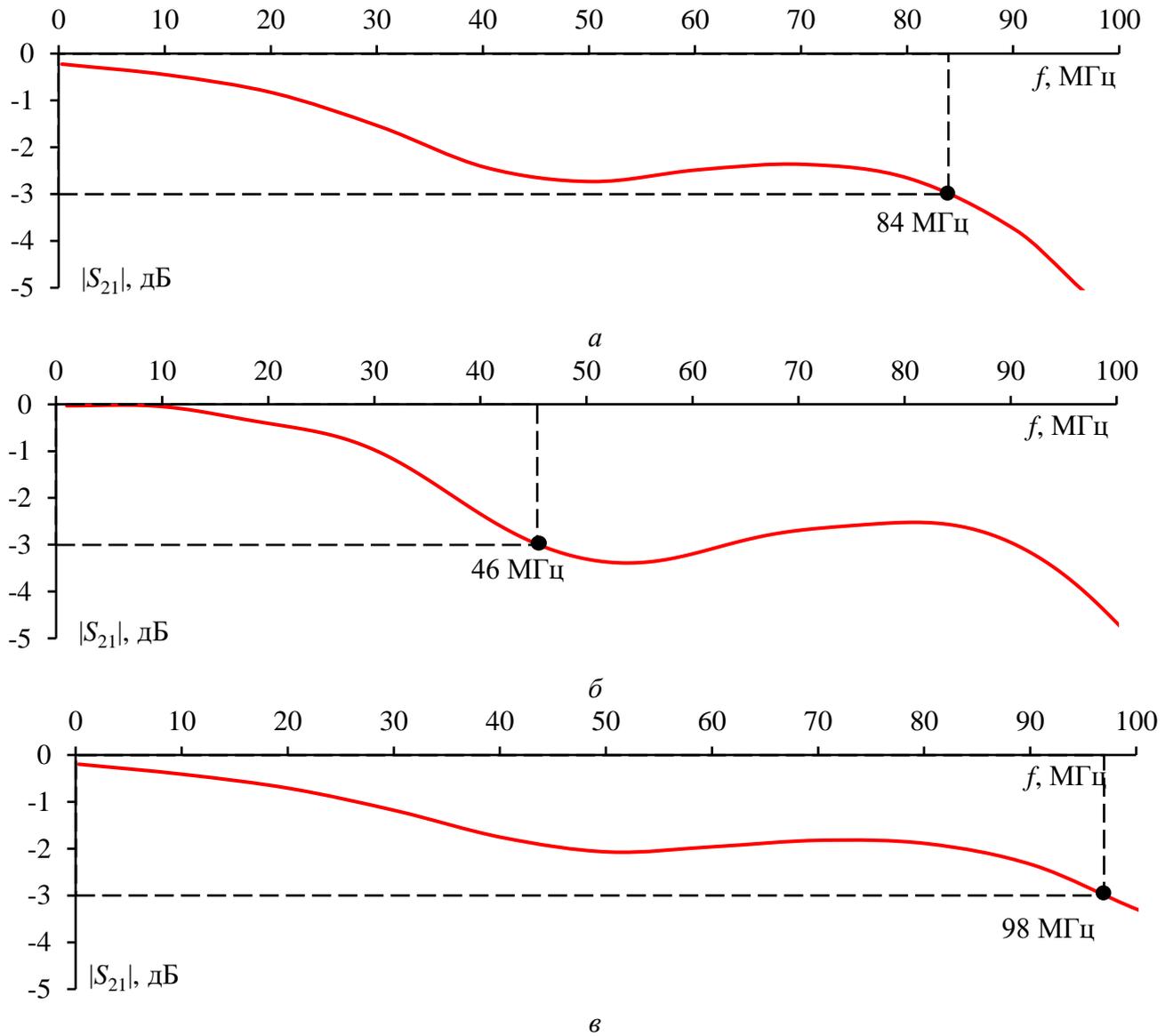


Рисунок 4.5 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ для структуры 1 (а), структуры 2 при $s=200$ мкм (б) и структуры 2 при $s=125$ мкм (в), полученные в результате измерений

Таблица 4.3 – Параметры целостности полезного сигнала исследуемых структур

Параметры	Структура 1		Структура 2 с $s=125$ мкм		Структура 2 с $s=200$ мкм	
	50 Мбит/с	100 Мбит/с	50 Мбит/с	100 Мбит/с	50 Мбит/с	100 Мбит/с
Джиттер, пс	91,8	973,3	98,7	423,7	114,5	429,065
Ширина глаза, нс	19,7	6,95	19,7	8,7	19,7	8,8
Высота глаз, В	0,31	0,202	0,359	0,26	0,343	0,27
Амплитудный шум, мВ	457,4	481,4	488,5	497,8	464,2	509,4
Соотношение сигнал/шум	5,4	3,14	8,6	3,2	7,6	3,4

Из таблицы 4.3 видно, что при увеличении скорости до 100 Мбит/с джиттер и амплитудный шум возрастают, в то время как остальные параметры уменьшаются.

Максимальное значение джиттера при битовой скорости 100 Мбит/с получено в структуре 1, а при скорости 50 Мбит/с – в структуре 2 с $s=200$ мкм. Стоит отметить, что при скорости 100 Мбит/с значение высоты «глаза» во всех структурах одинаково, а при 50 Мбит/с – его максимальное значение получено в структуре 2 с $s=200$ мкм. Максимальное значение ширины «глаза» при скорости 100 Мбит/с получено в структуре 2 с $s=200$ мкм, а при 50 Мбит/с – в структуре 2 с $s=125$ мкм. Максимальное значение амплитудного шума при скорости 100 Мбит/с получено в структуре 2 с $s=200$ мкм, а 50 Мбит/с – в структуре 2 с $s=125$ мкм. Наконец, максимальное значение отношения сигнал/шум при скорости 100 Мбит/с получено в структуре 2 с $s=200$ мкм, а при 50 Мбит/с – в структуре 2 с $s=125$ мкм. На основании полученных результатов, оптимальной структурой для передачи полезного сигнала при скорости 50 Мбит/с является структура 1, а при 100 Мбит/с – структура 2 с $s=200$ мкм.

Для наглядности на рисунках 4.6–4.8 представлены глазковые диаграммы, полученные в результате моделирования и эксперимента (метод 2). Во всех рассмотренных случаях «глаз» остается открытым, следовательно, вероятность появления битовых ошибок низка. Контур внутри диаграмм представляет результаты, полученные при моделировании.

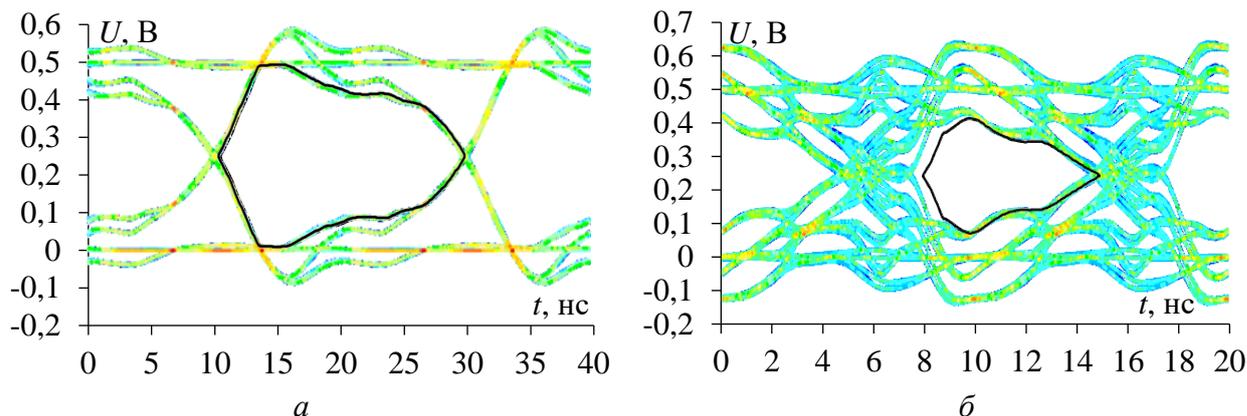


Рисунок 4.6 – Глазковые диаграммы для структуры 1, полученные с помощью метода 2 и моделирования (—) при скорости 50 (а) и 100 (б) Мбит/с

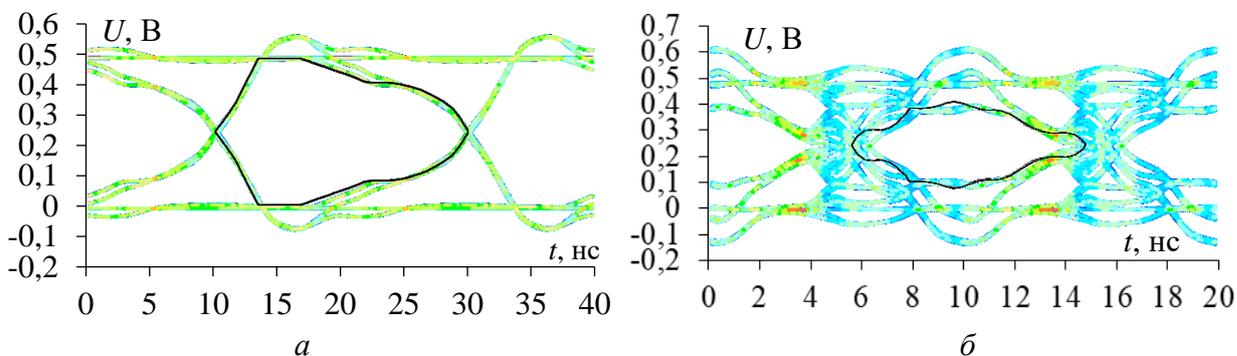


Рисунок 4.7 – Глазковые диаграммы для структуры 2 при $s=125$ мкм, полученные с помощью метода 2 и моделирования (—) при скорости передачи данных 50 (а) и 100 (б) Мбит/с

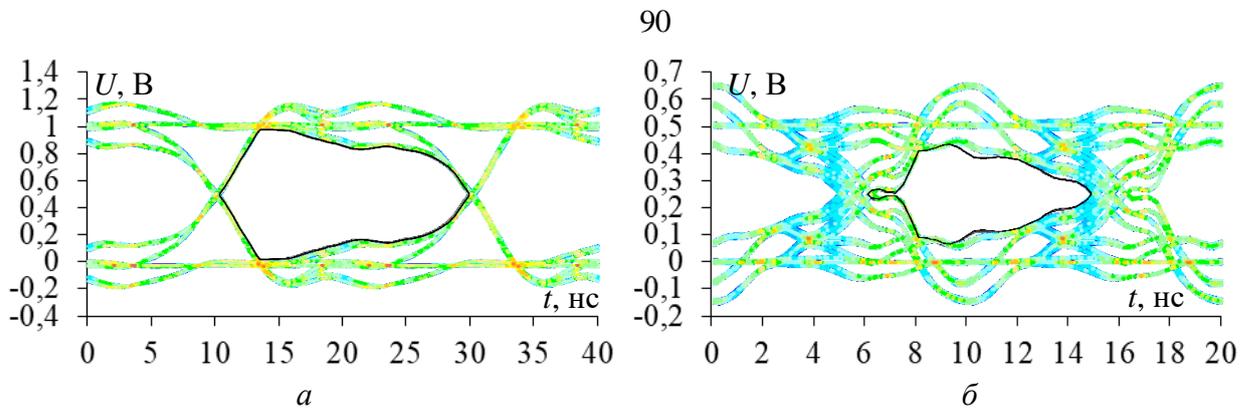


Рисунок 4.8 – Глазковые диаграммы для структуры 2 при $s=200$ мкм, полученные с помощью метода 2 и моделирования (—) при скорости 50 (а) и 100 (б) Мбит/с

На основе полученных результатов можно определить потенциальную область применения структур 1, 2 с $s=125$ мкм и с $s=200$ мкм. Ранее [228] при моделировании полоса пропускания структуры 1 составила 45 МГц. Однако экспериментальное исследование, показало, что она шире и составляет 84 МГц. Это расширяет потенциальную область применения структуры 1. В частности, эти структуры могут быть использованы для передачи данных в различных интерфейсах, например, совместно с PLL1707 (Texas Instruments), аналогично п. 3.2.

Экспериментально подтверждено разложение СКИ в трех свернутых структурах на основе витка меандровой МПЛ. Достоверность результатов оценена моделированием и экспериментом. Выявлено, что дополнительное сворачивание витка позволяет дополнительно ослабить амплитуду СКИ. Более того, на основе анализа N-норм, такое сворачивание снижает вероятности возникновения электрического пробоя, дугового разряда, диэлектрического пробоя и выгорания компонентов. Максимальное ослабление СКИ на выходе структур 1, 2 с $s=125$ мкм и с $s=200$ мкм составило 5,6, 5,8 и 6,9 раза соответственно. Анализ целостности полезного сигнала показал, что рассмотренные структуры могут использоваться, например, совместно с многоблочным генератором с фазовой автоподстройкой частоты PLL1707.

4.2 Свёрнутый виток с двумя пассивными проводниками

Для натурных испытаний изготовлен прототип структуры 5 из п. 3.3. Он представлен на рисунке 4.9. Его геометрические параметры аналогичны исходным п. 3.3, а в качестве диэлектрической подложки взят ламинат FSD1020T с $\epsilon_r=10,2$.

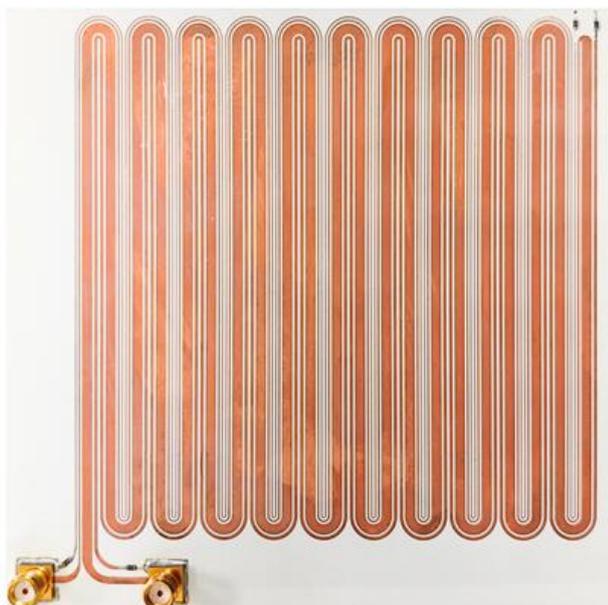
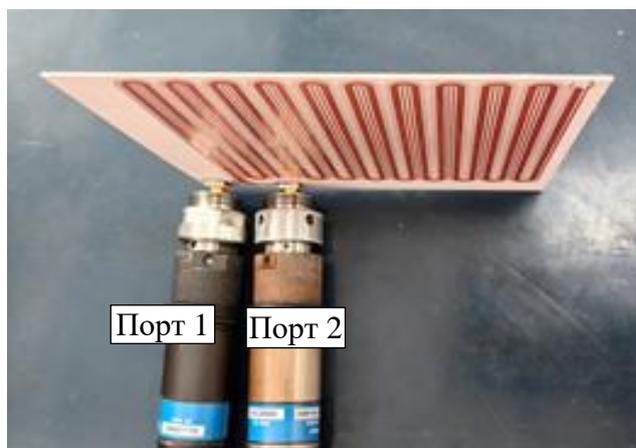
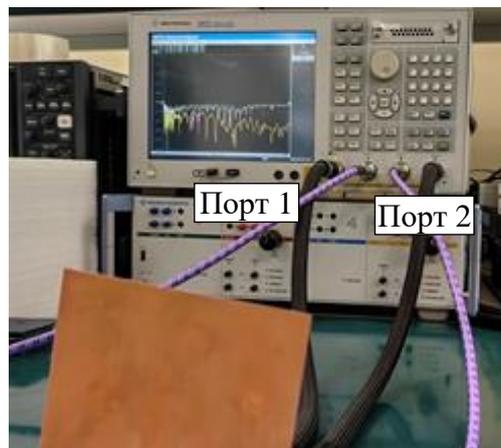


Рисунок 4.9 – Изготовленный прототип структуры 5

Экспериментальные исследования выполнены с помощью методов 1 и 2 из п. 4.1. Также для достоверности выполнено электродинамическое моделирование. На рисунке 4.10 представлена измерительная установка для анализа частотных характеристик изготовленного прототипа.



а



б

Рисунок 4.10 – Измерительная установка для анализа частотных характеристик изготовленного прототипа

Электродинамический анализ выполнен САПР EMPro аналогично п. 4.1. Расположение дискретных портов структуры 5, используемых при электродинамическом моделировании, показано на рисунке 4.11.

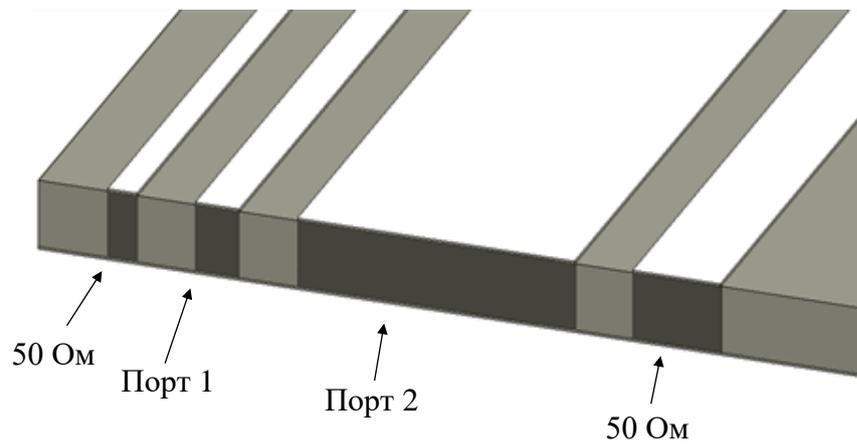


Рисунок 4.11 – Расположение дискретных портов структуры 5, используемых при электродинамическом моделировании

На рисунке 4.12 показаны формы напряжения на выходе структуры 5, полученные с помощью методов 1 и 2, а также электродинамического моделирования в EMPro.

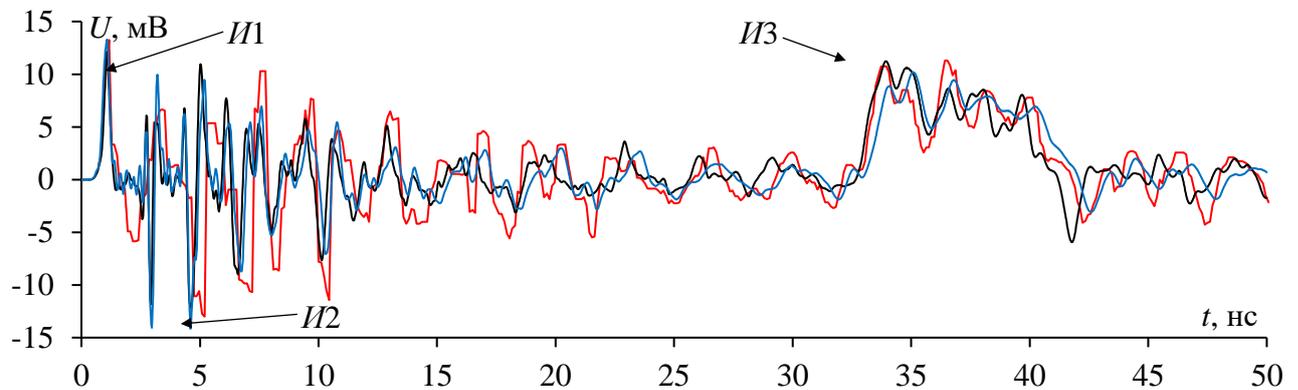


Рисунок 4.12 – Формы напряжения на выходе структуры 5, полученные с помощью методов 1 (—), 2 (—), и электродинамического моделирования (—)

Из рисунка 4.12 видно, что СКИ на выходе структуры 5 представлен последовательностью импульсов. U_{\max} на выходе структуры 5 определяет импульс с отрицательной полярностью 14,2 мВ. Видно, что результаты довольно хорошо согласуются. На рисунке отмечены импульсы $I1$, $I2$ и $I3$, выделяющиеся среди остальных амплитудой. Для наглядности их амплитуды сведены в таблицу 4.4.

Таблица 4.4 – Амплитуды (мВ) импульсов $I1$, $I2$ и $I3$

Импульс	Моделирование	Метод 1	Метод 2
$I1$	12,1	13,3	13,3
$I2$	-13	-14,2	-14,2
$I3$	11,2	11,3	10,2

Разница между максимальным и минимальным значениями амплитуды $I1$, полученными методами 1 и 2 и моделированием, составила 9,6%, $I2$ – 11%, а $I3$ – 8,9%. Разница между амплитудами $I1$, $I2$ и $I3$ не превышает 3,9 мВ.

Выполнен анализ N – норм для двух случаев: 1 – в тракте 50 Ом без структуры 5, 2 – на выходе структуры 5 на основе ее измеренных S -параметров. Рассчитанные N -нормы для этих двух случаев представлены в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – N -нормы без структуры и с ней

Случай	$N1$	$N2 \cdot 10^9$	$N3 \cdot 10^{-11}$	$N4 \cdot 10^{-11}$	$N5 \cdot 10^{-6}$
1	0,25	1,5	8,11	8,53	3,51
2	0,014	0,19	6,745	13,95	0,827

Из таблицы 4.5 видно, что $N1$ в случае 2 уменьшилась в 17,6 раза, что значительно снижает вероятность электрического пробоя. $N2$ уменьшилась в 7,8 раза, что уменьшает вероятность дугового разряда. $N3$ уменьшилась в 1,2 раза, что уменьшает вероятность диэлектрического пробоя. Однако $N4$ увеличились в среднем в 1,6 раза, что увеличивает вероятность повреждения оборудования за счет суммарной энергии импульса. Увеличение $N4$ обусловлено ее спецификой, в результате которой учитываются и импульсы с отрицательной полярностью. Наконец, $N5$ уменьшилась в 4,3 раза, что значительно уменьшает вероятность выгорания компонентов.

Рассмотрена возможность использования исследуемой линии в сигнальных цепях, как в п. 4.1. На рисунке 4.13 приведена частотная зависимость $|S_{21}|$ до 10 ГГц, полученная методом 2. Показано, что частота среза для структуры составляет 6,6 МГц. Этого недостаточно для передачи полезного сигнала на высокой скорости. Тогда использован источник псевдослучайной двоичной последовательности длиной 10000 бит со скоростью передачи данных 12 Мбит/с, соответствующей USB 2.0 «Full-speed» [28]. В таблицу 4.6 сведены параметры целостности полезного сигнала, полученные на основе электродинамического моделирования и метода 2.

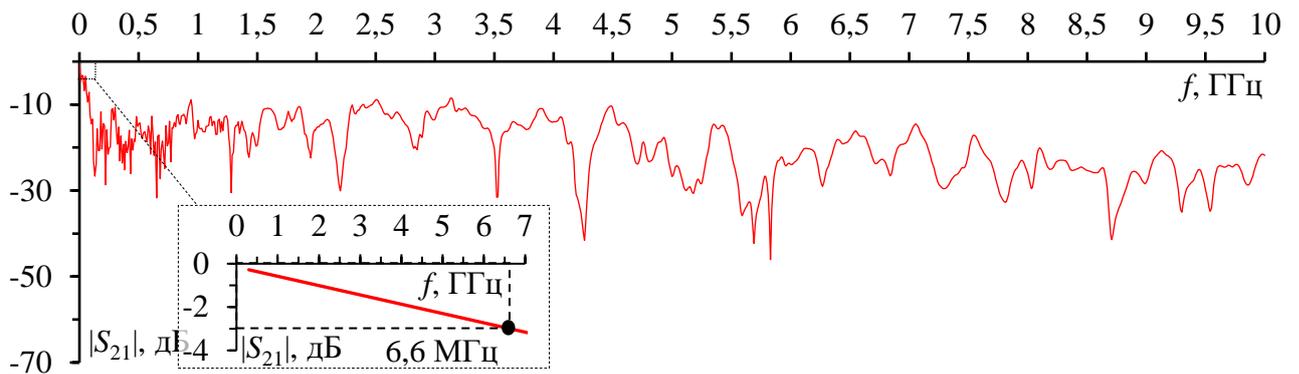


Рисунок 4.13 – Частотная зависимость $|S_{21}|$, полученная в результате измерений

Таблица 4.6 – Параметры полезного сигнала

Параметры	Электродинамическое моделирование	Метод 2
Джиттер, пс	606,9	619,4
Ширина глаза, нс	80	81,7
Высота глаз, В	0,55	0,4
Амплитудный шум, мВ	691,7	627,3
Соотношение сигнал/шум	10,4	6

Из таблицы 4.6 видно, что результаты, полученные с помощью метода 2 и моделирования имеют незначительные отличия. Значения джиттера и ширины глаза, полученные с помощью моделирования, меньше примерно на 2,05%. Высота глаза, амплитудный шум и отношение сигнал-шум при моделировании показали значения больше на 37,5, 10,3 и 42,3% соответственно. Отличия могут быть обусловлены тем, что при моделировании не учитывались переходные соединители.

Для примера на рисунке 4.14 представлена глазковая диаграмма исследуемой структуры, полученная методом 2, на которую добавлен контур маски, показывающий требования к форме передаваемого сигнала для USB 2.0 «Full-speed» (с накидным кабелем) [236]. В исследованном случае глаз остается открытым, поэтому вероятность битовых ошибок низка.

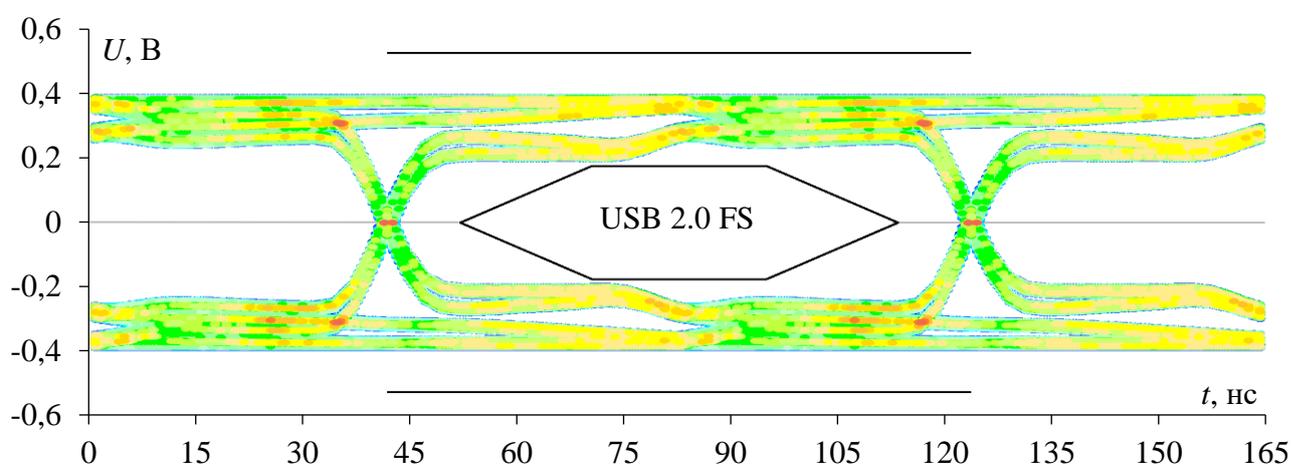


Рисунок 4.14 – Глазковая диаграмма исследуемой структуры, полученная с помощью метода 2 при скорости 12 Мбит/с

На основании полученных результатов определена потенциальная область применения исследуемой структуры. Видно, что наложенная маска не имеет пересечений с глазом. Однако из-за очень близкого расположения маски к краям глаза рассмотрение более высокоскоростных режимов и интерфейсов нецелесообразно. Поэтому рассмотренная структура может использоваться, например, для передачи данных в различных низкоскоростных интерфейсах (например, совместно с USB 2.0 «Low-speed» и «Full-speed») или в цепях питания постоянного тока, где фазовые искажения допустимы. Например, согласно стандарту IPC-2221A [237], исследуемая линия может использоваться в цепях с напряжениями и токами до 40 В и 15,6 мА. Она может использоваться в цепях и с более высокими значениями напряжений и токов. Однако в этом случае необходима дополнительная оптимизация ее параметров (увеличение минимальных зазоров и площади проводников).

Выполнено экспериментальное подтверждение разложения СКИ в свернутой меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками. Выявлено, что дополнительное сворачивание витка меандровой МПЛ с пассивными проводниками позволяет дополнительно

уменьшить амплитуду СКИ. Кроме того, основываясь на анализе N -норм, такое сворачивание совместно с пассивными проводниками позволяет снизить вероятность электрического пробоя, а также уменьшить вероятность дугового разряда и вероятность диэлектрического пробоя. Максимальное ослабление СКИ на выходе составило 24,9 дБ (17,6 раза).

4.3 Свёрнутый виток с двумя заземленными проводниками и покрытием из радиопоглощающего материала

Для прототипирования свёрнутого витка меандровой МПЛ с двумя заземленными проводниками в качестве материала подложки выбран FSD888Т с $h=508$ мкм, $\varepsilon_r=3,48\pm 0,05$ и $\tan\delta=0,0012$ при $f=10$ ГГц. В качестве покрывающего слоя выбран радиопоглощающий материал ЗИПСИЛ 601 РПМ-01, который представляет собой тонкое, гибкое, эластичное, силиконовое основание, заполненное магнитными нано/микрочастицами особой формы. Он может эффективно поглощать электромагнитные волны в диапазоне частот от 100 МГц до 50 ГГц, которые имеют более низкий уровень вносимых потерь на высоких частотах, чем используемый радиопоглощающий материал. Частотные зависимости параметров ЗИПСИЛ-601 РПМ-01 в диапазоне от 1 до 6 ГГц приведены на рисунке 4.15. Проводники приняты заземленными по результатам предварительного анализа, поскольку в этом случае полоса пропускания исследуемой структуры увеличивается, по сравнению с тем, когда их окончания приняты по 50 Ом. Схема соединения прототипа (далее будет называться структурой 1) представлена на рисунке 4.16в. Поперечное сечение его основных 4 проводников (когда меандровая МПЛ не свернута в неосновные витки), представлена на рисунке 4.16а. Параметры поперечного сечения 4 основных проводников структуры 1 (в ее развернутом виде) (рисунок 4.16а): $t=18$ мкм, $w=s=200$ мкм. Расстояние между неосновными полувитками структуры 1 на рисунке 4.16в $s_n=s=200$ мкм. Эти параметры обеспечивают согласование витка с измерительным трактом 50 Ом. Общая длина проводника при этом составила $l_1=197$ мм, а площадь всей структуры – 253 мм². На рисунке 4.16б представлен изготовленный макет структуры 1.

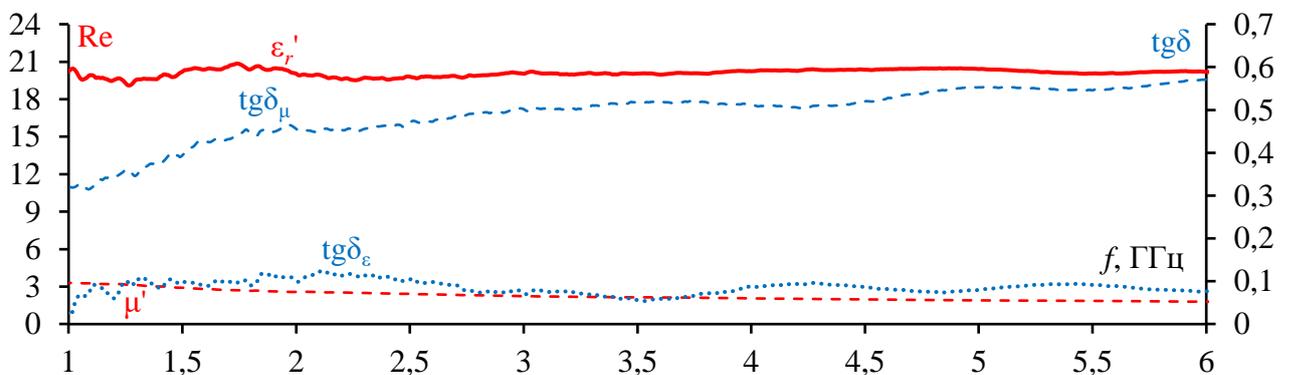


Рисунок 4.15 – Частотные зависимости параметров радиопоглощающего материала

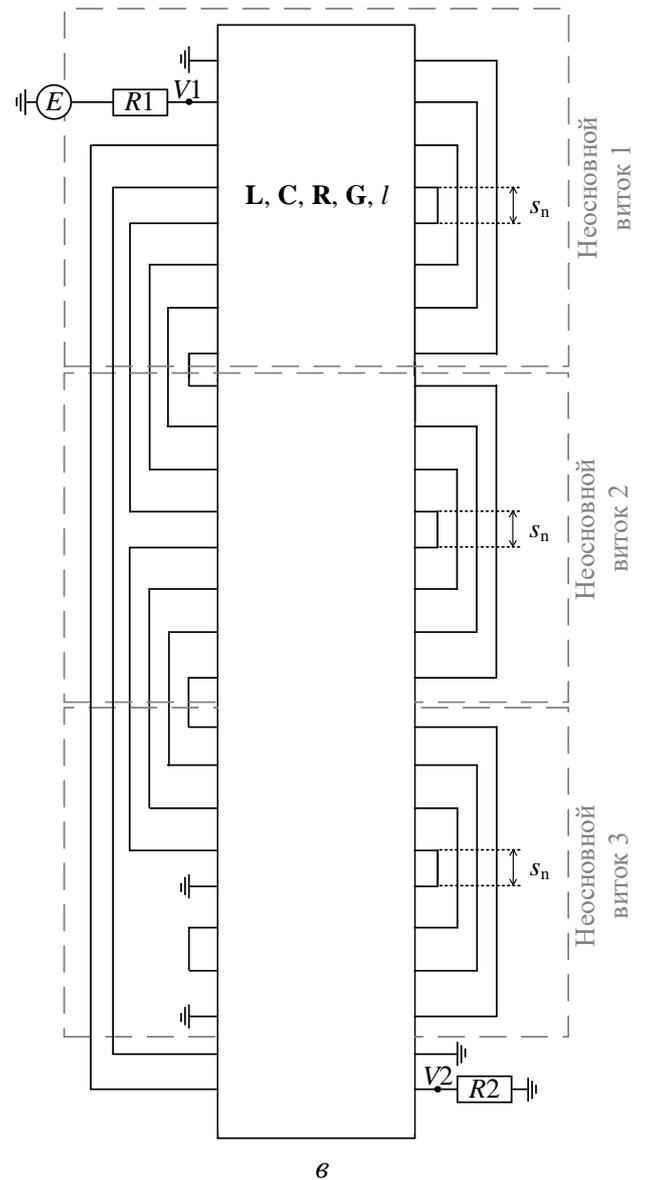
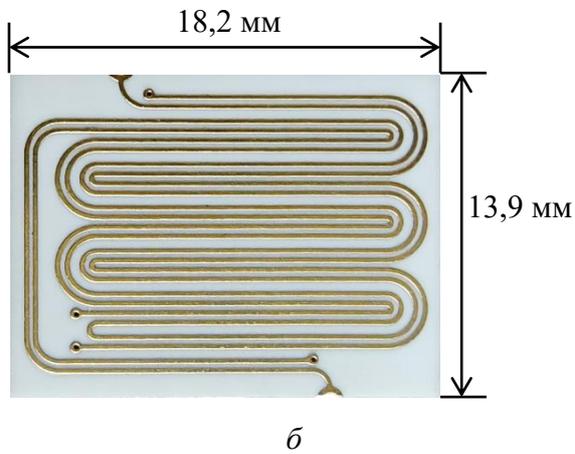
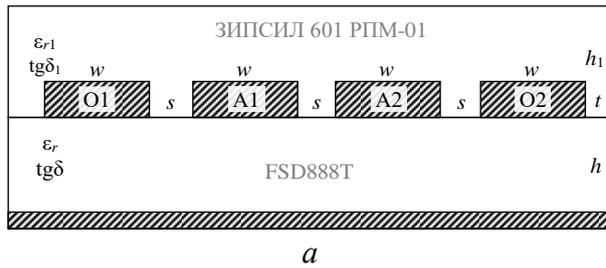


Рисунок 4.16 – Поперечное сечение 4 основных проводников структуры 1 (а), ее изготовленный прототип (б) и схема соединений (в)

Радиопоглощающий материал приклеен к прототипу с помощью жидкого радиопоглощающего материала с теми же электрофизическими параметрами. Вид структуры 1 без радиопоглощающего материала и с ним приведены на рисунке 4.17. Для включения структуры 1 в измерительный тракт использованы коаксиально-микростриповые переходы с вносимым затуханием не более 0,5 дБ в диапазоне от 0 до 20 ГГц. В качестве ВАЦ использован Р4М-18 компании МИКРАН. Перед проведением каждого из измерений выполнена TOSM-калибровка ВАЦ. Измерение S -параметров выполнено в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц.

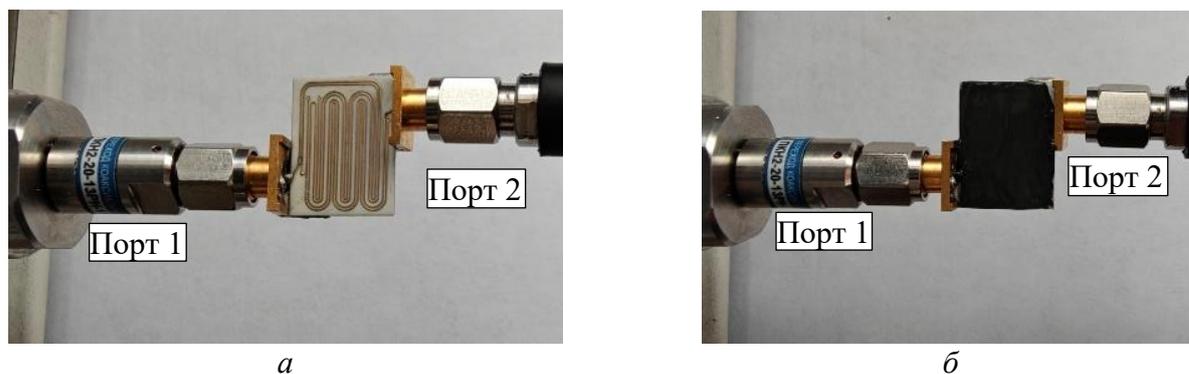
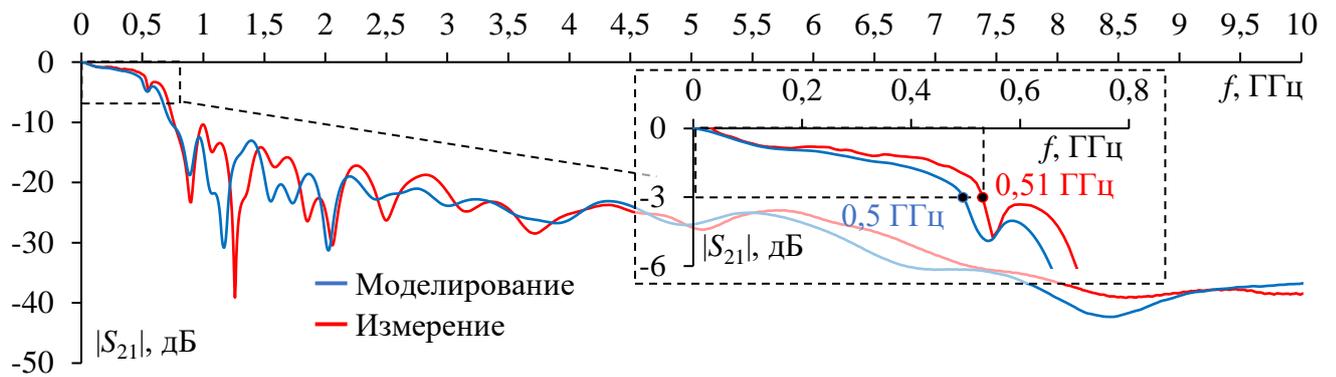


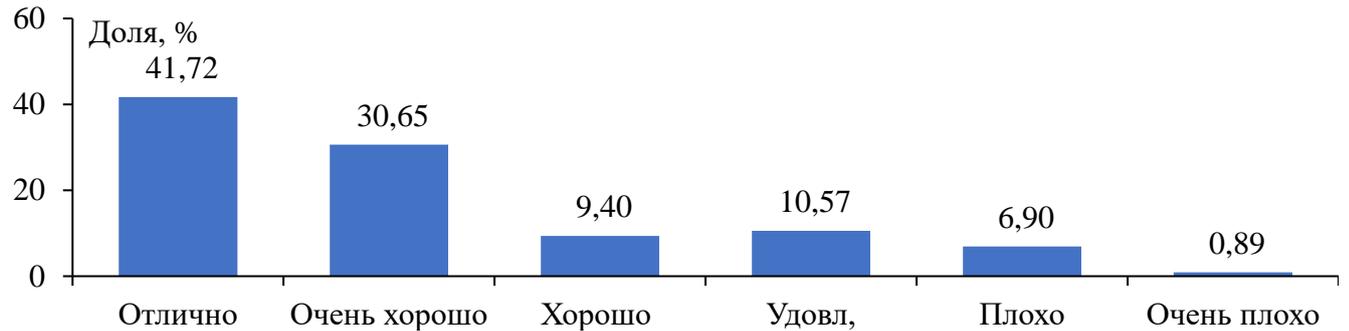
Рисунок 4.17 – Фотографии структуры 1 без слоя радиопоглощающего материала (*a*) и с ним (*б*)

На рисунке 4.18 приведены частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$, полученные в результате измерений и моделирования структуры 1 с радиопоглощающим материалом (в соответствии с методикой п. 1.3.5.1). Полоса пропускания для прототипа (рисунок 4.16*a*) составила 496 и 535 МГц при моделировании и измерениях, соответственно. Результаты хорошо согласуются по характеру частотных зависимостей, а максимальное отклонение между ними менее 7,8%.

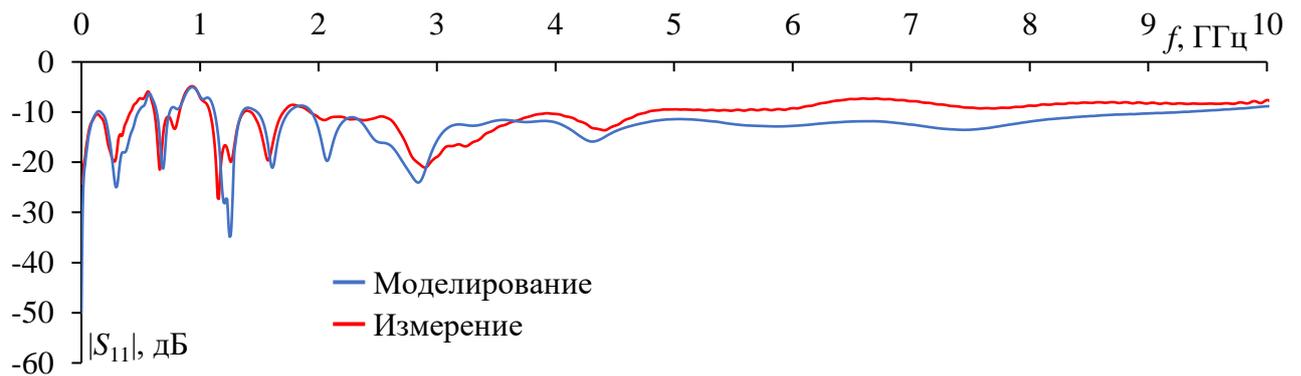
Оценена согласованность полученных моделированием и измерением частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$. Использован метод валидации с выделением особенностей (или FSV метод [238]). Для построения гистограммы доверия (GDMс) результаты поэлементной классификации (GDMi) по категориям обычно осуществляется на основе фиксированных границ [239]. Он использован для оценки сходимости результатов, полученных при моделировании методом FDTD и измерений.



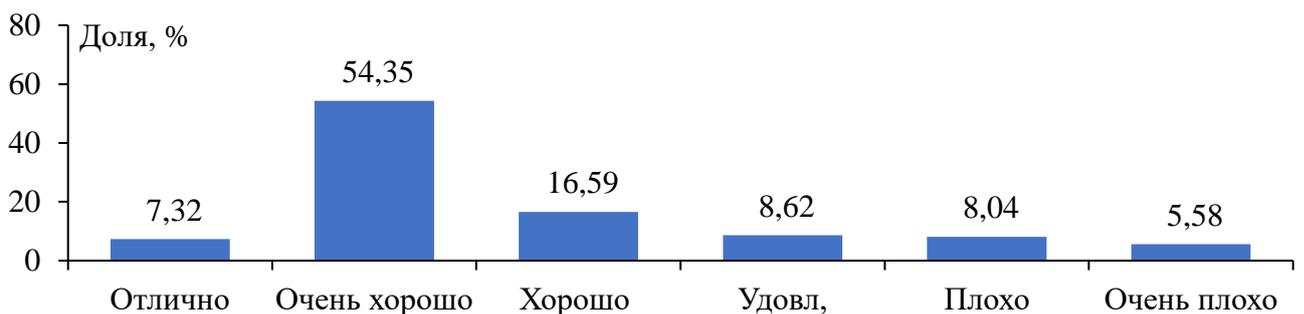
а



б



в



г

Рисунок 4.18 – Результаты моделирования и измерений: $|S_{21}|$ (а) и его гистограмма доверия FSV (б), $|S_{11}|$ (в) и его гистограмма доверия FSV (г)

Полученные гистограммы FSV демонстрируют очень хороший уровень согласованности результатов. Отклонение результатов моделирования и измерений $|S_{11}|$ может быть вызвано недостаточно корректным моделированием SMA-разъемов. Тем не менее, характер зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ показывает, что результаты согласуются.

Выполнено электродинамическое моделирование структуры 1, но в несвернутом виде (рисунок 2.1а), без заземленных проводников и радиопоглощающего материала (далее будет называться структурой 2). Остальные параметры ее поперечного сечения приняты такими же, как на рисунке 4.16а. Это сделано для оценки влияния ее усовершенствования на полосу пропускания и конечную площадь. Вычисленные S -параметры структуры 2 представлены на рисунке 4.19. Видно, что полоса пропускания (по уровню минус 3 дБ) для структуры 2 составила 221 МГц что, в 2,26 раза меньше, чем для структуры 1 с той же общей длиной проводника и меньшей в 1,87 раза площади структуры.

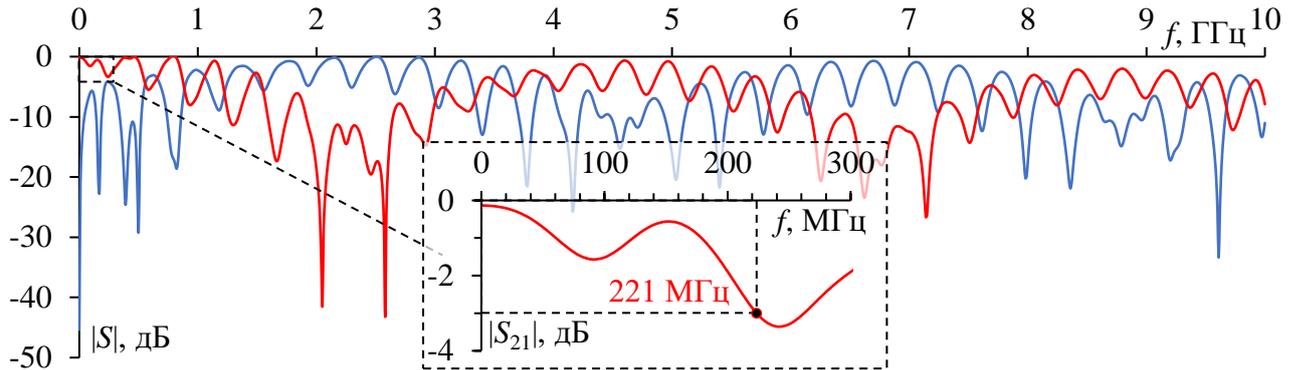


Рисунок 4.19 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (—) структуры 3, полученные в результате моделирования

Выполнено вычисление (на основе измеренных S -параметров из рисунка 4.18) временного отклика на выходе структуры 1 на воздействие СШП импульса со спектром от 0,1 до 6 ГГц в соответствии с МЭК (далее в тексте он будет называться СШП импульс) [78]. Форма напряжения и спектр представлены СШП импульса на рисунке 4.20. Формы напряжения на выходе структуры 1, полученные в результате измерений (согласно методике из п. 1.3.5.2) и электродинамического моделирования, показаны на рисунке 4.21.

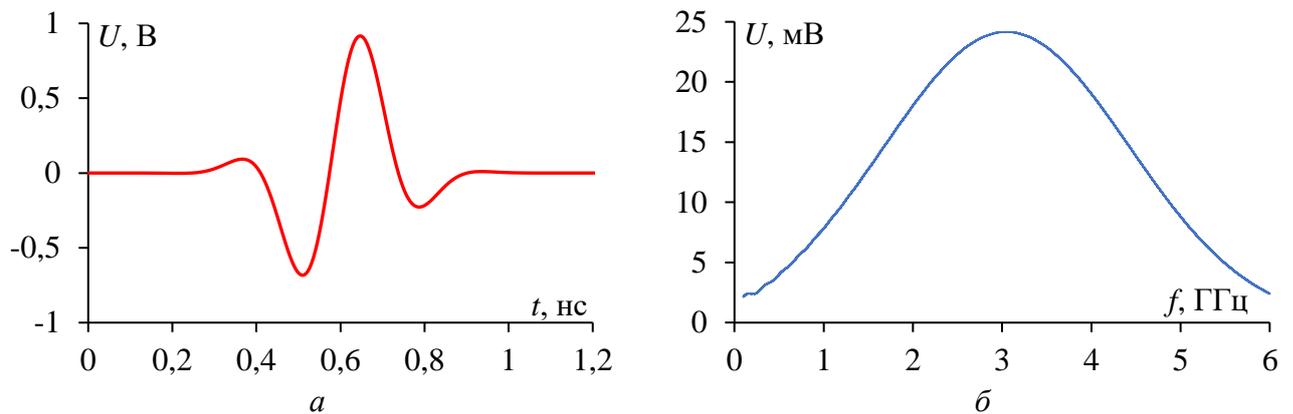


Рисунок 4.20 – Форма воздействия (а) и спектр (б) СШП импульса

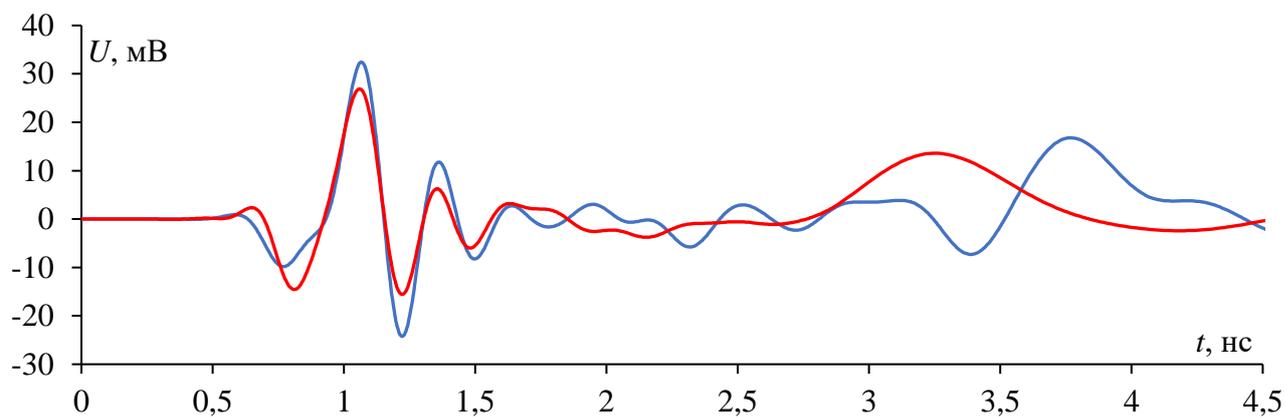


Рисунок 4.21 – Формы напряжений на выходе структуры 1, полученные в результате электродинамического моделирования (—) и измерений (---) при воздействии СШП импульса

Из рисунка 4.21 видно, что по результатам моделирования и эксперимента U_{\max} не превышает 25,6 и 26,9 мВ соответственно и определяется импульсом в диапазоне 0,75–1,25 нс, который является перекрестной помехой. Таким образом по результатам моделирования и измерений ослабление составило 17,9 и 17 раз соответственно (относительно $E/2$).

Выполнена структурная оптимизация эвристическим поиском структуры 1 по критериям уменьшения ее площади и увеличения ее полосы пропускания с сохранением ослабления СШП импульса. В результате оптимизации количество неосновных полувитков уменьшено до одного, а общая длина проводника и площадь структуры составили 37,1 и 70 мм², соответственно (далее будет называться структурой 3). Схема соединений и топология структуры 3 приведены на рисунке 4.22.

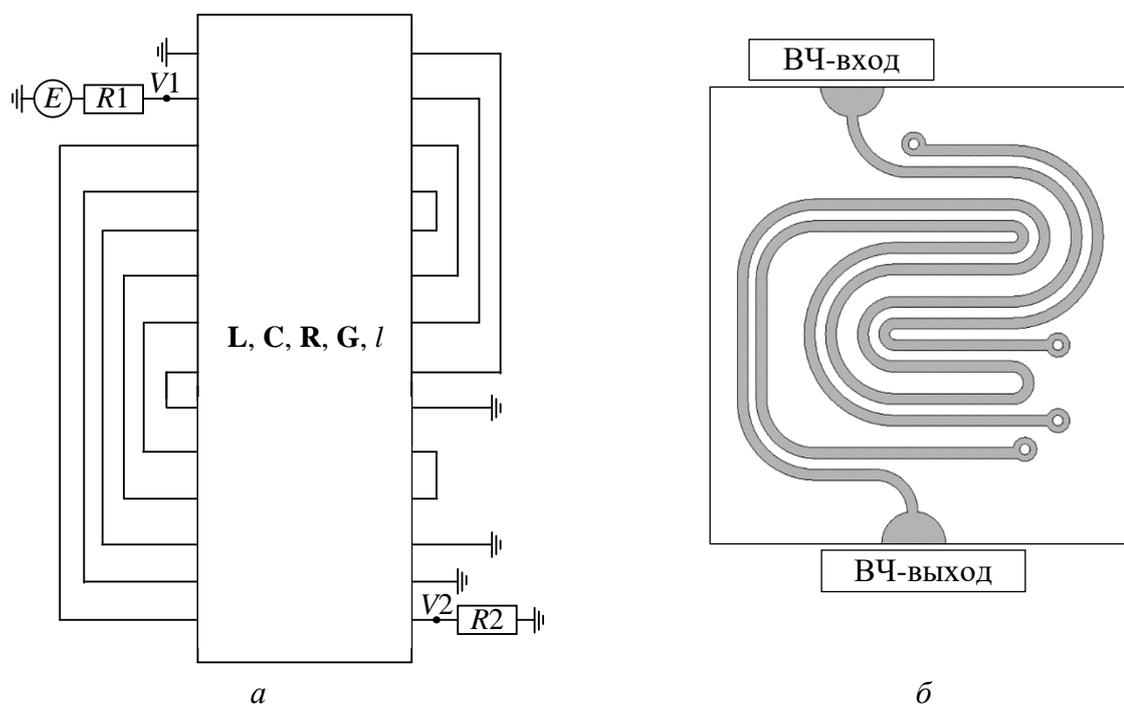


Рисунок 4.22 – Схема соединений (а) и топология (б) структуры 3

На рисунке 4.23 приведены частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$, полученные в результате электродинамического моделирования структуры 3. Видно, что полоса пропускания структуры 3 составляет 1,31 ГГц. Таким образом полоса пропускания структуры 3 в 5,93 раза больше, чем у структуры 2, а ее площадь в 6,74 раза меньше, чем площадь структуры 2.

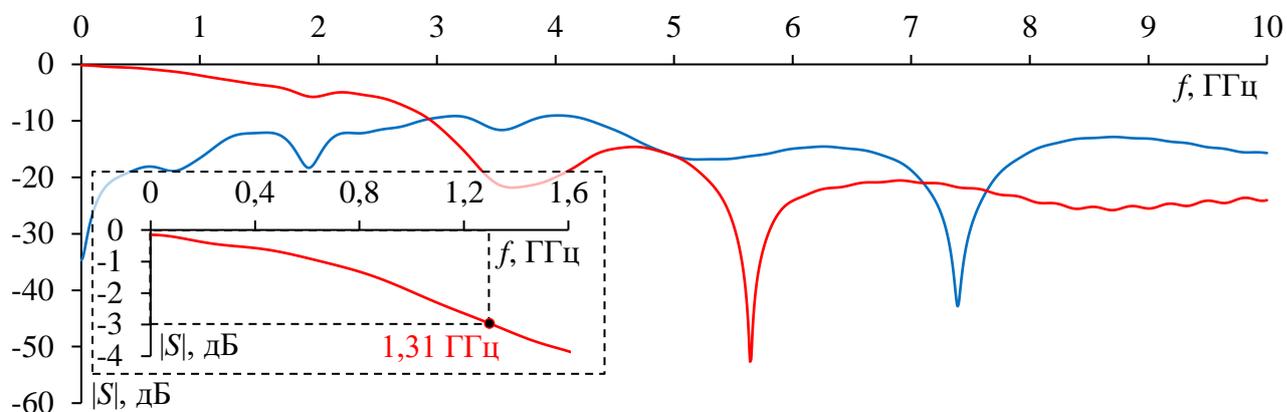


Рисунок 4.23 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (—) структуры 2, полученные в результате моделирования

На основе S -параметров, вычисленных квазистатическим и электродинамическим подходами, рассчитаны временные отклики структур 2 и 3. Они представлены на рисунке 4.24.

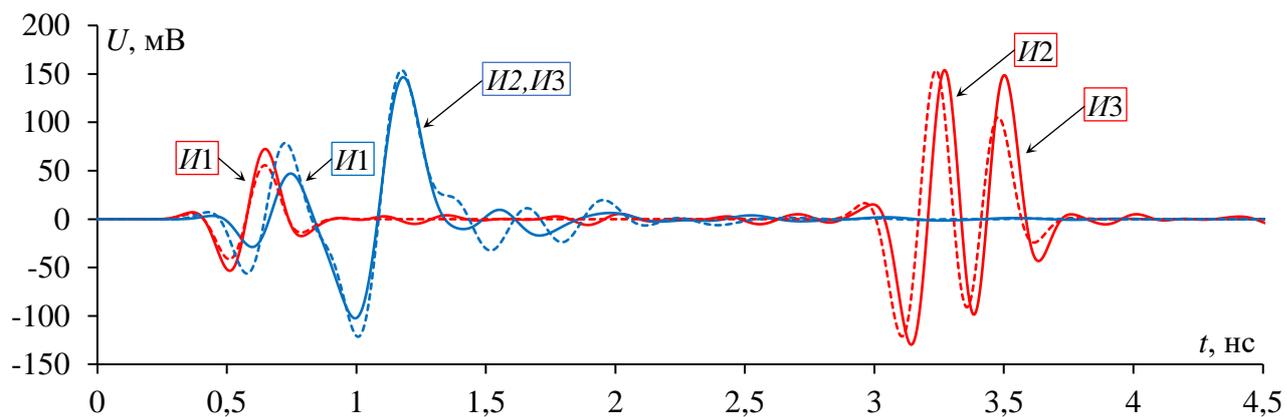


Рисунок 4.24 – Форма напряжения СШП-импульса на выходе структур 2 (—) и 3 (—), полученная в результате электродинамического (—) и квазистатического (- -) моделирования

Из рисунка 3.27 видно, что на выходе структуры 2 СШП-импульс разложился на три основных импульса: перекрестной помехи ($I1$); нечетной ($I2$) и четной ($I3$) мод линии. U_{\max} определяет $I2$ и составляет 154 и 153,4 мВ при электродинамическом и квазистатическом моделированиях соответственно (ослабление 2,97 и 2,98 раза соответственно относительно $E/2$). На выходе структуры 3 основные импульсы мод и отражения разной полярности, возникающие из-за сворачивания, накладываются и значительно компенсируют друг друга. U_{\max} на выходе структуры 3 составило 146,5 и 153,7 мВ при электродинамическом и квазистатическом моделированиях соответственно (ослабление 3,12 и 2,98 раза соответственно относительно $E/2$).

Дополнительно оценена возможность применения исследуемых структур для защиты от узкополосных помех на примере затухающей синусоиды [240]. Временные и частотные

напряжения узкополосного возбуждения представлены на рисунке 4.25. Данная форма сигнала используется в соответствии со стандартом MIL-STD-461F [241] и задается выражением:

$$U(t) = E \sin(2\pi ft) e^{-\beta t}$$

где E – амплитудное ЭДС, $\beta=1/\tau_c$ – коэффициент затухания, а f – частота (предполагается $f=5$ ГГц).

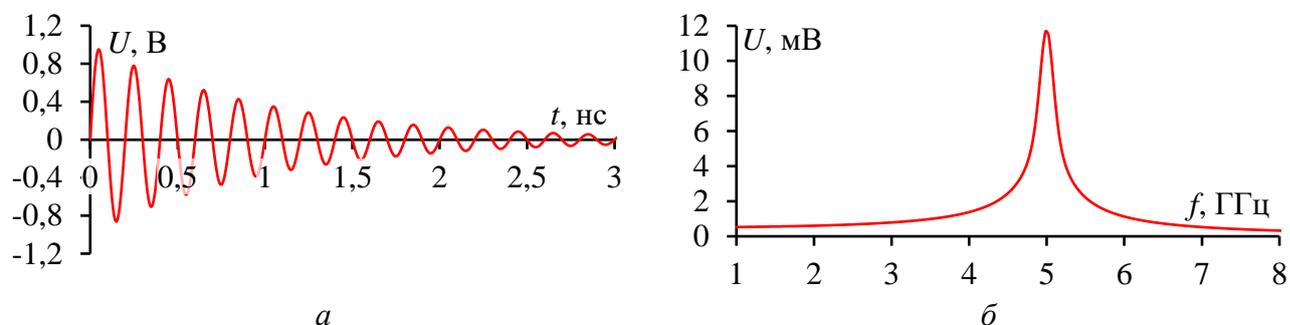


Рисунок 4.25 – Форма воздействия (а) и спектр (б) затухающей синусоиды

На рисунке 4.26 представлена форма напряжения на выходе структуры 1 при воздействии затухающей синусоидой, полученная в результате электродинамического моделирования и измерений.

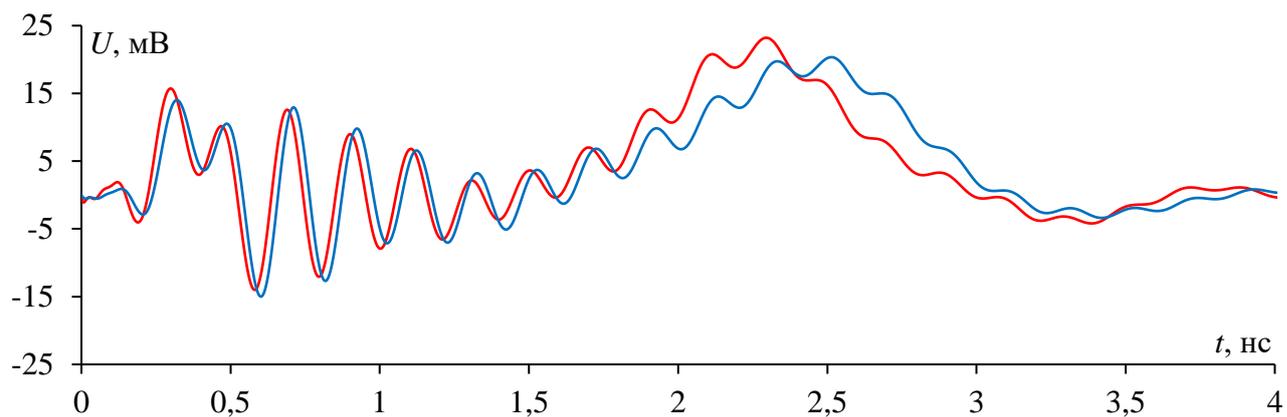


Рисунок 4.26 – Форма напряжения на выходе структуры 1, полученная в результате электродинамического моделирования (—) и измерений (—)

Из рисунка 4.26 видно, что U_{\max} определяется основными импульсами мод в диапазоне 1,75–3 нс, которые накладываются друг на друга. U_{\max} , полученные в результате моделирования и эксперимента составили 23,2 и 20,35 мВ соответственно (ослабление 20,4 и 22,3 раза соответственно относительно $E/2$). На основе S -параметров, полученных моделированием, рассчитаны временные отклики структур 2 и 3. Результаты этих расчетов представлены на рисунке 4.24.

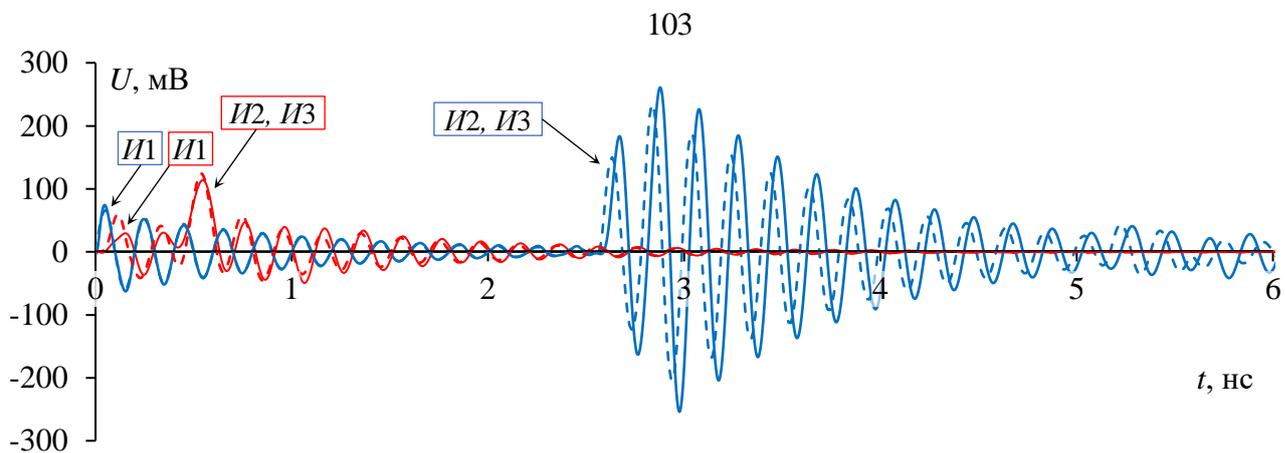


Рисунок 4.27 – Форма напряжения на выходе структур 3 (—) и 2 (—), полученная электродинамическим (—) и квазистатическим (- -) моделированием

Из рисунка 4.27 видно, что импульсы, определяющие максимальную амплитуду на выходе структуры 2, находятся в диапазоне 2,5–4 нс. Это обусловлено тем, что задержки основных мод линии находятся в этом диапазоне. U_{\max} определяется И2 и при электродинамическом и квазистатическом подходах не превышает 261 и 233,3 мВ соответственно (ослабление 1,81 и 2 раза соответственно относительно $E/2$). На выходе структуры 3 характер отличен: синусоида плавно затухает. В этом случае И2, И3 и их отражения разной полярности накладываются и значительно компенсируют друг друга. Поэтому U_{\max} находятся в диапазоне 0,4–0,7 нс и составили при электродинамическом и квазистатическом подходах 113,9 и 124,5 мВ соответственно (ослабление 4,17 и 3,8 раза соответственно относительно $E/2$).

Для оценки вероятности возникновения негативных явлений были рассчитаны соответствующие N -нормы. Расчет выполнен при воздействии СШП-импульса в тракте 50 Ом без структур и на выходе структур 1, 2 и 3. Для анализа использовались данные, полученные разными методами. Результаты расчета N -норм сведены в таблицу 4.7.

Таблица 4.7 – Вычисленные N -нормы исходного воздействия СШП-импульса и результата его разложения на выходе структур 1, 2 и 3 на основе результатов, полученных разными методами

Структура	Метод	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{12}$	$N_4 \cdot 10^{11}$	$N_5 \cdot 10^6$
Тракт 50 Ом	Входное воздействие	0,458	9,41	6,5	9,24	5,05
1	Электродинамический	0,027	0,5	6,15	3,04	0,53
	Измерение	0,026	0,51	6,4	2,63	0,48
2	Электродинамический	0,154	3,64	6,4	8,2	2,42
	Квазистатический	0,153	3,72	6,32	9,3	2,54
3	Электродинамический	0,147	2,22	6,36	5,16	1,94
	Квазистатический	0,154	2,62	6,46	5,96	2,09

Из результатов в таблице 4.7 видна хорошая согласованность N -норм, рассчитанных по результатам разных методов. Для упрощения дальнейшего анализа будут рассмотрены только результаты электродинамического моделирования. Из таблицы 4.7 видно, что N_1 , N_2 , N_3 , N_4 и N_5 на выходе структуры 1 уменьшаются (в сравнении с трактом 50 Ом) в 17,14, 18,76, 1,1, 3 и 9,5 раз

соответственно, структуры 2 – 2,87, 2,58, 1,2, 1,2, 2,08 раз соответственно, структуры 3 – 3,12, 4,23, 1,1, 1,8 и 2,6 раз соответственно. Таким образом, исследуемые структуры для защиты от СШП-помехи демонстрируют снижение рисков, характеризуемых N -нормами. Основываясь на N -нормах, наиболее предпочтительной является структура 1. Аналогичный анализ выполнен при воздействии затухающей синусоиды. Результаты расчета N -норм представлены в таблице 4.8.

Таблица 4.8 – Вычисленные N -нормы исходного воздействия затухающей синусоиды и результата его разложения на выходе структур 1, 2 и 3 на основе результатов разных методов

Структура	Метод	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
Тракт 50 Ом	Входное воздействие	0,475	15,7	1,59	3,18	7,88
1	Электродинамический	0,026	0,07	1,52	0,36	0,65
	Измерение	0,024	0,072	1,57	0,36	0,64
2	Электродинамический	0,273	8,57	1,57	2,89	5,21
	Квазистатический	0,279	8,22	1,55	2,92	5,07
3	Электродинамический	0,115	2,09	1,56	0,59	1,47
	Квазистатический	0,122	2,14	1,58	0,56	1,48

Из результатов в таблице 4.8 также видна хорошая согласованность N -норм, рассчитанных по результатам разных методов. Далее, также для упрощения анализа, рассмотрены только результаты электродинамического моделирования. Из таблицы 4.8 видно, что N_1, N_2, N_3, N_4 и N_5 на выходе структуры 1 уменьшаются (в сравнении с трактом 50 Ом) в 18,36, 22,34, 1,1, 8,9 и 12,14 раз соответственно, структуры 2 – 1,73, 1,83, 1,1, 1,1, 1,51 раз соответственно, структуры 3 – 4,1, 7,48, 1,1, 5,37 и 5,35 соответственно. Таким образом, исследуемые структуры для защиты от затухающей синусоиды демонстрируют снижение рисков, характеризуемых N -нормами. Основываясь на N -нормах, наиболее предпочтительной является структура 1.

Рассмотрена возможность использования исследуемых структур в сигнальных цепях, как в п. 4.1. Так как частота среза для структуры 1 составляет 510 МГц можно выбрать скорость близкой к частоте среза. Однако исходя из полученных значений ГВЗ (рисунок 4.28) для минимизации искажений полезного сигнала скорость передачи данных выбрана равной 300 Мбит/с. Также для аналогичного анализа исходя из рисунков 4.29 и 4.30 для минимизации искажений полезного сигнала скорость передачи данных для структуры 2 выбрана равной 100 Мбит/с, а для структуры 3 – 1,8 Гбит/с.

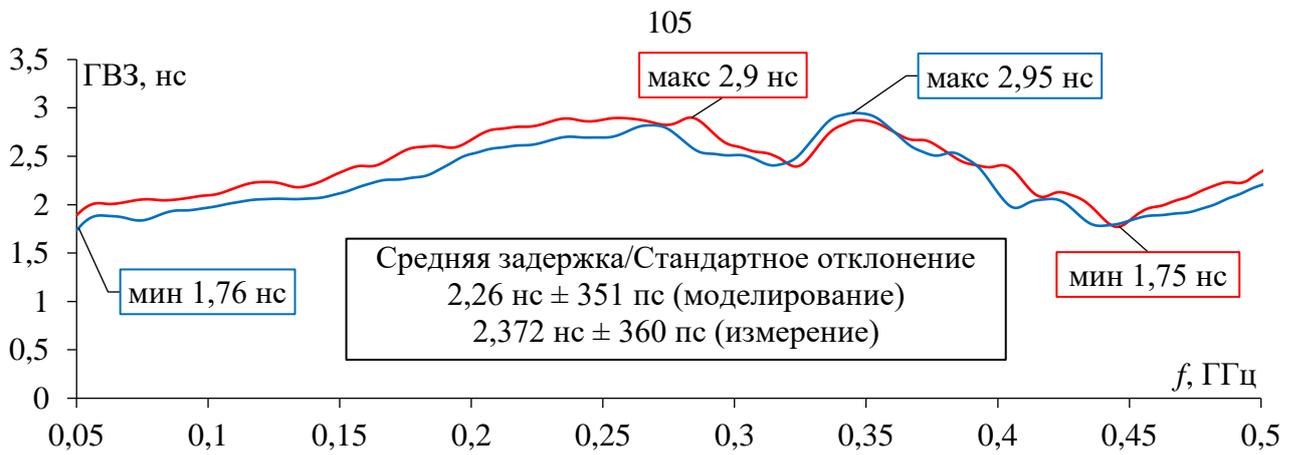


Рисунок 4.28 – Частотные зависимости ГВЗ структуры 1, полученные в результате измерения (—) и моделирования (—)

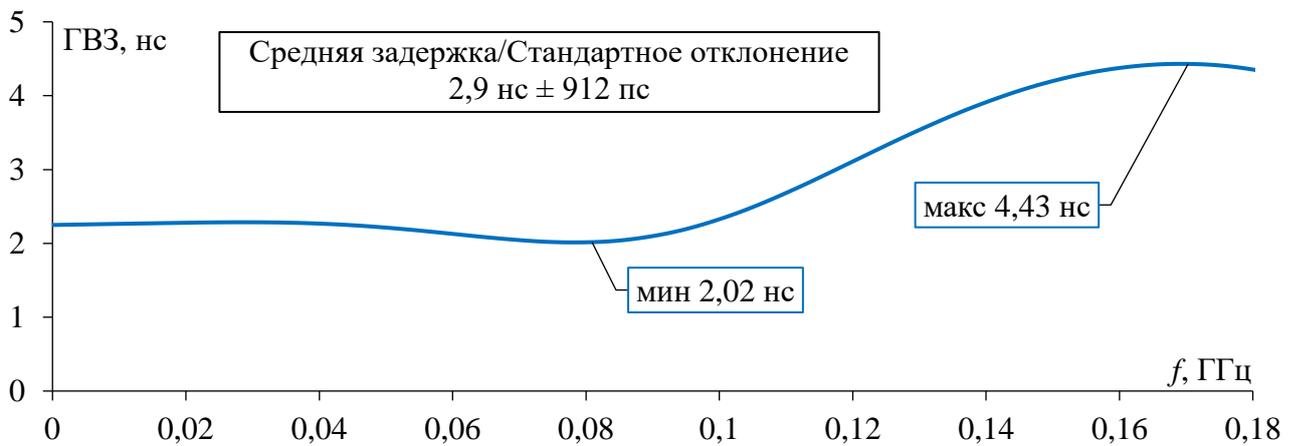


Рисунок 4.29 – Частотные зависимости ГВЗ структуры 2, полученные в результате моделирования

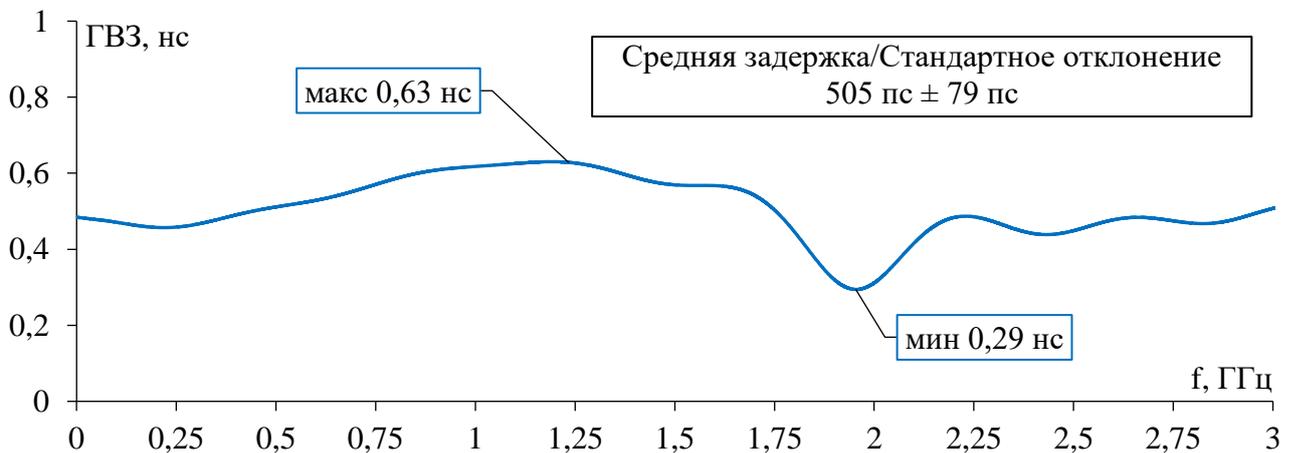


Рисунок 4.30 – Частотные зависимости ГВЗ структуры 3, полученные в результате моделирования

Представленные результаты моделирования демонстрируют существенное влияние топологии структуры на его ГВЗ. Моделирование структуры 1 (рисунок 4.28) выявило наличие локальных экстремумов ГВЗ, обусловленных, вероятно, паразитными резонансами в структуре. Структура 2 (рисунок 4.30) демонстрирует плавный рост ГВЗ с увеличением частоты. Структура 1 в отличие от структуры 3 (рисунок 4.29) характеризуется более плавной зависимостью ГВЗ от

частоты с меньшим разбросом значений, что указывает на ее потенциальные преимущества с точки зрения минимизации искажений сигнала. Полученные данные свидетельствуют о необходимости тщательного анализа топологии структуры для достижения требуемых характеристик ГВЗ, особенно в приложениях, чувствительных к фазовым искажениям.

В таблицу 4.9 сведены параметры целостности полезного сигнала, полученные на основе электродинамического моделирования и измерения структуры 1.

Таблица 4.9 – Параметры полезного сигнала

Параметры	Моделирование	Измерение
Джиттер, пс	25,4	53,7
Ширина глаза, нс	3,27	3,18
Высота глаза, В	0,62	0,64
Амплитудный шум, мВ	883	868
Отношение сигнал/шум	9,85	8,9

В таблице 4.9 проведено сравнение параметров полезного сигнала, полученных путем электродинамического моделирования и экспериментальных измерений структуры 1. Анализ показывает высокую корреляцию между результатами моделирования и измерений ширины и высоты глаза. Незначительные расхождения наблюдаются в значениях джиттера, что может быть обусловлено влиянием внешних факторов и погрешностями измерительной аппаратуры. Полученные значения амплитуды шума и отношения сигнал/шум в рамках моделирования и эксперимента также хорошо согласуются.

Для примера на рисунке 4.14 представлена глазковая диаграмма структуры 1, полученная в ходе измерения, на которую добавлен BERContour, показывающий форму глаза, полученную с помощью моделирования. В исследованном случае глаз остается открытым, поэтому вероятность битовых ошибок низка.

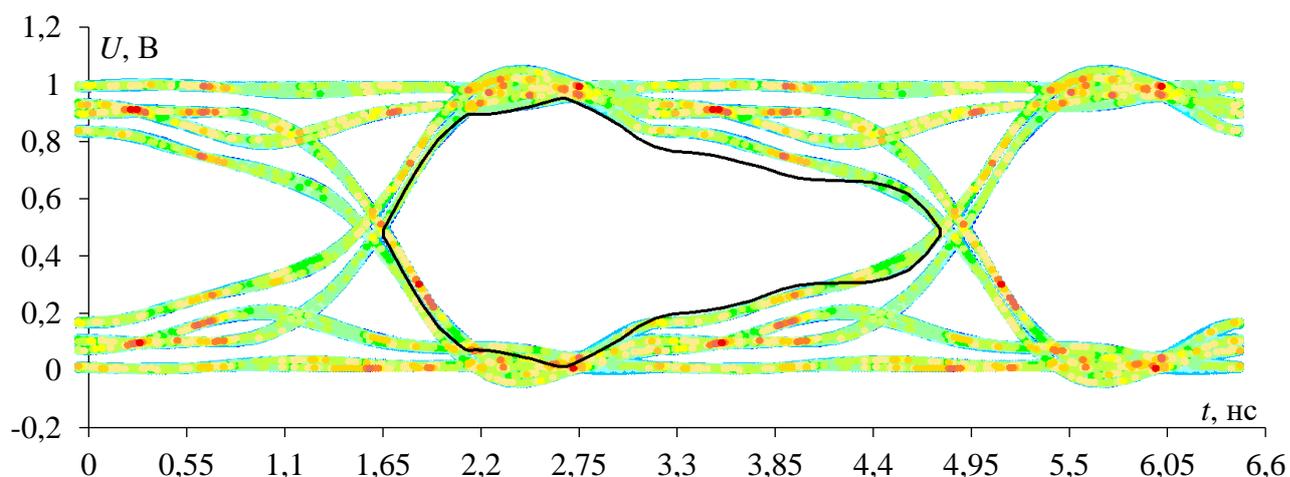


Рисунок 4.31 – Глазковая диаграмма структуры 1, полученная с помощью измерения и моделирования (-) при скорости 300 Мбит/с

Для сравнительного анализа были выбраны структура 2 и 3, демонстрирующие схожий уровень подавления СШП-помехи. С целью выявления преимуществ и недостатков каждой из структур проведено сравнение параметров полезного сигнала, полученных при моделировании на скорости передачи данных 100 Мбит/с. В таблице 4.10 приведены параметры полезного сигнала в структурах 2 и 3.

Таблица 4.10 – Параметры полезного сигнала в структурах 2 и 3 при скорости 100 Мбит/с

Параметры	Структура 2	Структура 3
Джиттер, пс	<1	49,02
Ширина глаза, нс	9,9	9,9
Высота глаза, В	0,963	0,56
Амплитудный шум, мВ	963	813
Отношение сигнал/шум	>>200	4,46

Из таблицы 4.10 видно, что структура 3 обеспечивает значительно меньший джиттер (<1 пс) по сравнению со структурой 2 (49,02 пс). При этом ширина глаза для обеих структур одинакова и составляет 9,9 нс. Структура 3 также демонстрирует большую высоту глаза (0,963 В) и лучшее отношение сигнал/шум (>200) по сравнению со структурой 2 (0,56 В и 4,46 соответственно). Полученные результаты подтверждают эффективность предложенной модификации структуры для повышения качества сигнала и снижения вероятности ошибок при передаче данных. На рисунке 4.14 представлены глазковые диаграммы структуры 2 и 3, полученные с помощью моделирования при скорости 100 Мбит/с.

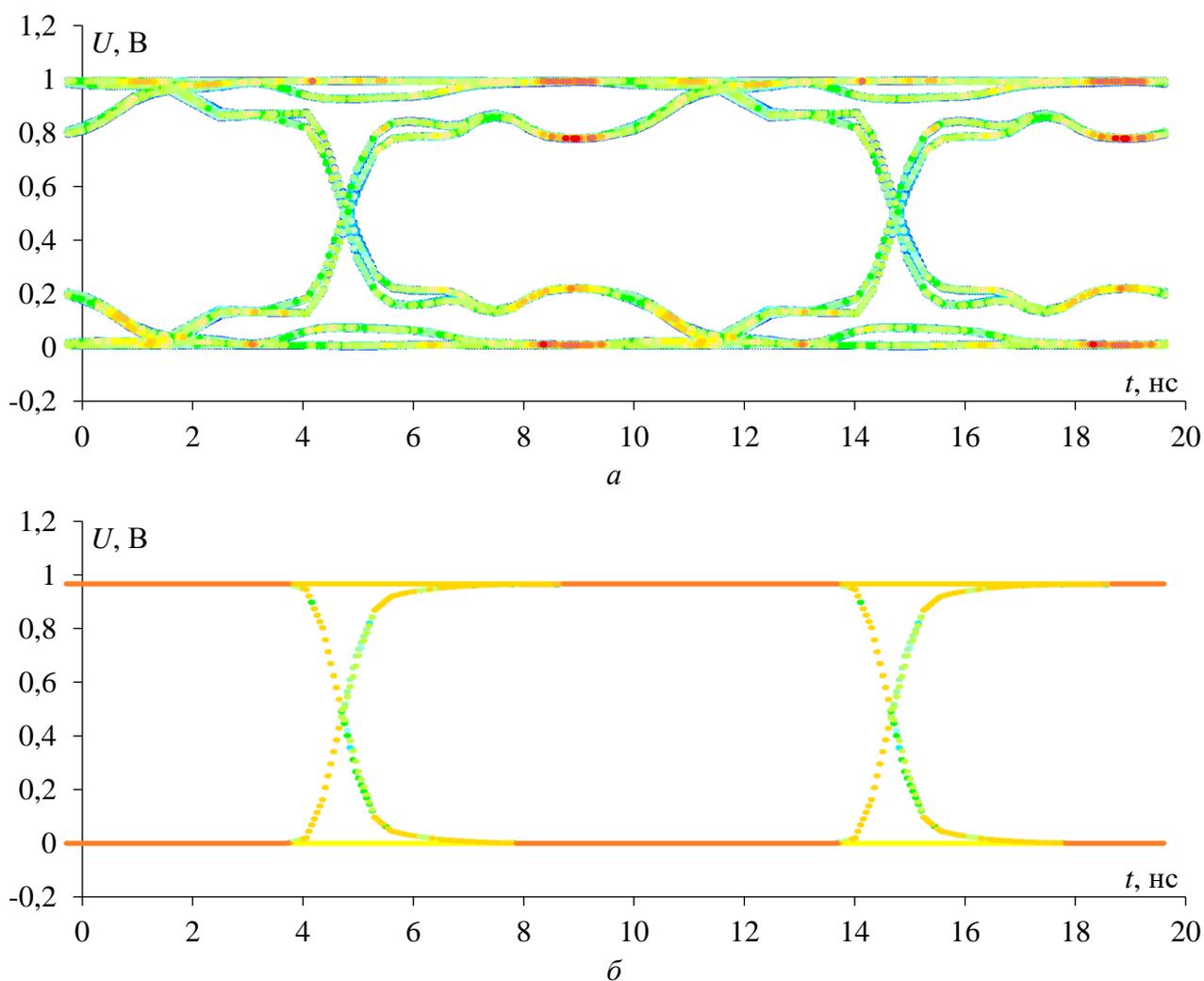


Рисунок 4.32 – Глазковые диаграммы структур 2 (а) и 3 (б), полученные с помощью моделирования при скорости 100 Мбит/с

Представленный на рисунке 4.32 сравнительный анализ диаграмм наглядно демонстрирует преимущества структуры 3. Глазковая диаграмма структуры 3 характеризуется четко выраженным открытым глазом с минимальным разбросом траекторий, что указывает на высокую стабильность сигнала и низкую вероятность ошибок. В то же время, глазковая диаграмма исходного витка демонстрирует значительное сужение глаза и перекрытие траекторий, что свидетельствует о наличии межсимвольной интерференции и повышенной вероятности ошибок при приеме данных. Таким образом, моделирование подтверждает, что модифицированная структура 3 обеспечивает значительное улучшение качества сигнала по сравнению с исходным витком.

В таблице 4.11 приведены параметры полезного сигнала исходного витка и структуры 3 на скорости 1,8 Гбит/с.

Таблица 4.11 – Параметры полезного сигнала структур 2 и 3 при скорости 1,8 Гбит/с

Параметры	Структура 2	Структура 3
Джиттер, пс	82,44	4,36
Ширина глаза, нс	0,142	0,54
Высота глаза, В	~1	0,68
Амплитудный шум, мВ	642	876
Отношение сигнал/шум	2,8	8,28

Из таблицы 4.11 видно, что модификация структуры значительно влияет на качество сигнала при более высокой скорости передачи данных 1,8 Гбит/с. Структура 3 показывает себя значительно лучше структуры 2 по всем параметрам. Джиттер в структуре 3 составляет всего 4,36 пс против 82,44 пс в структуре 2, что указывает на гораздо более стабильную передачу данных. Ширина глаза также существенно больше в структуре 3 (0,54 нс против 0,142 нс), что говорит о ее лучшей помехоустойчивости. Высота глаза в структуре 3 (0,68 В) превышает аналогичный показатель для структуры 2 (>1 В), а соотношение сигнал/шум значительно лучше (8,28 против 2,8). Полученные данные подтверждают, что модификация структуры позволяет эффективно улучшить качество сигнала и обеспечить надежную передачу данных на высоких скоростях. Для наглядности на рисунке 4.33 приведены глазковые диаграммы структур 2 и 3 полученные с помощью моделирования при скорости 1,8 Гбит/с.

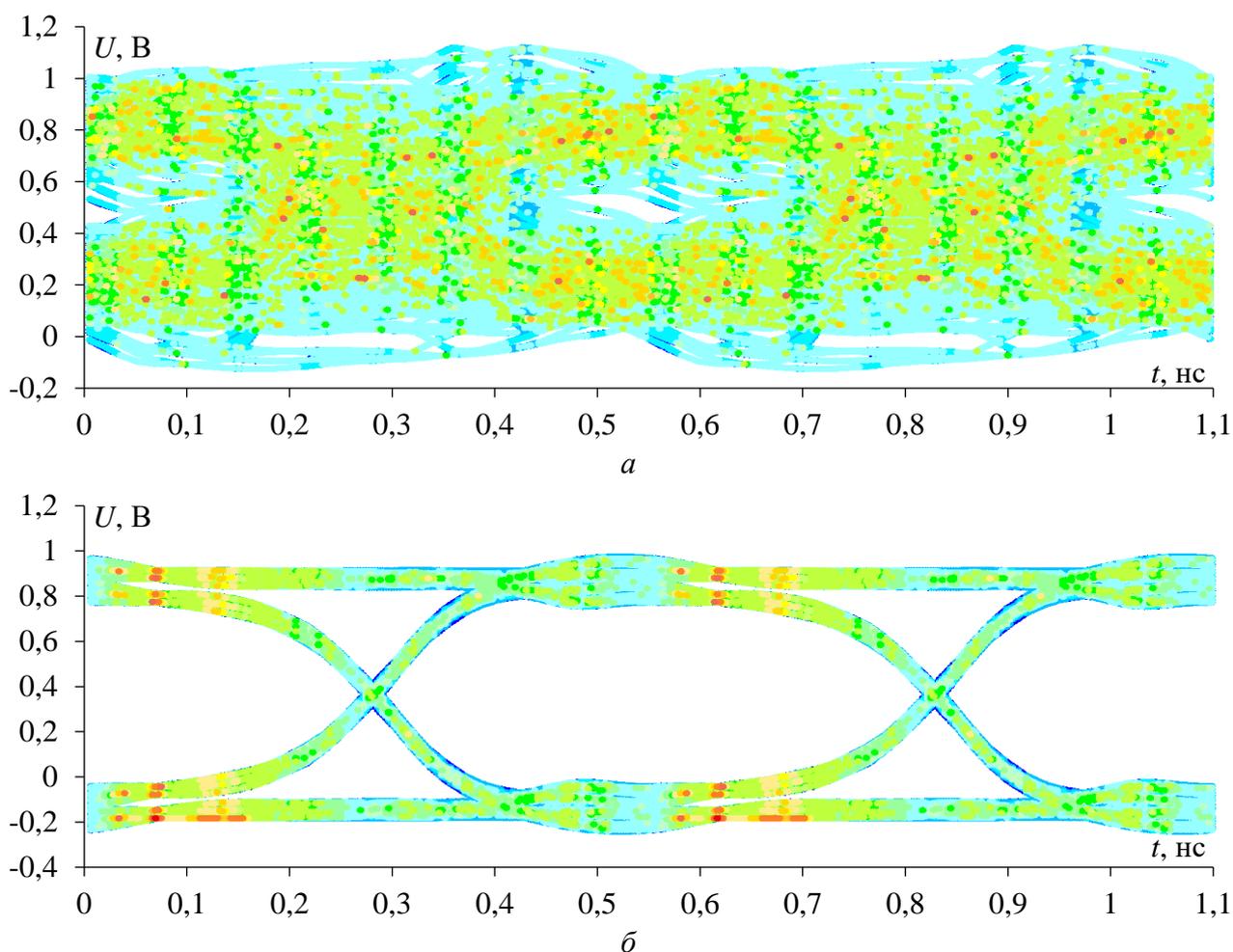


Рисунок 4.33 – Глазковая диаграмма структуры 2 (а) и 3 (б), полученная с помощью моделирования при скорости 1,8 Гбит/с

Из рисунка 4.33 видно влияние топологии структуры на качество сигнала при высокой скорости передачи данных (1,8 Гбит/с). Глазковая диаграмма структуры 3 (рисунок 4.33б) демонстрирует хорошо открытый глаз, что свидетельствует о низком уровне шума и искажений. В то же время, глазковая диаграмма структуры 2 (рисунок 4.33а) характеризуется практически полным закрытием глаза и значительным разбросом траекторий. Это указывает на высокий уровень межсимвольной интерференции, что делает невозможной надежную передачу данных на скорости 1,8 Гбит/с. Таким образом, представленные глазковые диаграммы наглядно подтверждают преимущества структуры 3 с точки зрения обеспечения высокого качества сигнала и возможности работы на более высоких скоростях передачи данных.

Таким образом выполнено экспериментальное подтверждение ослабления узкополосной и СШП-помехи в свернутой меандровой МПЛ с двумя заземленными проводниками и покрытием из радиопоглощающего материала. Для оценки достоверности результатов также выполнено моделирование. Получена хорошая согласованность результатов. Полученные результаты говорят о применимости прототипа для ослабления рассмотренного воздействия. Ослабление СШП-помехи на выходе структуры 1 составило 24,6 дБ (17 раз), а 2 и 3 – 9,46 дБ (2,97 раза).

Ослабление узкополосной помехи на выходе структур 1, 2 и 3 составило 26,2 дБ (20,4 раза), 5,15 дБ (1,81 раза) и 12,4 дБ (4,15 раза) соответственно. При этом структура 2 превосходит структуру 3 меньшей в 6,74 раза площадью и большей в 5,88 раза полосой пропускания. Увеличение полосы пропускания и уменьшение площади структуры связано с ее сворачиванием в витки и использованием покрывающего слоя из радиопоглощающего материала что позволило уменьшить длину основного витка. Кроме того, основываясь на анализе N -норм, такое сворачивание совместно с заземленными проводниками и радиопоглощающим материалом позволяет значительно снизить вероятность электрического пробоя, а также уменьшить вероятность дугового разряда и вероятность диэлектрического пробоя. Анализ целостности полезного сигнала показал, что рассмотренные структуры 1 и 2 могут использоваться в высокоскоростных интерфейсах без значительных искажений со скоростью передачи данных до 300 и 1800 Мбит/с.

4.4 Сравнительный анализ усовершенствованного витка с известными фильтрами

Для проведения сравнительного анализа выбраны существующие фильтры с полосой пропускания до 2,5 ГГц. В таблице 4.12 представлены результаты сравнительного анализа предложенного фильтра (структура 1) из п. 4.3 и существующих 25 фильтров нижних частот (ФНЧ) и полосовых фильтров (ПФ) из [121] на примере анализа их N -норм. Следует отметить, что фильтр из [242] в [121] идентифицирован как ПФ из-за его $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$, несмотря на то, что в оригинальной статье он был обозначен как ФНЧ. Рассматриваемые воздействия широкополосной и узкополосной помех для анализа N -норм представлены на рисунках 4.20 и 4.25 соответственно.

Таблица 4.12 – Сравнение эффективности подавления помех между предложенными и недавно опубликованными ФНЧ и ПФ

Номер ссылки	Тип фильтра	f_c (ГГц) ²	Габариты (мм)	Широкополосная помеха ¹					Узкополосная помеха ¹				
				N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
[242]	ПФ	0,868	74x30x1,6	0,196	0,228	0,961	0,813	0,353	0,279	0,208	0,96	0,433	0,345
[243]	ПФ	0,94	17,5x23x0,5	0,156	0,101	1,006	1,055	0,366	0,09	0,069	0,995	0,132	0,113
[244]	ПФ	1,07	19,7x19,7x1,3	0,403	0,372	0,988	1,849	0,723	0,203	0,133	0,986	0,335	0,252
[245]	ПФ	1,21	50x24x0,5	0,182	0,201	0,999	1,381	0,402	0,344	0,298	0,999	0,656	0,477
[246]	ФНЧ	0,166	29x11x5,5	0,114	0,105	0,997	0,727	0,24	0,073	0,055	0,995	0,138	0,102
[247]	ФНЧ	0,57	73x38x1,58	0,059	0,064	1,001	0,282	0,098	0,209	0,162	0,999	0,294	0,241
[248]	ФНЧ	1,08	53,9x24,5x5,5	0,071	0,013	1,002	0,359	0,138	0,078	0,026	1,001	0,106	0,095
[249]	ФНЧ	1,09	40x27,4x0,8	0,078	0,04	0,936	0,311	0,144	0,129	0,053	0,935	0,121	0,121
[250]	ФНЧ	1,11	26,5x24,3x2,3	0,08	0,04	1,001	0,354	0,152	0,122	0,079	0,998	0,093	0,11
[251]	ФНЧ	1,16	31x40x0,8	0,131	0,067	0,993	0,428	0,175	0,178	0,107	0,991	0,168	0,158
[252]	ФНЧ	1,24	32,1x24,1x0,8	0,101	0,024	0,998	0,375	0,175	0,09	0,016	0,997	0,091	0,102
[253]	ФНЧ	1,34	24,2x14x0,76	0,144	0,058	0,994	0,345	0,215	0,152	0,078	0,994	0,076	0,112
[254]	ФНЧ	1,82	22x16x5,25	0,167	0,052	0,993	0,837	0,305	0,137	0,082	0,993	0,172	0,139
[255]	ФНЧ	1,88	22,3x11x0,38	0,168	0,084	0,998	0,957	0,322	0,178	0,059	1,001	0,188	0,144
[256]	ФНЧ	1,88	52,9x8,98x9	0,166	0,056	0,999	0,982	0,327	0,114	0,033	0,999	0,156	0,129
[257]	ФНЧ	2,1	26,8x16x0,8	0,227	0,08	0,995	1,111	0,37	0,134	0,018	0,992	0,139	0,132
[258]	ФНЧ	2,26	60x24,4x1	0,212	0,091	0,99	1,355	0,398	0,164	0,09	0,998	0,281	0,183
[259]	ФНЧ	2,31	13,2x9,49x0,51	0,284	0,137	0,998	0,966	0,464	0,161	0,039	0,998	0,117	0,147
[260]	ФНЧ п.т. ³	0,008	Модель эл. цепи	0,099	0,099	0,208	0,111	0,099	0,098	0,099	0,22	0,106	0,099
[261]	ФНЧ п.т. ³	0,063	Модель эл. цепи	0,313	0,384	0,961	0,853	0,447	0,544	0,472	0,961	0,602	0,548
[262]	ФНЧ п.т. ³	0,1	40x40x4	0,128	0,178	0,996	0,483	0,187	0,415	0,387	1,03	0,691	0,556
[263]	ФНЧ п.т. ³	1,658	54,6x43,5x1,12	0,292	0,156	1,001	0,427	0,349	0,177	0,069	0,997	0,108	0,142
[264]	ФНЧ п.т. ³ (МФ)	0,069	125x34x0,2	0,251	0,245	0,986	0,701	0,33	0,261	0,181	0,989	0,366	0,296
[233]	ФНЧ п.т. ³ (МЛ)	0,143	46x36x0,45	0,101	0,08	0,995	1,166	0,242	0,182	0,425	0,959	0,4	0,189
[265]	ФНЧ п.т. ³ (МФ)	0,741	70x70x0,5	0,246	0,249	0,998	0,583	0,322	0,395	0,29	0,971	0,415	0,389
Прототип из п.4.3	ФНЧ п.т.³	0,5	18,2x13,9x1,54	0,058	0,044	0,947	0,247	0,091	0,043	0,025	0,94	0,091	0,07

¹Значения нормированы относительно $E/2$ ($N_i/N_{i,E/2}$, где N_i – это значение i -нормы выходного напряжения, а $N_{i,E/2}$ – это значение i -нормы $E/2$).²В случае ПФ, дана первая частота среза (f_c).³Поглощающего типа.

Из таблицы 4.12 видно, что все рассматриваемые фильтры, за исключением фильтра поглощающего типа из [260], оказывают незначительное влияние на значение N_3 . Поэтому целесообразно оценивать другие нормы. С точки зрения подавления широкополосных помех предложенный фильтр демонстрирует хорошие защитные характеристики: N_1 – лучший результат в таблице, N_2 – пятое место в таблице, N_4 – второе место в таблице и N_5 – лучший результат в таблице. Примечательны результаты, полученные для фильтров из [247] и [248]. Они сравнимы с предложенным фильтром, однако по габаритам и ослаблению узкополосной помехи они ему уступают. Что касается подавления узкополосных помех, то предложенный фильтр превосходит все фильтры из таблицы 4.12 по уменьшению всех N -норм.

Таким образом выполнен сравнительный анализ предлагаемого фильтра и 25 существующих фильтров на основе расчета N -норм. Результаты показали, что предлагаемый фильтр превосходит известные фильтры по уменьшению большинства или всех N -норм, в зависимости от используемого воздействия.

4.5 Основные результаты раздела

1. Экспериментально подтверждено разложение СКИ в трех свернутых структурах на основе меандровой МПЛ. Сходимость результатов оценена моделированием и экспериментом. Выявлено, что дополнительное сворачивание витка позволяет дополнительно ослабить амплитуду СКИ. Более того, на основе анализа N -норм, такое сворачивание снижает вероятности возникновения электрического пробоя, дугового разряда, диэлектрического пробоя и выгорания компонентов. Максимальное ослабление СКИ на выходе структур 1, 2 из п. 4.1 с $s=125$ мкм и с $s=200$ мкм составило 5,6, 5,8 и 6,9 раза соответственно. Анализ целостности полезного сигнала показал, что рассмотренные структуры могут использоваться совместно с многоблочным генератором с фазовой автоподстройкой частоты PLL1707.

2. Экспериментально подтверждено разложение СКИ в свернутой меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками. Для оценки достоверности результатов также выполнено моделирование. Получена хорошая согласованность результатов. Выявлено, что дополнительное сворачивание витка меандровой МПЛ с пассивными проводниками позволяет дополнительно уменьшить амплитуду СКИ. Кроме того, основываясь на анализе N -норм, такое сворачивание совместно с введением пассивных проводников позволяет снизить вероятность электрического пробоя, а также уменьшить вероятность дугового разряда и вероятность диэлектрического пробоя. Максимальное ослабление СКИ на выходе составило 24,9 дБ (17,6 раза).

3. Экспериментально подтверждено ослабление узкополосной и СШП-помехи в свернутой меандровой МПЛ с двумя заземленными проводниками и покрытием из

радиопоглощающего материала (структура 1). Для оценки сходимости результатов также выполнено моделирование. Получена хорошая согласованность результатов. Полученные результаты говорят о применимости структуры 1 для ослабления рассмотренных воздействий. Ослабление СШП-помехи на выходе структуры 1 составило 24,6 дБ (17 раз). Также рассмотрены ее модификация (структура 2) и несвернутый виток меандровой МПЛ (структура 3), позволяющие ослабить воздействие СШП-помехи в 9,46 дБ (2,97 раза). Ослабление узкополосной помехи на выходе структур 1, 2 и 3 составило 26,2 дБ (20,4 раза), 5,15 (1,81 раз) и 12,4 дБ (4,15 раза) соответственно. При этом структура 2 превосходит структуру 3 меньшей в 6,74 раза площадью и большей в 5,88 раза полосой пропускания. Увеличение полосы пропускания и уменьшение площади структуры связано с ее сворачиванием в витки и использованием покрывающего слоя из радиопоглощающего материала что позволило уменьшить длину основного витка. Кроме того, основываясь на анализе N -норм, такое сворачивание совместно с заземленными проводниками и радиопоглощающим материалом позволяет значительно снизить вероятность электрического пробоя, а также уменьшить вероятность дугового разряда и вероятность диэлектрического пробоя. Анализ целостности полезного сигнала показал, что рассмотренные структуры 1 и 2 могут использоваться в высокоскоростных интерфейсах без значительных искажений со скоростью передачи данных до 300 и 1800 Мбит/с.

4. Выполнен сравнительный анализ предлагаемого фильтра (свернутая меандровая МПЛ с двумя заземленными проводниками и покрытием из радиопоглощающего материала) и 25 существующих фильтров на основе вычисления N -норм. Результаты показали, что предлагаемый фильтр превосходит известные фильтры по уменьшению большинства или всех N -норм, в зависимости от используемого воздействия. При воздействии СШП-помехи N_1 , N_2 , N_3 , N_4 и N_5 на выходе предлагаемого фильтра уменьшаются (в сравнении с тем, когда в тракте 50 Ом отсутствует фильтр) в 17,14, 18,76, 1,1, 3 и 9,5 раз соответственно, а при воздействии узкополосной помехи – в 18,36, 22,34, 1,1, 8,9 и 12,14 раз соответственно.

Результаты исследования

1. Выполнена однокритериальная и многокритериальная оптимизация ГА параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ. Для этого сформулированы соответствующие целевые функции: первая обеспечивает 1 критерий равенства среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка сопротивлению 50 Ом, вторая обеспечивает 2 критерия – равенства задержек между импульсами разложения и минимизации амплитуды. Так, отработана оптимизация витка меандровой МПЛ с использованием сформулированных целевых функций.

2. Выполнен анализ влияния температуры на характеристики витка меандровой МПЛ. В результате анализа выявлены: незначительное влияние изменения температуры T в диапазоне от минус 50 до 150°C на характеристики витка; характер влияния температуры отдельно на каждую характеристику витка; максимальные отклонения характеристик витка при изменении температуры во всем диапазоне изменяемых геометрических параметров – 3,23% и 2,42% для погонных задержек четной и нечетной мод соответственно, 0,26% для максимальной амплитуды в конце витка и 3% для среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии. Кроме того выявлено, что за счет выбора параметров линии возможно уменьшение влияния T на ее характеристики.

4. Выполнена оптимизация витка меандровой МПЛ с помощью ГА и ЭС с использованием температурной модели. В результате оптимизации найдены наборы оптимальных геометрических параметров витка, обеспечивающие равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений его четной и нечетной мод сопротивлению 50 Ом и минимальную амплитуду на ее выходе при $T = -50, 25$ и 150°C . В результате оптимизации витка с помощью ЭС с использованием температурной модели найдено множество наборов оптимальных геометрических параметров линии (w и ϵ_r), обеспечивающих минимальную амплитуду на ее выходе при $T = -50, 25$ и 150°C . Полученное множество наборов оптимальных геометрических параметров обусловлено тем, что существует множество локальных минимумов целевой функции. Показано хорошее согласование результатов оптимизации двумя методами, но при близких наборах оптимальных параметров время оптимизация с помощью ЭС оказалось в 7 раз меньше. Отработанный алгоритм оптимизации витка меандровой МПЛ может быть легко усовершенствован для поиска оптимальных параметров, при которых изменение T будет оказывать наименьшее влияние на характеристики витка.

5. Выполнен анализ влияния воды и льда на характеристики витка меандровой МПЛ. Результаты показали, что присутствие воды и льда оказывает значительное влияние на характеристики витка меандровой МПЛ. Кроме того, влияние этих слоев на каждую характеристику различно. Например, задержки импульсов четной и нечетной моды увеличились на 55,2 и 18% для витка со льдом и на 511,4 и 173,8 % для витка с водой.

6. Выполнена оптимизация ГА и ЭС витка меандровой МПЛ в воде и льде. Оптимизация ЭС оказалась в 3,3 раза быстрее, чем оптимизация ГА. Полученные результаты имеют практическое значение, так как дают представление об отклонении полученных характеристик от исходных при наличии слоя воды или льда. Продемонстрирована важность учета влияния этих факторов при проектировании защитных полосковых устройств. Продемонстрировано, что использование ГА или ЭС может помочь в поиске оптимальных геометрических параметров, обеспечивающих максимальное ослабление СКИ на выходе витка даже под слоем воды или льда.

7. Продемонстрировано, что введение двух пассивных проводников к витку меандровой МПЛ позволяет разложение СКИ на большее количество импульсов и рост его ослабления в сравнении с линией без пассивных проводников. Так, ослабление СКИ в такой структуре (относительно половины $E/2$) при оптимальных параметрах составило 10,6 раза, что в 3,42 раза больше, чем в структуре без пассивных проводников.

8. Выполнен анализ разложения СКИ в свернутом витке меандровой МПЛ без пассивных проводников и с ними. Выявлено, что уменьшение расстояния между неосновными полувитками ($s_{n1}, s_{n2}, s_{n3}, s_{n4}$) как по отдельности, так и одновременно усиливает влияние искажений на импульсы разложения и увеличивает ослабление СКИ на выходе структур. Показано, что эти искажения являются отражениями и перекрестными помехами. Кроме того показано, что сворачивание витка меандровой МПЛ позволило уменьшить площадь конечной структуры в 2,31 раза. По результатам натурных испытаний максимальное ослабление воздействия длительностью до 300 пс относительно $E/2$ составило 5,6 раза в свернутом витке меандровой МПЛ и 17,6 раза в свернутом витке меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками, что в 1,8 раза и 5,68 раза больше, чем в обычном витке.

9. Экспериментально подтверждено ослабление узкополосной и СШП-помехи в свернутой меандровой МПЛ с двумя заземленными проводниками и покрытием из радиопоглощающего материала. Ослабление СШП-помехи на ее выходе составило 24,6 дБ (17 раз), а узкополосной помехи – 26,2 дБ (20,4 раза). Кроме того, эта структура усовершенствована так, что ее площадь в 6,74 раза меньше простого витка меандровой МПЛ, а полоса пропускания больше в 5,88 раза полосой пропускания. Уменьшение габаритов достигнуто за счет большой разницы погонных задержек мод вследствие большой

диэлектрической проницаемости у радиопоглощающего материала и малой у подложки. Результаты усовершенствования получены электродинамическим подходом. Анализ целостности полезного сигнала показал, что рассмотренные структуры могут использоваться в высокоскоростных интерфейсах без значительных искажений со скоростью передачи данных до 300 и 1800 Мбит/с.

10. Выполнен сравнительный анализ 25 существующих фильтров и свернутой меандровой МПЛ с двумя заземленными проводниками и покрытием из радиопоглощающего материала на основе N -норм. Показано, что исследуемая структура превосходит известные фильтры по уменьшению большинства или всех N -норм, в зависимости от используемого воздействия. При воздействии СШП-помехи N_1 , N_2 , N_3 , N_4 и N_5 на выходе предлагаемого фильтра уменьшаются (в сравнении с тем, когда в тракте 50 Ом отсутствует фильтр) в 17,14, 18,76, 1,1, 3 и 9,5 раз соответственно, а при воздействии узкополосной помехи – в 18,36, 22,34, 1,1, 8,9 и 12,14 раз соответственно.

Рекомендации

1. Результаты могут применяться для совершенствования устройств защиты РЭС на основе МЛ от импульсных СШП воздействий.
2. Результаты могут использоваться для дальнейших исследований и проработки методик проектирования полосковых устройств, основанных на модальном разложении.
3. Результаты анализа распространения помеховых воздействий разной формы в полосковых устройствах на основе витка МЛ могут быть использованы в образовательном процессе высших учебных заведений.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Разработка многослойной меандровой линии для защиты как от СКИ, так и от других типов помех, например от электростатического разряда.
2. Исследование соотношения электрической прочности и конечных размеров разработанных устройств при воздействии СШП воздействий высокой мощности.
3. Проектирование и исследование полосковых устройств на основе витка МЛ в виде свернутой гибкой печатной платы в корпусе для поверхностного монтажа, для защиты реальных элементов и устройств РЭС.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

EMI	Электромагнитная помеха
FDTD	Метод конечных разностей во временной области
HPEMS	Электромагнитные системы высокой мощности
HPM	Мощный микроволновый
LTCC	Низкотемпературная совместно обжигаемая керамика
MoM	Метод моментов
URSI	Международный радиосоюз
UWB	Сверхширокополосный
ВАЦ	Векторный анализатор цепей
МЛ	Меандровая линия
МПЛ	Микрополосковая линия передачи
МФ	Модальный фильтр
ПдЭМВ	Преднамеренное электромагнитное воздействие
РЭС	Радиоэлектронное средство
СКИ	Сверхкороткий импульс
СШП	Сверхширокополосный
ЭМВ	Электромагнитное воздействие
ЭМП	Электромагнитная помеха
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ГА	Генетические алгоритмы
ЭС	Эволюционные стратегии
ИС	Интегральные схемы
ЭМИ	Электромагнитный импульс
МСЭ	Международный союз электросвязи
ИИЭР	Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике
ФО	Фазовое отклонение
ФНЧ	Фильтр нижних частот

ПФ

Полосовой фильтр

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Куликов О.Е., Шалумов А.С. Обеспечение электромагнитной совместимости на ранних стадиях проектирования радиоэлектронной аппаратуры: средства и методы реализации / О.Е. Куликов, А.С. Шалумов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – №1. – С. 1–14.
2. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях. – Монография. – Казань: Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева, 2012. – 254 с.
3. К вопросу об импульсной помехоустойчивости интегральных логических схем / Н.А. Аваев [и др.] // Сборник статей микроэлектроника. Советское радио. – 1969. – №. 3. – С. 80–100.
4. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. – 2006. – №3(18). – С. 36–45.
5. Guillette D.S., Clarke T.J., Christodoulou C. Intentional electromagnetic irradiation of a microcontroller // 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). Spain, 09–13 September 2019. – P. 1214–1218.
6. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред. Т.Р. Газизова. – Томск: Том. Гос. Ун-т, 2002. – 206 с.
7. Фоминич Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем / Э.Н. Фоминич, Д.Р. Владимиров // Военный инженер. – 2016. – №2. – С. 10–17.
8. Loborev V.M. The modern research problems. Plenary lecture // Proc. of American Electromagnetics Conference. Albuquerque. – 1996. – P. 121–127.
9. Вестник радиотехники. – Сентябрь 1999. – № 290. – С.62–63.
10. Wik M.W. Intentional Electromagnetic Interference (EMI) What is the Threat and What Can We Do About It? / M.W. Wik, W.A. Radasky, R.L. Gardner // 15th International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC. – June, 2000. – P. 896–897.
11. Gardner R.L. Testing Strategies for Susceptibility Testing in High Power Electromagnetics / R.L. Gardner, D.C. Stoudt, C.E. Baum // 15th International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC. – June, 2000. – P. 898–901.

12. Radasky W.A. The Standardisation of High Power Electromagnetic Transient Phenomena in the IEC / W.A. Radasky, M.W. Wik // 15th International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC. – June, 2000. – P. 893–895.
13. EMC Conferences [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://conferenceindex.org/conferences/electromagnetic-compatibility> (дата обращения 10.07.2023).
14. 78-я научно-техническая конференция СПб НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://conf-ntores.etu.ru/> (дата обращения 10.07.2023).
15. Международная научно-техническая конференция «Пром-Инжиниринг», 15–19 мая 2023 г. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ispu.ru/node/19329> (дата обращения 10.07.2023).
16. XII Всероссийская Научно-Техническая Конференция «ЭМС–2023» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.test-expert.ru/press-center/conference/konferentsiya-ems-2023> (дата обращения 10.07.2023).
17. IEC 61000-2-9 (1996), Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 2: Environment. Section 9: Description of HEMP environment. Radiated disturbance.
18. Intentional Electromagnetic Interference (IEMI). Background and status of the standardization work in the IEC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ourenergypolicy.org/resources/background-and-status-of-the-standardization-work-in-the-international-electrotechnical-commission/> (дата обращения 22.05.2023).
19. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов [и др.] // Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – № 2(65). – С. 22–34.
20. Егоров А.Б. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства / А.Б. Егоров, А.М. Сотников, И.Ф. Рыбалко // Сборник научных трудов Донецкого института железнодорожного транспорта. – 2012. – № 29. – С. 49–54.
21. Слюсар В. Генераторы супермощных электромагнитных импульсов в информационных войнах // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2002. – № 5(41). – С. 60–67.
22. Benford J. High-power microwaves / J. Benford, J.A. Swegle, E. Schamiloglu // New York: Taylor & Francis, 2007. – P. 531.
23. Зайкова С.А. Пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры. Пособие. – Гродно: ГрГУ, 2009. – 67 с.

24. Гизатуллин 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.
25. Study of breakdown characteristics of 4H-SiC Schottky diode with improved 2-step mesa junction termination extension / H. Rong [et al.] // Proc. of 16th European conference on power electronics and applications. – 2014. – P. 1–10.
26. Кечиев Л.Н. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты / Л.Н. Кечиев, Н.В. Балюк, П.В. Степанов. – М.: Группа ИДТ, 2008. – 478 с.
27. Radasky W.A. Introduction to the special issue on high-power electromagnetics (HPEM) and intentional electromagnetic interference (IEMI) / W.A. Radasky, C.E. Baum, M.W. Wik // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46, No. 3. – P. 314-321.
28. Radasky W.A. Recent developments in high power EM (HPEM) standards with emphasis on high altitude electromagnetic pulse (HEMP) and intentional electromagnetic interference (IEMI) / W.A. Radasky and R. Hoad IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications. – 2020. – Vol. 2, No. 3. – P. 62-66.
29. Radasky W.A. Application of IEC SC 77C standards to IEMI protection // 2012 International conference on electromagnetics in advanced applications. – Cape Town, South Africa, 02-07 September 2012. – P. 1121–1124.
30. ГОСТ IEC 61000-6-4-2016. Стандарт электромагнитной эмиссии для промышленных обстановок.
31. Hoad R. Overview of HPEM standards produced by IEC SC 77c / R. Hoad, W. Radasky // 2015 Asia electromagnetics (AsiaEM). – 2015. – P. 272–273.
32. IEC 61000-1-5-2004. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 1-5: general –high power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems reference.
33. Mora N. Contribution to the study of the vulnerability of critical systems to intentional electromagnetic interference. PhD, EPFL, 2016.
34. IEC 61000-5-9-2009. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 5-9: installation and mitigation guidelines – system-level susceptibility assessments for HEMP and HPEM.
35. IEC 61000-4-36-2014. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 4-36: Testing and measurement techniques – IEMI immunity test methods for equipment and systems.

36. ITU-T K.81-2014. High-power electromagnetic immunity guide for telecommunication systems – series K: protection against interference.
37. IEEE P1642-2015. Recommended practice for protecting public accessible computer systems from intentional EMI.
38. CIGRE 600-2014. Protection of high voltage power network control electronics against intentional electromagnetic interference (IEMI): CIGRE WG C4.206.
39. К вопросу об импульсной помехоустойчивости интегральных логических схем / Н.А. Аваев, М.А. Бедревский, Ю.Е. Наумов, И.Ф. Пучков // Микроэлектроника: сб. статей / под ред. Ф. В. Лукина. – М.: Советское радио, 1969. – Вып. 3. – С. 80–100.
40. Extraction and analysis of conducted electromagnetic susceptibility elements of integrated circuits / L. Fu, Z. Yan, Ch. Fu, D. Su // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 149125–149136.
41. Perotti M., Fiori F. A test structure for the EMC characterization of small integrated circuits / M. Perotti, F. Fiori // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 2018. – Vol. 67, no. 6. – P. 1461–1469.
42. Richelli A. EMI Effects in CMOS Time-Mode Circuits / A. Richelli, L. Colalongo, Z.M. Kovács-Vajna // 2020 International symposium on electromagnetic compatibility-EMC EUROPE. – Rome, Italy, 23–25 September, 2020. – P. 1–6.
43. Greeshmanth N. Review report on characterization of integrated circuits // Journal of advancement in electronics design. – 2020. – Vol. 3, no. 1, 2.
44. Radasky W.A. Fear of frying electromagnetic weapons threaten our data networks. Here's how to stop them // IEEE Spectrum. – 2014. – Vol. 51, no. 9. – P. 46–51.
45. Giri D.V. Classification of intentional electromagnetic environments (IEME) / D.V. Giri, F.M. Tesche // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2004. – Vol. 46. – P. 322–328.
46. IEC 61000-5-10-2017. Installation and mitigation guidelines – guidance on the protection of facilities against HEMP and IEMI.
47. Sabath F. Risk potential of radiated HPEM environments / F. Sabath, H. Garbe // 2009 IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Austin, USA, 17-21 August, 2009. – P. 226–231.
48. Tientcheu R.T. Analysis of methods for classification of intentional electromagnetic environments / R.T. Tientcheu, D. Pouhè // 2015 International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA). – Turin, Italy, 07–11 September, 2015. – P. 1385–1388.

49. Jolt: a highly directive, very intensive, impulse-like radiator / C.E. Baum, W.L. Baker, W.D. Prather, J.M. Lehr, J.P. O'Loughlin, D.V. Giri, I.D. Smith, R. Altes, J. Fockler, D. McMillan // *Proceedings of the IEEE*. – 2004. – Vol. 92, no. 7. – P. 1096–1109.
50. Электромагнитные системы и средства преднамеренного воздействия на физические и биологические объекты / Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев, А.А. Потапов [и др.] // *Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии*. – 2014. – Т. 6. – № 2. – С. 129–169.
51. Scott Tyo J. Differentially fed high-power microwave antennas using capacitively coupled hyperband inverters / J. Scott Tyo, M.D. Abdalla, M.C. Skipper // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 2019. – Vol. 67, no 8. – P. 5203–5211.
52. Генерирование высоковольтных импульсов с пикосекундным фронтом при каскадном включении кивотронов / П. А. Бохан, П. П. Гугин, Д. Э. Закревский, М. А. Лаврухин // *Приборы и техника эксперимента*. – 2018. – № 4. – С. 31–35.
53. Doma R. S. Radiation of high-power fast rise time pulses by hydrogen spark gap antenna at a high repetition rate / R.S. Doma, S. Azeemuddin // *IEEE Transactions on plasma science*. – 2021. – Vol. 49, no 2. – P. 648–655.
54. Podgorski A.S. High power microwave weapon. Patent USA, no. 10451388, 2019.
55. Xiao Shu, Pakhomov A., Schoenbach Karl H. Treatment of biological tissues using subnanosecond electric pulses. Patent USA, no. 10328259, 2019.
56. Kesar A.S. 6-kV, 130-ps rise-time pulsed-power circuit featuring cascaded compression by fast recovery and avalanche diodes / A.S. Kesar, L.M. Merensky, M. Ogranovich, A.F. Kardosysoev, D. Shmilovitz // *Electronics letters*. – 2013. – Vol. 49, no. 24. – P. 1539–1540.
57. Jeong Y.K. Development of the Hyperband HPEM simulator satisfied with IEC61 000-4-36 standard / Y.K. Jeong, D.G. Youn // 2019 Joint international symposium on electromagnetic compatibility, sapporo and asia-pacific international symposium on electromagnetic compatibility (EMC Sapporo/APEMC). – IEEE, 2019. – P. 235–238.
58. Design of a subnanosecond rise time, variable pulse duration, variable amplitude, repetitive, high-voltage pulse source / T. Huiskamp, S.J Voeten, E.J.M.van Heesch, A.J.M. Pemen // *IEEE Transactions on plasma science*. – 2013. – Vol. 42, no. 1. – P. 127–137.
59. Development of a type of differential switched oscillator system for the radiation of mesoband high-power electromagnetic pulses / S.F. Wang, Y.Z Xie, Z.J. Zhu, Y.X. Qiu // *Review of scientific instruments*. – 2021. – Vol. 92, no. 1. – P. 014709.

60. Dražan L. Design and Testing of a Low-Tech DEW Generator for Determining Electromagnetic Immunity of Standard Electronic Circuits / L. Dražan, R. Križan, M. Popela // *Energies*. – 2021. – Vol. 14, no. 11. – P. 3090.
61. Tie W. Optimized analysis of sharpening characteristics of a compact RF pulse source based on a gyro-magnetic nonlinear transmission line for ultrawideband electromagnetic pulse application / W. Tie, C. Meng, C. Zhao // *Plasma science and technology*. – 2019. – Vol. 21, no. 9. – P. 095503.
62. Ryu J. Single-switch-based high-power bipolar pulse generator with inverted U-shaped parallel-plate transmission line / J. Ryu, J.W. Yu // *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. – 2018. – Vol. 66, no. 5. – P. 2425–2432.
63. Ryu J. An integrated antenna-source system of very high ultrawide-band gain for radiating high-power wide-band pulses / J. Ryu, J. Lee // *IEEE Transactions on plasma science*. – 2012. – Vol. 40, no. 4. – P. 1019–1026.
64. Azeemuddin S. A comprehensive review of high voltage wideband and ultra-wide band antennas for IEMI // *Engineering Research Express*. – 2021. – Vol. 3, no. 1. – P. 012001.
65. Eren Ö. Investigation and design of impulse radiating antennas driven with marx generator : дис. – Middle East Technical University, 2021.
66. Blumlein Impulse Generator and TEM Radiator / J.D. Taylor, W.C. Nunally, R.N. Edwards, D.V. Giri // *In introduction to ultrawideband radar systems*. – 1995. – P. 287.
67. Bowen L.H., Farr E.G., Prather W.D. A high-voltage cable-fed impulse radiating antenna / L.H. Bowen, E.G. Farr, W.D. Prather // *Ultrawideband short pulse electromagnetics*. – 2005. – Vol. 8. – P. 9–16.
68. Trends in EMC susceptibility of IT equipment / R. Hoad, N.J. Carter, D. Herke, S.P. Watkins // *IEEE Transaction on electromagnetic compatibility*. – 2004. – Vol. 46. – P. 390–395.
69. Modeling of a current injection system for susceptibility study / G. Mejecaze, L. Curos, T. Dubois J.-M. Vinassa, F Puybaret // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2020. – Vol. 62, no. 6. – P. 2737–2746.
70. Tsyantenka D. UWB EMP susceptibility testing of general-purpose electronic, radio communication, and industrial equipment / D. Tsyantenka, V. Mordachev, E. Sinkevich // *2021 Asia-pacific international symposium on electromagnetic compatibility (APEMC)*. – Nusa Dua - Bali, Indonesia. – 2021. – P. 1–4.

71. Ultrawideband radiators of high-power pulses / V.I. Koshelev, Y.I. Buyanov, Y.A. Andreev, V.V. Plisko, K. Sukhushin // 28th IEEE International conference on plasma science and 13th IEEE International pulsed power conference. – Las Vegas, USA. – 2001.
72. Слюсар В. Генераторы супермощных электромагнитных импульсов в информационных войнах / В. Слюсар // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2002. – № 5(41). – С. 60–67.
73. Benford J. High-power microwaves / J. Benford, J.A. Swegle, E. Schamiloglu // New York: Taylor & Francis. – 2007. P. 531.
74. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System design and assessment notes. – 2014. – No. 41. – P. 1–93.
75. Experimental studies and analysis on IEMI source, field propagation and IEMI coupling to power utility system / D. Shyamala, R. Kichouliya, P. Kumar, S.M. Satav, R. Dasari // Progress in electromagnetics research C. – 2018. – Vol. 83. – P. 229–244.
76. The tapered impedance half-impulse radiating antenna / F. Vega, F. Albarracin-Vargas, C. Kasmi, F. Alyafei // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2021. – Vol. 69, no. 2. – P. 715–722.
77. Modified ground plane geometry for a half impulse radiating antenna / C. Romero, N. Mora, B. Daout, and M. Sallin // International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA). – 2017, P. 1696–1699.
78. IEC 61000-2-13-2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – part 2-13: Environment – high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted.
79. High power radiators and E-field sensors for sub-nanosecond EM pulses / V.M. Fedorov, V.E. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // IEEE International symposium on electromagnetic compatibility (EMC). – 2015.
80. High power radiators of ultra-short electromagnetic quasi-unipolar pulses / V.M. Fedorov, V.E. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // Journal of physics: conference series. – Vol. 830, no. 1. – 2017.
81. Measurements of sub-nanosecond pulsed electromagnetic waves by strip-line sensors with long transmitting coaxial cable / V.M. Fedorov, V.E. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // 20th International symposium on high-current electronics (ISHCE). – 2018. – P. 51–56.

82. Antenna Array with TEM-Horn for Radiation of High-Power Ultra Short Electromagnetic Pulses / V.M. Fedorov, M.V. Efanov, V.Y. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // *Electronics*. – 2021. – Vol. 10, no. 9. – P. 1011.
83. Generation and radiation of ultra-wideband electromagnetic pulses with high stability and effective potential / A.M. Efremov, V.I. Koshelev, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, K.N. Sukhushin // *Laser and particle beams*. – 2014. – Vol. 32, no. 3. – P. 413–418.
84. Radiation of high-power ultrawideband pulses with elliptical polarization by four-element array of cylindrical helical antennas / Yu.A. Andreev, A.M. Efremov, V.I. Koshelev, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, K.N. Sukhushin, M.Yu. Zorkaltseva // *Laser and particle beams*. – 2015. – Vol. 33, no. 4. – P. 633–640.
85. RF pulse generation in a gyromagnetic nonlinear transmission line with periodically placed ferrites and permanent magnets / P.V. Priputnev; I.V. Romanchenko; S.N. Maltsev; V.Y. Konev; V.P. Tarakanov // *IEEE Microwave and wireless components letters*. – 2022. – Vol. 32, no. 5. – P. 471–474.
86. A high-power synthesized ultrawideband radiation source / A.M. Efremov, V.I. Koshelev, V.V. Plisko, E.A. Sevostyanov // *Review of scientific instruments*. – 2017. – Vol. 88, no. 9. – P. 094705.
87. Optimizing high-power ultra-wideband combined antennas for maximum radiation within finite aperture area / S. Wang; Y. Xie; M.X. Gao; Y. Qiu; Y.A. Andreev // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 2018. – Vol. 67, no. 2. – P. 834–842.
88. Wang S.A compact narrow-width combined antenna for the radiation of the UWB electromagnetic pulses / S. Wang, Y. Xie, Y. Qiu // *Review of scientific instruments*. – 2021. – Vol. 92, no. 7. – P. 074701.
89. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: Группа ИДТ, 2007. –616 с.
90. Капура И.А. Анализ методов и средств защиты радиоэлектронной аппаратуры от воздействия мощных электромагнитных излучений / И.А. Капура, Б.В. Бакуменко // *Системы обработки информации*. – 2010. – №6. – С. 87–90.
91. Radulovic V.M. Effects of built-in varistors with low protection voltages on surge protection performances in low-voltage AC power systems / V.M. Radulovic, Z.V. Miljanic // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2020. – Vol.62, №3. – P. 272.
92. Верхулевский К. Защитные TVS-устройства компании Semtech разнообразие выбора // *Компоненты и технологии*. – 2017. – №3. – С. 25–30.

93. Han S.M. A validation of conventional protection devices in protecting EMP / S.M. Han, C.S. Huh, J.S. Choi // *Progress in Electromagnetic*. – 2011. – Vol. 119. – P. 253–263.
94. Ozenbaugh R.L. *EMI Filter Design, Third Edition* / R.L. Ozenbaugh, T.M. Pullen. – CRC Press, 2011. – P. 272.
95. SMD/BLOCK Type EMI suppression filters EMIFIL [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.murata.com/products/emc/emifil> (дата обращения 21.12.2022).
96. Predicting parasitics and inductive coupling in EMI-filters / S.P. Weber [et al.] // *21st IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. – 2006. – Vol.1. – P. 1157–1160.
97. Effects of parasitic parameters on EMI filter performance / S. Wang [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2004. – Vol.19, №3. – P. 869–877.
98. Folded feedthrough multilayer ceramic capacitor EMI filter / X.C. Wang [et al.] // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – June 2017. – Vol.59, №3. – P. 996–999.
99. Гуревич В.И. Применение LC фильтров для защиты оборудования от электромагнитного импульса: реальная необходимость или инерция мышления? // *Компоненты и технологии*. – 2017. – №7. – С. 134–137.
100. 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*. – 2003. – Vol.2. – P. 1313–1316.
101. Systematic description of the protection capability of protection elements / Krzikalla R. [et al.] // *Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC*. – 2007. – P. 1–4.
102. Cui Q. Investigation of waffle structure SCR for ESD protection / Q. Cui, S. Dong, Y. Han // *Proc. of IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*. – 2012. – P. 3–5.
103. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик. / Н.Д. Малютин [и др.]. М.: Томск. Гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.
104. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmission-line and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1956. – Vol.4. – P. 75–81.
105. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1958. – Vol.4. – P. 232–237.

106. Богданов А.М. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А.М. Богданов; под ред. А.П. Креницкого, В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 552 с.
107. Сержантов А.М. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий / А.М. Сержантов, Б.А. Беляев // Материалы 10 Международной конференции СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2000. – С. 369–370.
108. Вершинин И.М. Характеристики управляемых устройств из С-секций с дополнительным проводником в неоднородном диэлектрике / И.М. Вершинин, П.А. Воробьев // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1980. – №3(23). – С. 103–105.
109. Пат. 2138887 Российская Федерация. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) / Осипенков В.М., Веснин С.Г. – № 97119298/09; заявл. 11.11.97; опубл.27.09.99.
110. Пат. 2174737 Российская Федерация. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр / Хрусталеv В.А. [и др.]. – № 2000100670/09; заявл. 10.01.00; опубл. 2001.
111. Тиличенко М.П. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа / М.П. Тиличенко, В.М. Тиличенко // Вестник Гомельского гос. техн. ун-та им. П.О. Сухого. – 2001. – № 2(5). – С. 20–27.
112. Малютин Н.Д. Неотражающие фильтры-четырёхполюсники (фильтры поглощающего типа) / Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, Д.Е. Владимиров // Материалы Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления». – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002. – С. 112–114.
113. Малютин Н.Д. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ- и СВЧ-аппаратуры / Н.Д. Малютин, Д.Е. Владимиров // Труды Второй всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики «АВИОНИКА-2003». – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2003. – С. 239–241.
114. Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Технологии ЭМС. – 2006. – №4. – С. 40–44.
115. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с

116. Belousov A.O. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filter / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Complexity. – 2018. – No. 2018, pp. 1–15.
117. 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. – 2017. – Vol. 59. № 6. – pp. 1864–1871.
118. Пат. 79355 Российская Федерация. Модальный фильтр / Газизов Т.Р. [и др.]. – № 2 008 127 527/22 (033 781); заявл. 07.07.08; опубл. 27.12.08, Бюл. № 36.
119. Самотин И.Е. Использование плоского силового кабеля как защитного устройства от сверхкоротких импульсов / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, Р.В. Киричек // Доклады ТУСУР. – 2010. – №1(21), ч. 2. – С. 74–79.
120. Суровцев Р.С. Модальное разложение в меандровых линиях и устройствах на их основе / Р.С. Суровцев, А.В. Носов // М.: Томск. Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 184 с.
121. Zhechev Y.S. High-Efficiency Low-Pass Reflectionless Filter Based on Modal Decomposition and Electromagnetic Absorber / Y.S. Zhechev, M.S. Murmanskyy, S.V. Vlasov, V.A. Trubcheninov, N.O. Kuzmin, and N.S. Pavlov // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2024. – Vol. 14, No. 5. – pp. 938–944.
122. Improved design of modal filter for electronics protection / T.R. Gazizov // Proc. of 31-st Int. Conf. on Lightning Protection. – 2012. – P. 1–4.
123. 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.
124. 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.
125. Белоусов А.О. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3(37). – С. 36–41.

126. Белоусов А.О. Экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в многопроводной микрополосковой линии / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2016. – № 3(19). – С. 51–54.
127. Zabolotsky A.M. New approach to the power network protection against ultrawide band pulses / A.M. Zabolotsky, A.T. Gazizov // 2014 Int. Conf. on Energ., Envir. and Mat. Sc., State Politechnical University, Saint Petersburg, Russia. – 2014. – pp. 104–107.
128. Gazizov A.T. Printed structures for protection against UWB pulses / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, O.A. Gazizova // 16-th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electr. Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai. – 2015. – pp. 120–122.
129. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.
130. Zhang Q. Design of dispersive delay structures (DDSS) formed by coupled C-sections using predistortion with space mapping / Q. Zhang, J.W. Bandler, C. Caloz. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 18, No. 4. – pp. 4040–4051.
131. Surovtsev R.S. Pulse decomposition in the turn of meander line as a new concept of protection against UWB pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russian Federation. – 2015. pp. 1–6.
132. Патент на изобретение №2597940 Российской Федерации. Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / Р.С. Суровцев [и др.]. – Заявка №2015120797/28; заявлен 01.06.2015; опубликован 25.08.2016.
133. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2014. – 4(34). – С. 34–38.
134. Пат. №2556438 Российской Федерации, МПК Н 03 Н 7/30. Линия задержки, неискажающая импульс / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – №2013159347/08(092269); заявл. 30.12.2013; опубл. 16.06.2015. Бюл. №19.
135. 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 conf. on control and communications (SIBCON). – Omsk, Russian Federation, 2015. – P. 1–7.

136. Газизов Т.Р. Искажения импульсного сигнала в простых меандровых линиях / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Инфокоммуникационные технологии. – 2006. –Т. 4. №3. – С. 34–38.
137. Суровцев Р.С. Аналитические условия для выравнивания и уменьшения амплитуд составляющих временного отклика в витке меандровой линии / Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67, № 1. – С. 84–90.
138. 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. – 2017. – Vol. 59, no. 6. – P. 1864–1871.
139. Nosov A.V. Revealing new possibilities of ultrashort pulse decomposition in a turn of asymmetrical meander delay line / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // XXI Int. conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices. – Altai, Russia, 29 June – 13 July 2020. – P. 149–153.
140. Nosov A.V. Study of protective meander line turn with broad-side coupling / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 2017 Int. multi-conf. on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON). – Novosibirsk, Russia, September 18–22, 2017. – P. 453–458.
141. Nosov A.V. Ultrashort pulse decomposition in the turn of a meander microstrip line with a passive conductor / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // Journal of Physics: Conference Series: 16, Tomsk, 18–20 ноября 2020 года. – Tomsk, 2021. – P. 012029. – DOI 10.1088/1742-6596/1862/1/012029.
142. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.В.Носов [и др.] // Доклады ТУСУР. 2015. №3(37). С. 120–123.
143. Nosov A.V. Propagation of UWB pulse in two turns of meander microstrip line connected in cascade / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Tomsk, Russia, October 23–24, 2019. – P. 0288–0292.
144. Conditions for ultrashort pulse decomposition in multi-cascade protection devices based on meander microstrip lines / G.Y. Kim [et al.] // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1679. – P. 1–6.
145. Nosov A.V. Revealing new possibilities of ultrashort pulse decomposition in a turn of asymmetrical meander delay line / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 21th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – June 29 – July 3, 2020. – P. 149–153.

146. 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. – С. 47–52.
147. 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, Erlagol.* – 2016. – pp. 151–154.
148. Кенжегулова З.М. Аналитические модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением / З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев // *Материалы докладов Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»*. Томск. – 2020. – Ч.1. – С. 286–289.
149. Park S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.* – 2010. – Vol.52. – P. 436–446.
150. Суровцев Р.С. Математический аппарат для анализа помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой // *Журнал радиоэлектроники.* – 2023. – №2. – С. 1–29.
151. Борисов Ю.П. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств / Ю.П. Борисов, В.В. Цветнов. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
152. Куксенко С.П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости: дисс. на соиск. уч. ст. доктора. техн. наук. Томск, 2019. – 436 с.
153. Карри С. Полосковые устройства защиты на основе витка меандровой линии с модифицированной структурой: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Томск, 2023. – 184 с.
154. Chen W.K. Computer aided design and design automation. 3rd ed / W.K. Chen. – Boca Raton: CRC Press, 2009. – 435 p.
155. Никольский В.В. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / В.В. Никольский, В.П. Орлов, В.Г. Феоктистов; под ред. В.В. Никольского. – М.: Радио и связь, 1982. – 272 с.
156. Jackson J.D. Classical electrodynamics / J.D. Jackson. – NY: John Wiley & Sons, 1962. – 641 p.

157. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. – М.: Физматлит, 2013. – 430 с.
158. Paul C.R. Transmission lines in digital systems for EMC practitioners / C.R. Paul. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2012. – 270 p.
159. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software> (дата обращения: 03.03.2023).
160. Дмитриев А.С. Моделирование системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов в среде ADS / А.С. Дмитриев, Т.И. Мохсени, К.М. Сьерра-Теран // Известия вузов. ПНД. – 2019. – №5. – С. 72–85.
161. Harrington R.F. Matrix Methods for Field Problems // Proc. of the IEEE. – 1967. – Vol.55, №2. – P. 136–149.
162. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР / С.П. Куксенко [и др.] // Наноиндустрия. – 2023. – Т. 16, № S9-1(119). – С. 170–178.
163. Газизов Т.Р. Применение квазистатического моделирования для анализа и верификации результатов натурного эксперимента при исследовании модальных явлений в многопроводных структурах / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // Инфокоммуникационные технологии. 2013. – Т. 11, №4. – С. 75–82.
164. PathWave EM Design (EMPro) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html> (дата обращения: 05.01.2023).
165. Bau C.E. Norms and eigenvector norms // Mathematics Notes. – 1979. – Vol. 63. – P. 1–42.
166. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications / D. Giri. – Cambridge, MA: Harvard University Press, 2004. – 198 p.
167. Гилл Ф., Мюррей У, Райт М. Практическая оптимизация // пер. с англ. М.: Мир, 1985. 509 с.
168. Газизов Т.Т. Методология, алгоритмы и программное обеспечение для комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств. Дисс. докт. тех. наук. Томск. – 2017.
169. Mitchell M. When will a genetic algorithm outperform hill climbing / M. Mitchell, J.H. Holland, S. Forrest // Advances in neural information processing systems. – 1994. – Vol. 6. – P. 51–58.

170. Back T. Evolutionary algorithms in theory and practice. New-York: Oxford University Press, 1996. 314 p.
171. Goldberg E. Genetic algorithms in search, optimization and machine learning. Boston: Addison-Wesley, 1989. 404 p.
172. Растрингин Л.А. Статистические методы поиска. Москва: Наука, 1968. 376 с.
173. Белоусов А.О. Анализ и оптимизация многопроводных структур с модальным разложением для обработки импульсных сигналов: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Томск, 2020. – 247 с.
174. Metropolis N. The Monte Carlo Method / N. Metropolis, S. Ulam // Journal of the american statistical association. – 1949 – Vol. 44, no 247. – P. 335–341.
175. 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.
176. Rutenbar R.A. Simulated annealing algorithms: An overview // IEEE circuits and devices magazine. – 1989. – Vol. 5, no. 1. – P. 19–26.
177. 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.
178. Aarts E.H.L. Simulated annealing / E.H.L. Aarts, J.H.M. Korst, P.J.M.V. Laarhoven // Local search in combinatorial optimization. – 1997. – Vol. 4. – P. 91–120.
179. 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.
180. Land A.H. An automatic method of solving discrete programming problems / A.H. Land, and A.G. // Econometrica. – 1960ю – Vol. 28, no. 3. – P. 497–520.
181. Glover F., Laguna M. Tabu search. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1997. 382p.
182. Dorigo M., Stutzle T. Ant colony optimization. Cambridge: The MIT Press, 2004. 319 p.
183. Karaboga D. A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (ABC) algorithm / D. Karaboga, B. Basturk // Journal of global optimization. – 2007. – Vol. 39, no. 3. – P. 459–471.
184. Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization // Proc. of the congress on evolutionary computation (CEC 99). – Washington: IEEE, 1999. – P. 1951–1957.

185. Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization // Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation (CEC 99). – Washington: IEEE, 1999. – P. 1951–1957.
186. Kennedy J. Discrete binary version of the particle swarm algorithm / J. Kennedy, R.C. Eberhart // Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. – Orlando, 1997. – P. 4104–4108.
187. Dastranj A. Optimization of a printed UWB antenna // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2017. – Vol. 59, no. 1. – P. 48–57.
188. Sotirios K.G. Antenna design using binary differential evolution // IEEE antennas and propagation magazine. – 2017. – Vol. 59, no. 1. – P. 74–93.
189. Holland J.H. Adaptation in natural and artificial systems. Ann-Arbor: The University of Michigan Press, 1975. 232 p.
190. Freisleben B. A genetic local search algorithm for solving symmetric and asymmetric traveling salesman problems / B. Freisleben, P. Merz // IEEE Int. Conf. on evolutionary computation (Nagoya, Japan). – Nagoya, 1996. – P. 616–621.
191. Gad A.F. Pygad: An intuitive genetic algorithm python library // Multimedia tools and applications. – 2023. – C. 1–14.
192. Mitra R. Application of micro-genetic algorithm (MGA) to a class of electromagnetic analysis and synthesis problems / R. Mitra, S. Chakravarty, J. Yeo // IEEE Antennas and propagation society international symp. – 2002. – Vol. 1. – P. 306–309.
193. 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.
194. Beyer H.G. Evolution strategies a comprehensive introduction / H.G. Beyer, H.P. Schwefel // Natural Computing. – 2002. – Vol. 1, no. 1. – P. 3–52.
195. Fogel D.B. Evolutionary computation: toward a new philosophy of machine intelligence. Piscataway: IEEE Press, 1995. 296 p.
196. Fogel D.B. Applying evolutionary programming to selected traveling salesman problem // Cybernetics and systems. – 1993. – Vol. 24, no. 1. – P. 27–36.
197. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. Москва: Советское радио, 1975. 368 с.
198. Мелкозеров А.О. Компьютерное моделирование и оптимизация электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов: монография /

- А.О. Мелкозеров, Р.И. Аширбакиев; Министерство образования и науки Российской Федерации; Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. – Томск: ТУСУР, 2013. – 220 с.
199. Грачев Н.Н. Вопросы оптимизации проектирования РЭС с учетом ЭМС / Н.Н. Грачев, Д.В. Лазарев // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. – 2012. – № 3. – С. 31–39.
200. Муратов А.В. Оптимизация проектирования и подготовки производства радиоэлектронных модулей при создании радиотехнических систем и устройств / А.В. Муратов, С.В. Иванов // Вестник ВГТУ. – 2012. – №1. – С. 117–124.
201. Головков А.А., Пивоваров И.Ю., Кузнецов И.Р. Компьютерное моделирование и проектирование радиоэлектронных средств. Санкт-Петербург: Питер, 2015. 208 с.
202. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2020665690. Оптимизация меандровой микрополосковой линии из двух витков, соединенных каскадно, с использованием эволюционных методов. Авторы: Ким Г.Ю., Малыгин К.П., Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Т. Заявка №2020664825. Дата поступления 25 ноября 2020 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 30 ноября 2020 г.
203. Malygin K.P. Analysis and optimization of a turn of a meander line with broad-side coupling with temperature effect consideration / K.P. Malygin, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // Proc. of 2022 Int. Ural conference on electrical power engineering (UralCon). – Magnitogorsk, Lake Bannoye, Sept. 23–25, 2022. – P. 273–278.
204. Malygin K.P. Analysis and parametric optimization of a turn of a meander line with broad-side coupling in different environments / K.P. Malygin, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // Proc. of III Int. scientific conf. «Advances in science, engineering and digital education» (ASEDU-III-2022). – Krasnoyarsk, Russia, December 8–10, 2022. – P. 1–5.
205. Ключев В.В. Испытательная техника: Справочник. М.: Машиностроение, Книга 1, 1982, 528 с.
206. ГОСТ Р 51369-99. Методы испытаний на стойкость к климатическим внешним воздействующим факторам машин, приборов и других технических изделий. Испытания на воздействие влажности. М.: Издательство стандартов, 1999. – Введен с 2000-07-01 для новых изделий, с 2002-07-01 для разработанных до 2000-07-01 изделий. – 14 с.

207. Sagiyeva I. Y., Nosov A. V., Surovtsev R. S. The influence of temperature on microstrip transmission line characteristics //2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – IEEE, 2020. – С. 191-194.
208. G.S. Landsberg, Elementary textbook of physics. mechanics. heat. Molecular physics. Vol. 1. М.: Nauka, 606 p, 1985.
209. M. Nowotnick, "High-temperature electronic modules based on organic boards," Technology in the electronics industry, no. 8. pp. 51–55, 2009.
210. Li. Хуа-Мин, Р. Чанг-Хо, З. Ганг и Й. Вон Джонг, "Частотная и температурная зависимость диэлектрических свойств подложки печатной платы для передовых упаковочных приложений", Журнал Корейского физического общества, стр. 1096–1099, 2009.
211. Жечев Е. Анализ и экспериментальное исследование частотных и временных характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией: дис. ... канд. техн. наук. Томск, 2022. – 240 с.
212. Карри С. Полосковые устройства защиты на основе витка меандровой линии с модифицированной структурой: дис. ... канд. техн. наук. Томск, 2023. – 184 с.
213. Малыгин К.П. Однокритериальная оптимизация защитных меандровых линий генетическим алгоритмом / К.П. Малыгин, А.В. Козин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (МНПК «ЭСиСУ–2018»). – Томск, Россия, 28–30 ноября 2018. – 298 с.
214. Малыгин К.П. Формулировка многокритериальной целевой функции по критериям разложения сверхкороткого импульса в меандровой микрополосковой линии из двух витков / К.П. Малыгин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-25-2019) : Доклады (материалы конференции) 25-й всероссийской научно-практической конференции, Томск, 19 ноября 2019 года. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2019. – С. 158–161.
215. Малыгин К.П. Оптимизация витка меандровой линии по критериям равенства интервалов времени между импульсами разложения и минимизации амплитуды на выходе линии / К.П. Малыгин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 20–22 ноября 2019. – Ч. 2. – С. 42–45.

216. Малыгин К.П. Анализ и параметрическая оптимизация эволюционными методами витка меандровой МПЛ с учетом температуры / К.П. Малыгин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2022. – Выпуск 3. – С. 58–65.
217. Malygin K.P. Analysis and parametric optimization of a turn of a meander microstrip line in various environments / K.P. Malygin, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // Proc. of the 2023 Int. conf. on industrial engineering, applications and manufacturing (ICIEAM-2023). – Sochi, Russia, May 15–19, 2023. – P 294–299.
218. Belousov A.O., Gazizov T.R. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters // Complexity. Vol. 2018. P. 1–15.
219. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024668496. Распространение сверхкороткого импульса в свёрнутом витке меандровой микрополосковой линии. Авторы: Малыгин К. П., Носов А. Заявка №2024667263. Дата поступления 23 июля 2024 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 7 сентября 2024 г.
220. Malygin K.P., Nosov A.V. Effect of the Distance Between the Non-Core Turns of a Meander Microstrip Line on the Attenuation of the Interfering Ultrashort Pulse and Signal Integrity // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2023. – Т. 12. – №. 3. – С. 45–54.
221. Малыгин К.П. Ослабление сверхкороткого импульса в меандровой микрополосковой линии с двумя пассивными проводниками / К.П. Малыгин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Журнал радиоэлектроники. – 2022. – № 7. – С. 1–24.
222. Malygin K.P. Ultrashort pulse decomposition in a turn of a meander microstrip line with two passive conductors / K.P. Malygin, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // Microwave Review. – 2022. – Vol. 28. – No 2. – P. 28–32.
223. Патент на изобретение. Свёрнутая меандровая микрополосковая линия с двумя пассивными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов / Малыгин К.П., Носов А.В. – Заявка №2024103003; заявлен 7.02.2023; (положительное решение об опубликовании)
224. Патент на изобретение №2772792. Усовершенствованная меандровая микрополосковая линия с двумя пассивными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов / Малыгин К.П., Носов А.В., Суровцев Р.С. – Заявка №2021117877; заявлен 21.06.2021; опубликован 25.05.2022, Бюл. №15.

225. Патент на изобретение №2769104. Меандровая микрополосковая линия с двумя пассивными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов / Малыгин К.П., Носов А.В., Суровцев Р.С. – Заявка №2021117865; заявлен 21.06.2021; опубликован 28.03.2022, Бюл. №10.
226. Malygin K.P. Multicriteria optimization of a meander line with broad-side coupling by genetic algorithms / K.P. Malygin, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.T. Gazizov, I.Y. Sagiyeva // Journal of physics: conference series (JPCS). – 2020. – Vol. 1679, P. 1–5.
227. Malygin K. P., Nosov A. V., Kim G. Y. Attenuation of an ultrashort pulse in a folded meander microstrip line with two passive conductors //International Journal of Circuit Theory and Applications. – 2023.
228. Malygin K.P. Effect of the distance between the non-core turns of a meander microstrip line on the attenuation of the interfering ultrashort pulse and the signal integrity / K.P. Malygin and A.V. Nosov // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – Vol. 12. – 2023. – P. 39–47.
229. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – 1(31). – С. 39–50.
230. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Т.Р. Газизов; под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 212 с.
231. Texas Instruments. «PLL1707» TI.com, – URL: <https://www.ti.com/product/PLL1707> (Дата обращения 08.04.2023)
232. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov [et. al.]. – Symmetry. – 2020. – Vol. 12. – no. 7. – P. 1–38.
233. Malygin K.P. Experimental confirmation of ultrashort pulse decomposition in folded meander microstrip lines / K.P. Malygin, A.V. Nosov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. –10 November 2023. – P. 1–7. 10.1109/TEMС.2023.3328551
234. Патент на изобретение Российская Федерация. Свернутая меандровая микрополосковая линия с двумя пассивными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов / Малыгин К.П., Носов А.В. – Заявка №2024103003; заявлен 07.02.2023. (Положительное решение о выдаче).

235. Zhechev Y.S. New technique for improving modal filter performance by using an electromagnetic absorber / Y.S. Zhechev, A.H. Adnan, K.P. Malygin // *IEEE Access*. – 2022. – Vol. 10. – P. 86663–86670.
236. Universal serial bus specification, revision 2.0 [Электронный ресурс]. – 2000. – Режим доступа: <https://www.usb.org/document-library/usb-20-specification>, свободный., doi: 10.3403/30267361.
237. IPC-2221A. Generic Standard on Printed Board Design. 2003, 124 p.
238. IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations. – IEEE Std 1597.1–2008. – P. 1–41.
239. Zhang G. et al. Investigating confidence histograms and classification in FSV: Part II-Float FSV // *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*. – 2013. – Vol. 55. – No. 5. – P. 925–932.
240. Царегородцев Н.А. Распространение затухающей синусоиды в витке меандровой линии с воздушным заполнением / Н.А. Царегородцев, К.П. Малыгин, Р.С. Суровцев // *Материалы докладов Межд. научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления»*. – Томск, 20–22 ноября 2021. – Ч.2 – С. 65–68.
241. MIL-STD-461F-2007. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.
242. Stojanović N., Stamenković N., Krstić I. Design of modified Jacobi microstrip lowpass filter for L-band application // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – 2022. – Т. 69. – №. 12. – С. 5154–5158.
243. Xu J., Chen Z.Y., Cai Q.H. Design of miniaturized dual-band low-pass–bandpass and bandpass filters // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. – 2017. – Т. 8. – №. 1. – С. 132–139.
244. Choudhary D.K., Chaudhary R.K. Compact lowpass and dual-band bandpass filter with controllable transmission zero/center frequencies/passband bandwidth // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – 2019. – Т. 67. – №. 6. – С. 1044–1048.
245. Deng P.H. et al. Improved designs for highly integrated lowpass–bandpass filters // *IEEE Access*. – 2023. – Т. 11. – С. 7237–7246.
246. Wang Y., Yu M., Ma K. A compact low-pass filter using dielectric-filled capacitor on SISL platform // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2020. – Т. 31. – №. 1. – С. 21–24.

247. Velidi V.K., Sanyal S. Sharp roll-off lowpass filter with wide stopband using stub-loaded coupled-line hairpin unit // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2011. – T. 21. – №. 6. – C. 301–303.
248. Ma Z. et al. Quasi-lumped-element filter based on substrate-integrated suspended line technology // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2017. – T. 65. – №. 12. – C. 5154–5161.
249. Chen F.C., Li R.S., Chu Q.X. Ultra-wide stopband low-pass filter using multiple transmission zeros // *IEEE Access*. – 2017. – T. 5. – C. 6437–6443.
250. Li L., Li Z.F., Mao J.F. Compact lowpass filters with sharp and expanded stopband using stepped impedance hairpin units // *IEEE Microwave and Wireless components letters*. – 2010. – T. 20. – №. 6. – C. 310–312.
251. Kumar K.V.P., Karthikeyan S.S. Microstrip lowpass filter with flexible roll-off rates // *AEU-International Journal of Electronics and Communications*. – 2018. – T. 86. – C. 63–68.
252. Chen F.C. et al. High-selectivity low-pass filters with ultrawide stopband based on defected ground structures // *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing Technology*. – 2015. – T. 5. – №. 9. – C. 1313–1319.
253. Chen X. et al. Compact lowpass filter with wide stopband bandwidth // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2015. – T. 57. – №. 2. – C. 367–371.
254. Belyaev B.A. et al. Design for a self-packaged all-PCB wideband filter with good stopband performance // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. – 2022. – T. 12. – №. 7. – C. 1186–1195.
255. Hayati M., Zarghami S., Kazemi A.H. Very sharp roll-off ultrawide stopband low-pass filter using modified flag resonator // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. – 2018. – T. 8. – №. 12. – C. 2163–2170.
256. Belyaev B.A. et al. A highly selective stripline lowpass filter with more than 100-dB wide stopband attenuation // *Technical Physics Letters*. – 2020. – T. 46. – C. 364–367.
257. Moloudian G., Bahrami S., Hashmi R.M. A microstrip lowpass filter with wide tuning range and sharp roll-off response // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – 2020. – T. 67. – №. 12. – C. 2953–2957.
258. Belyaev B.A. et al. A lowpass filter based on a 2D microstrip electromagnetic crystal // *Doklady Physics*. – Pleiades Publishing, 2019. – T. 64. – C. 85–89.
259. Hayati M. et al. Low complexity compact lowpass filter using T-shaped resonator loaded with a stub // *IEEE Access*. – 2023. – T. 11. – C. 35763–35769.

260. Kumar A., Choudhary D.K., Chaudhary R.K. A Compact via-free composite right/left handed low-pass filter with improved selectivity // *Frequenz*. – 2017. – T. 71. – №. 7–8. – C. 357–361.
261. Hayati M. et al. A novel miniaturized wide-band elliptic-function low-pass filter using microstrip open-loop and semi-hairpin resonators // *Progress In Electromagnetics Research C*. – 2009. – T. 10. – C. 243–251.
262. Lee J. et al. Rigorous design method for symmetric reflectionless filters with arbitrary prescribed transmission response // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2020. – T. 68. – №. 6. – C. 2300–2307.
263. Khalaj-Amirhosseini M., Taskhiri M. M. Twofold reflectionless filters of inverse-Chebyshev response with arbitrary attenuation // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2017. – T. 65. – №. 11. – C. 4616–4620.
264. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. UWB pulse decomposition in simple printed structures // *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*. – 2016. – T. 58. – №. 4. – C. 1136–1142.
265. Samoylichenko M. A. et al. Electrical characteristics of a modal filter with a passive conductor in the reference plane cutout // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2020. – T. 63. – №. 2. – C. 435–442.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(Справочное)

Копии актов о внедрении результатов диссертационной работы

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по научной работе
и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа

к.т.н., доцент

Лощилев А.Г.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Малыгина Константина Петровича

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий каф. телевидения и управления (ТУ), д.т.н. Газизов Т.Р., руководитель проектов в рамках госзадания FEWM-2020-0041 и FEWM-2022-0001, д.т.н. Заболоцкий А.М., руководитель НИР по гранту РФФ 21-79-00161, к.т.н. Суровцев Р.С., руководитель НИР по гранту РФФ 22-79-00103, к.т.н. Носов А.В., настоящим актом подтверждаем факт использования следующих результатов диссертационной работы Малыгина К.П. при выполнении работ в рамках соответствующих НИР:

1. Геометрические, схемные, алгоритмические и имитационные модели меандровой микрополосковой линии (МПЛ) и меандровой линии (МЛ) с лицевой связью, зависимости параметров меандровой МПЛ и МЛ с лицевой связью с использованием температурной модели в диапазоне от минус 50 до 150 °С, а также результаты исследования на них воздействия влаги и льда. Указанные результаты использованы в отчёте по проекту в рамках госзадания FEWM-2020-0041 «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» (этап 1, 2020 г.).

2. Результаты многовариантного анализа витка МЛ в воздухе с учетом влияния температуры в диапазоне от минус 50 до 150 °С, сформулированные однокритериальная и многокритериальная целевые функции и результаты однокритериальной и многокритериальной оптимизации его геометрических параметров посредством генетических алгоритмов с учетом влияния температуры, результаты однокритериальной оптимизации его геометрических параметров посредством эволюционных алгоритмов, а также аналогичные результаты для витка меандровой МПЛ и МЛ с лицевой связью и результаты их моделирования с учетом воздействия влаги и льда. Указанные результаты использованы в отчёте по проекту в рамках госзадания FEWM-2020-0041 «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» (этап 2, 2021 г.).

3. Результаты аналитического обзора защитных МЛ, шаблоны для автоматизированного создания витков меандровой МПЛ с одним и двумя пассивными проводниками, результаты оценки отдельного влияния влагозащитного покрытия и

экранирующего корпуса на их характеристики и временные отклики с помощью разработанных математических моделей. Указанные результаты использованы в отчёте по проекту в рамках госзадания FEWM-2022-0001 «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях» (этап 1, 2022 г.).

4. Результаты исследования помехозащитных устройств на основе защитных МЛ в разработанных программах: многовариантного анализа свернутой меандровой МПЛ и меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками, а также лабораторных испытаний для подтверждения разложения сверхкороткого импульса в них. Указанные результаты использованы в отчёте по проекту в рамках госзадания FEWM-2022-0001 «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях» (этап 2, 2023 г.).

5. Результаты моделирования витка меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РФФ 22-79-00161 «Математический аппарат для синтеза пассивных помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой на основе модальных технологий» (этап 1, 2021 г.).

6. Результаты аналитического обзора и выбора исследуемых структур на основе МЛ для исследований, результаты многовариантного квазистатического анализа структур на основе МЛ и оптимальные структуры для последующего использования с газоразрядным устройством. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РФФ 22-79-00103 «Новые гибридные устройства для расщепления опасных импульсов в целях защиты радиоэлектронной аппаратуры» (этапы 1 и 2, 2022 и 2023 г.).

Заведующий каф. ТУ

 Т.Р. Газизов

Руководитель проектов в рамках госзадания
FEWM-2020-0041 и FEWM-2022-0001

 А.М. Заболоцкий

Руководитель НИР по гранту
РФФ 21-79-00161

 Р.С. Суровцев

Руководитель НИР по гранту
РФФ 22-79-00103

 А.В. Носов



«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по УР ФГАОУ ВО ТУСУРа

к.т.н., доцент

Сенченко П.В.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Малыгина Константина Петровича

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

1. Вычисленные матрицы погонных параметров связанных полосковых линий.
2. Построенные эквивалентные принципиальные схемы полосковых структур.
3. Вычисленные временные отклики на помеховое воздействие в витках меандровых линий.
4. Оптимизированные структуры на основе защитных меандровых линий.

Указанные результаты использованы при проведении практических занятий и лабораторных работ по дисциплине «Электромагнитная совместимость бортовой радиоэлектронной аппаратуры» магистратуры и «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем» бакалавриата радиотехнического факультета по направлениям «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Радиотехника» в 2021–2024 учебных годах.

Заведующий каф. ТУ

 /Т.Р. Газизов

Заместитель заведующего каф. ТУ по УР

 /А.В. Бусыгина

Акционерное общество
«Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора
по электрическому проектированию и системам
управления КА акционерного общества
«Информационные спутниковые системы» имени
академика М.Ф. Решетнёва (АО «РЕШЕТНЁВ»),
председатель секции №2 НТС, к.т.н., доцент



С.Г. Кочура

«25» 08 2024 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Малыгина Константина Петровича

Комиссия в составе:

- главного конструктора – начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «РЕШЕТНЁВ», к.т.н. И.Н. Тульского;
- начальника отдела АО «ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова;
- заместителя начальника отдела АО «ИСС» М.М. Иванова

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «РЕШЕТНЁВ» результатов однокритериальной оптимизации защитных линий задержки с использованием генетических алгоритмов (п. 4.3.4 научно-технического отчёта за 2018 г.) диссертационной работы К.П. Малыгина.

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

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

Копии охранных документов на результаты интеллектуальной деятельности



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2772792

**УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МЕАНДРОВАЯ
МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ С ДВУМЯ
ПАССИВНЫМИ ПРОВОДНИКАМИ,
ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ
ИМПУЛЬСОВ**

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

Авторы: *Малыгин Константин Петрович (RU), Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU)*

Заявка № 2021117877

Приоритет изобретения **21 июня 2021 г.**

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **25 мая 2022 г.**

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает **21 июня 2041 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Электронный документ подписан электронной подписью
Сертификат: 68b80273c4-395244edc04045d5c7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

