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

На правах рукописи



Носов Александр Вячеславович

Развитие теоретических основ проектирования меандровых структур с модальным разложением для защиты радиоэлектронных средств от сверхкоротких импульсов и импульсов электростатического разряда

Специальность 2.2.13. Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант:
д-р техн. наук Газизов Тальгат Рашитович

Томск 2025

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ....5
1 УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ И ИМПУЛЬСА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА: ОБЗОР....17
1.1 Актуальность защиты....17
1.1.1 Стандарты и рекомендации....20
1.1.2 Источники преднамеренных электромагнитных воздействий....22
1.2 Защитные устройства и технические решения....24
1.2.1 Традиционные средства....25
1.2.2 Модальная фильтрация....30
1.3 Подходы к моделированию полосковых устройств....33
1.4 Постановка цели и задач исследования....37
2 УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ СИММЕТРИЧНЫХ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ....40
2.1 Меандровая линия в воздухе....40
2.1.1 Меандровая линия из одного витка....40
2.1.2 Меандровая линия из двух витков, соединенных последовательно....53
2.2 Меандровая микрополосковая линия из одного витка....61
2.2.1 Искажение сверхкороткого импульса....61
2.2.2 Влияние перемычки между проводниками....66
2.2.3 Влияние потерь в проводниках и диэлектрике....68
2.2.4 Прохождение импульсных сигналов по витку....72
2.2.5 Максимизация длительности и ослабления сверхкороткого импульса....77
2.2.6 Воздействие электростатического разряда на виток....81
2.2.7 Свернутый виток меандровой микрополосковой линии....87
2.2.8 Лабораторные эксперименты....97
2.3 Аналитические модели временного отклика и условия выравнивания амплитуд его составляющих....116
2.3.1 Теоретические основы....116
2.3.2 Модели для вычисления временного отклика....118
2.3.3 Условия выравнивания амплитуд составляющих временного отклика....119
2.3.4 Лабораторный эксперимент....123
2.4 Многовитковые меандровые микрополосковые линии....127
2.4.1 Микрополосковая линия из двух витков....128

2.4.2 Микрополосковая линия из трех витков 136
2.4.3 Микрополосковая линия из произвольного числа витков 138
2.4.4 Лабораторный эксперимент 140
2.5 Основные результаты раздела 148
3 УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ АСИММЕТРИЧНЫХ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ 151
3.1 Виток меандровой линии с лицевой связью 151
3.1.1 Искажение сверхкороткого импульса 151
3.1.2 Влияние потерь в проводниках и диэлектрике 160
3.1.3 Воздействие электростатического разряда на виток 162
3.1.4 Лабораторные эксперименты 171
3.2 Виток меандровой микрополосковой линии с одним и двумя пассивными проводниками 187
3.2.1 Виток с одним пассивным проводником 187
3.2.2 Виток с двумя пассивными проводниками 190
3.2.3 Лабораторный эксперимент 199
3.3 Многовитковые меандровые линии с лицевой связью 206
3.3.1 Линия с лицевой связью из двух витков 206
3.3.2 Линия с лицевой связью из трех витков 207
3.3.3 Линия с лицевой связью из произвольного числа витков 209
3.4 Основные результаты раздела 216
4 ГИБРИДНЫЕ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ 219
4.1 Устройства защиты на основе модальных фильтров и меандровых линий, соединенных последовательно 219
4.1.1 Устройство защиты на основе 3-проводного модального фильтра и меандровой микрополосковой линии 219
4.1.2 Устройства защиты на основе 3- и 4-проводных модальных фильтров и меандровой линии с лицевой связью 223
4.1.3 Устройство защиты на основе 5-проводного модального фильтра и меандровой микрополосковой линии 229
4.2 Устройства защиты на основе меандровых линий и газоразрядного устройства 231
4.2.1 Влияние длительности воздействия на защитные характеристики газоразрядного устройства 231
4.2.2 Оптимизация параметров SPICE-модели газоразрядного устройства 235
4.2.3 Моделирование и лабораторный эксперимент 239

4.3 Основные результаты раздела.....247
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....249
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....253
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....255
ПРИЛОЖЕНИЕ А (СПРАВОЧНОЕ) КОПИИ АКТОВ О ВНЕДРЕНИИ.....285
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (СПРАВОЧНОЕ) КОПИИ ОХРАННЫХ ДОКУМЕНТОВ.....308

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Активное проникновение радиоэлектронных средств (РЭС) во все сферы современного общества, от бытовой техники до критически важных промышленных и инфраструктурных объектов, делает обеспечение их надежного и бесперебойного функционирования задачей первостепенной важности. Современные тенденции миниатюризации электроники, повышения быстродействия и снижения энергопотребления приводят к усложнению структуры и повышению чувствительности РЭС к различным электромагнитным воздействиям (ЭМВ). В этих условиях учет электромагнитной совместимости (ЭМС) приобретает особое значение, поскольку несоблюдение ее требований может привести к функциональным сбоям, отказам и даже физическому повреждению электронных компонентов и систем.

Среди многообразия ЭМВ на РЭС выделяются сверхкороткие импульсы (СКИ) и электростатические разряды (ЭСР). СКИ, обладающие широким частотным спектром и высокой энергией, способны проникать внутрь электронных устройств, минуя традиционные средства защиты, и вызывать сбои в работе или повреждения компонентов. ЭСР представляют собой кратковременные импульсы большого тока, возникающие при накоплении и стекании статического электричества. Воздействие ЭСР на РЭС является одной из основных причин отказов, особенно чувствительных полупроводниковых компонентов из-за разных повреждений внутренней структуры, включая пробой диэлектрических слоев, перегорание проводников и деградацию p-n переходов. Это может вызывать как обратимые сбои в работе, так и необратимые отказы компонентов, что, в конечном итоге, снижает надежность и долговечность РЭС в целом. С увеличением степени интеграции электронных компонентов, их чувствительность к ЭСР, как правило, возрастает, что делает проблему защиты от ЭСР еще более актуальной для современной микро- и наноэлектроники. В космической технике, где критична надежность аппаратуры, проблема ЭСР стоит особенно остро, так как электризация космических аппаратов и последующие разряды очень опасны.

Традиционные методы защиты от ЭМВ, такие как экранирование, фильтрация, заземление и использование разрядников и ограничителей напряжения, не всегда обеспечивают эффективную защиту от СКИ и ЭСР. Ограничения этих методов связаны с паразитными параметрами компонентов, недостаточным быстродействием и недолговечностью. Поэтому, актуальны поиск и разработка новых, более эффективных и экономичных решений для защиты РЭС от СКИ и ЭСР. Одним из перспективных направлений в поиске таких решений является использование свойств полосковых линий передачи, которые, благодаря возможности реализации на печатных платах и специфическим волновым процессам, могут служить основой

для создания компактных пассивных защитных устройств. Особый интерес в этой связи представляют многопроводные линии передачи (МПЛП), поскольку взаимодействие между проводниками и возникающие из-за этого искажения открывают пути для реализации новых принципов защиты, в частности, основанных на модальном разложении импульсных помех.

Степень разработанности темы

Развитие методов анализа МПЛП, являющихся теоретической базой для проектирования устройств на их основе, имеет богатую историю. Значительный вклад в это внесли зарубежные исследователи, такие как A.R. Djordjevic, E.G. Farr, S. Frankel, M.S. Nakhla, S.W. Park, M. Soma, C.R. Paul, F.M. Tesche, H. You и др. Среди отечественных ученых, занимавшихся развитием методов анализа МПЛП, известны М.Х. Захар-Иткин, С.И. Кравченко, В.М. Красноперкин, Н.А. Леонтьев, Р.А. Силин и др.

Исследованием мощных сверхширокополосных (СШП) воздействий активно занимаются зарубежные ученые, среди которых D.V. Giri, J. Haseborg, N. Mora, F. Rachidi, W. Radasky, F. Sabath. Анализ стойкости РЭС к различным ЭМВ проводили в России Б.Б. Акбашев, Л.Н. Здухов, Л.Н. Кечиев, В.Ю. Кириллов, Л.Н. Парфёнов, В.А. Черепенин и др. Изучению влияния СШП воздействий на вычислительную технику посвятили свои труды З.М. Гизатуллин, Р. Киричек, С.Ф. Чермошенцев и др. Разработкой фильтров с распределенными параметрами занимались M. Camp, R. Krzikalla, T. Weber и их коллеги. Отечественные ученые, такие как Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, А.М. Сержантов, А.Н. Сычев, внесли значительный вклад в исследование СВЧ устройств на основе связанных линий.

Изучение модальных явлений и устройств на их основе активно ведется в ТУСУРе под руководством Т.Р. Газизова. Модальное разложение в МПЛП исследуют А.О. Белоусов, Е. Жечев, А.М. Заболоцкий, В.П. Костелецкий и Е.Б. Черникова.

Отдельным направлением стало исследование разложения импульсных воздействий в устройствах на основе витка меандровой линии (МЛ). Этому посвятили свои работы С. Карри, З.М. Кенжегулова, С.П. Малыгин и Р.С. Суровцев. Ими разработаны аналитические модели для временного отклика (в том числе для асимметричных структур), сформулированы условия оптимального разложения импульсов и равенства амплитуд составляющих отклика, предложены и исследованы различные конструктивные модификации МЛ для повышения эффективности ослабления, а также разработаны методики параметрической оптимизации (с учетом климатических факторов) и оценки эффективности защиты с помощью N-норм.

Несмотря на выполненные исследования, посвященные полосковым устройствам с модальным разложением, и, в частности, структурам на основе витка МЛ, проблема эффективной защиты РЭС от СКИ и импульсов ЭСР остается не решенной. Например, не проводились лабораторные эксперименты для верификации защиты от ЭСР посредством МЛ, не

рассматривались многовитковые МЛ, возможность гибридизации МЛ и модальных фильтров, МЛ и традиционных устройств защиты (например, газоразрядного устройства), использование асимметрии поперечного сечения для дополнительного ослабления СКИ и другие улучшения защитных МЛ. При этом, отсутствует систематизированное, комплексное исследование, объединяющее анализ и оптимизацию различных типов МЛ (одно- и многовитковых, симметричных и асимметричных, с пассивными проводниками, свернутых) и гибридных структур на их основе для защиты от обоих типов угроз (СКИ и ЭСР). Учитывая опыт автора в исследовании МЛ, отраженный в ряде совместных публикаций с авторами предшествующих работ, настоящая диссертационная работа направлена на восполнение указанных пробелов и систематизацию знаний в этой области.

Цель работы – выявить новые возможности расщепления и ослабления СКИ и импульсов ЭСР в МЛ из одного и более витков, а также многопроводных и гибридных устройствах на их основе, для эффективной защиты РЭС. Для этого нужно решить следующие **задачи:**

1. Исследовать возможности расщепления и ослабления СКИ и импульса ЭСР в симметричной в поперечном сечении МЛ из одного и более витков с помощью многовариантного анализа и оптимизации посредством эвристического поиска и генетических алгоритмов.

2. Исследовать возможности расщепления и ослабления СКИ и импульса ЭСР в асимметричной в поперечном сечении МЛ из одного и более витков и двух и более проводников с помощью многовариантного анализа и оптимизации посредством эвристического поиска и генетических алгоритмов.

3. Исследовать возможности расщепления и ослабления СКИ в гибридных устройствах на основе МЛ с помощью многовариантного анализа и эвристического поиска.

Объектом исследования является структура с МЛ, а **предметом** – расщепление и ослабление в ней СКИ и импульсов ЭСР.

Научная новизна заключается в следующем (оригинальные результаты соответствуют п. 7 паспорта научной специальности 2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, в части разработки и исследования методов обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических систем и устройств, методов обеспечения их стойкости к электромагнитному излучению и методов защиты информации в этих системах):

1. Предложены одновитковые и многовитковые устройства на основе меандровой линии, отличающиеся использованием связи между её проводниками, различием скоростей распространения мод поперечных волн и последовательным соединением витков для улучшения защиты радиоэлектронных средств от сверхкороткого импульса.

2. Предложены устройства на основе меандровой линии с боковой и лицевой связью, отличающиеся использованием связи между её проводниками и различия скоростей распространения мод для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех из-за электростатического разряда.

3. Доказана возможность дополнительного ослабления сверхкороткого импульса в витке меандровой микрополосковой линии при сворачивании витка в меандр с усиленной связью.

4. Разработаны аналитические условия для разложения сверхкороткого импульса в устройствах на основе меандровых линий с асимметричным поперечным сечением и произвольным числом витков, отличающиеся учетом дополнительных импульсов разложения.

5. Предложено гибридное устройство защиты от сверхкоротких импульсов на основе меандровой линии и газоразрядного устройства, отличающееся использованием разности задержек мод и отражений мод в линии для подготовки газоразрядного устройства к срабатыванию.

Теоретическая значимость

1. Сформулированы условия разложения СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды в МЛ из одного и более витков и многопроводных и гибридных устройствах на их основе.

2. Раскрыты особенности влияния параметров МЛ из одного и более витков и многопроводных и гибридных устройств на их основе на погонные задержки мод и отклик на воздействие СКИ и импульса ЭСР.

3. Сформулированы условия разложения пикового выброса импульса ЭСР на последовательность импульсов меньшей амплитуды в витке МЛ.

4. Сформулированы универсальные условия полного разложения СКИ на импульсы меньшей амплитуды в симметричных и асимметричных МЛ из произвольного числа витков.

5. Раскрыты особенности разложения СКИ в МЛ: наличие дополнительного импульса разложения в МЛ с лицевой связью; увеличение числа основных импульсов разложения в каждом последующем витке симметричной меандровой микрополосковой линии (МПЛ) в 3 раза, а асимметричной – в 4; большее влияние потерь в проводниках меандровой МПЛ на амплитуду и форму СКИ, чем в диэлектрике, а в МЛ с лицевой связью – наоборот.

6. Аналитически получены оптимальные коэффициенты связи и граничные условия для равенства амплитуд составляющих отклика на выходе витка МЛ в однородном и неоднородном диэлектрических заполнениях и показаны возможности роста ослабления СКИ.

7. Изложены особенности влияния расстояния между неосновными витками свернутой МЛ на форму и амплитуду напряжения на ее выходе при воздействии на входе СКИ.

8. Изложены особенности совместной работы МЛ и газоразрядного устройства при защите радиоэлектронных средств.

9. Модернизирована теория модального разложения в МЛ для применения к сложным структурам (многовитковым, асимметричным, свернутым).

Практическая значимость

1. Получены 20 патентов на изобретения (устройства, защищающие от СКИ и импульса ЭСР на основе МЛ) и 6 свидетельств о государственной регистрации программы для ЭВМ.

2. Предложена защита от СКИ и импульса ЭСР посредством их расщепления в МЛ из одного и более витков, а также многопроводных и гибридных устройствах на её основе.

3. Предложено использование существующих на печатных платах МЛ одновременно для задержки полезного сигнала и расщепления СКИ для защиты критичных узлов.

4. Получено максимальное ослабление СКИ в витке МЛ: в воздушном заполнении – 1,8 раза; микрополосковой – 3 раза; с лицевой связью – 2,1 раза.

5. Выявлено, что с ростом числа витков МЛ, соединенных последовательно, и добавлением пассивных проводников в поперечное сечение витка, значительно увеличивается ослабление СКИ: до 18 раз в витке меандровой МПЛ, до 33 раз в меандровой МПЛ из 5 витков, до 214 раз в МЛ с лицевой связью из 5 витков.

6. Показаны: рост ослабления СКИ и ЭСР в свернутой МЛ при уменьшении расстояния между неосновными витками; ослабление пикового выброса ЭСР в витках меандровой МПЛ и МЛ с лицевой связью; ослабление СКИ до 143 раз в гибридном устройстве на основе МЛ и газоразрядного устройства.

7. Разработаны рекомендации по использованию полученных теоретических результатов и прототипов новых устройств на разных структурных уровнях радиоэлектронных средств различного назначения.

8. Разработаны и внедрены результаты: оценки емкостных и индуктивных связей и амплитуд перекрестных наводок и коэффициента передачи в многопроводных межсоединениях печатных плат; аналитического обзора научных и информационных источников, а также патентного поиска технических решений на основе меандровых линий; результаты аналитического обзора научных и информационных источников, а также патентного поиска технических решений, предназначенных для защиты радиоэлектронных средств от СКИ, на основе межсоединений печатных плат, в том числе полосковых фильтров (акт внедрения в АО «ИСС», г. Железногорск).

9. Разработанная программа для ЭВМ «Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии» использована в АО «ИСС» при разработке конструкторской документации на блоки 254.2222-5000, 751ВМ.2513-0, 742.2222-6000,

742.2222-1000 для изделий (КА) 254, 751ВМ, 742 (акты использования РИД от 14.02.2022 г. №168, 30.01.2023 г., 08.02.2024 г. и 10.02.2025 г. №168МО-2).

10. Разработаны и зарегистрированы 4 программы для ЭВМ: 2 для квазистатического анализа новых устройств защиты на основе МЛ по гранту РНФ 24-79-00102 и 2 для использования в методологии оптимального проектирования критичных узлов печатных плат беспилотных авиационных систем с учетом влияния электромагнитных воздействий по гранту РНФ 25-29-00139.

11. Выполнена коммерциализация разработанной программы для ЭВМ «Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии» за 2024 г. по соглашению с Министерством образования и науки РФ 14.574.21.0172.

12. Усовершенствован учебный процесс двух университетов: НИ ТГУ и ТУСУР.

Положения, выносимые на защиту

1. Одновитковые и многовитковые меандровые линии способны разлагать сверхкороткий импульс на последовательность импульсов с ослаблением: до 3 и 2,1 раза в одном витке с боковой и лицевой связью соответственно при длительности импульса 40 пс по уровню 0,5 и до 33 раз при последовательном соединении 5 витков с боковой связью при общей длительности импульса 150 пс по уровню 0,5.

2. Виток меандровой линии способен разложить пиковый выброс импульса электростатического разряда с формой тока из стандарта IEC 61000-4-2 на последовательность импульсов меньшей амплитуды с ослаблением до 1,4 и 1,7 раза в витке с боковой и лицевой связью соответственно.

3. Сворачивание витка меандровой линии в меандр с усиленной связью увеличивает ослабление в нем сверхкороткого импульса за счет возникающих взаимовлияний между неосновными витками: до 7 раз в микрополосковой линии и до 18 раз в микрополосковой линии с двумя пассивными проводниками при длительности импульса 300 пс по уровню 0,5.

4. Учет дополнительных импульсов разложения в меандровых линиях с асимметричным поперечным сечением увеличивает ослабление сверхкороткого импульса длительностью 150 пс по уровню 0,5 с 2,4 до 3 раз в витке с лицевой связью, а в 2, 3, 4 и 5 витках, соединенных последовательно без связи между соседними витками, с 6 до 9 раза, с 8 до 24 раз, с 20 до 85 раз и с 33 до 214 раз соответственно при квазистатическом анализе без потерь, в сравнении с симметричной в поперечном сечении меандровой микрополосковой линией.

5. Использование меандровой линии совместно с газоразрядным устройством позволяет подготовить его к срабатыванию при воздействии импульса с длительностью менее его времени срабатывания и ослабить его амплитуду до 44 раз.

Методология и методы исследования. В работе применены квазистатический и электродинамический анализ, численное моделирование методами моментов, матриц линий передачи, конечных разностей во временной области, параметрическая оптимизация эвристическим поиском и эволюционными алгоритмами, а также лабораторный эксперимент с использованием изготовленных макетов и современного измерительного оборудования.

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

Использование результатов исследований (12 актов внедрения)

1. ОКР «Разработка принципов построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит», тема «САН», хоздоговор 96/12 от 16.11.2012 в рамках реализации Постановления 218 Правительства РФ.

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

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

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

5. ОКР «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов», тема «Модули ЭПК-100», договор 18/15 от 29.07.2015 в рамках реализации Постановления 218 Правительства РФ.

6. Учебный процесс ТУСУРа: проведение практических и лабораторных работ по дисциплине «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» в 2015–2017 уч. годах для магистерских программ радиотехнического факультета по направлениям «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Радиотехника».

7. НИР «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов». Базовая часть государственного задания в сфере научной деятельности 8.9562.2017/БЧ, 2017–2019 гг.

8. ПНИ «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов». ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», 14.574.21.0172, 2017–2020 гг.

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

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

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

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

13. НИР «Моделирование распространения сверхкоротких импульсов в многопроводных линиях передачи для решения задач проектирования радиоэлектронной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости» грант РФФИ «Научное наставничество» 19-37-51017, 2019–2021 гг.

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

15. НИР «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости», госзадание FEWM-2020-0041, 2019–2023 гг.

16. НИР «Разработка устройства защиты от электростатического разряда на основе меандровой линии задержки с лицевой связью», договор 16071ГУ/2020 от 24.12.2020 в рамках программы «УМНИК», 2021–2022 гг. (руководитель).

17. НИР «Новые гибридные устройства для расщепления опасных импульсов в целях защиты радиоэлектронной аппаратуры», грант РНФ 22-79-00103, 2022–2023 гг. (руководитель).

18. НИР «Методология обеспечения электромагнитной совместимости средств функционального поражения электромагнитным излучением с другими радиоэлектронными

средствами в составе комплекса противодействия беспилотным летательным аппаратам», грант РНФ 22-29-01331, 2022–2023 гг.

19. НИР «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях» (номер темы FEWM-2022-0001) в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования, 2022–2023 гг.

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

21. Проект «Лаборатория математического моделирования радиоэлектронных устройств» в рамках стратегического проекта: Климатические и энергетические технологии для устойчивого развития региона, 2023–2025 гг, в рамках ПИШ в Сахалинском государственном университете.

22. НИР «Интеллектуальная оптимизация пассивных полосковых и кабельных структур для защиты радиоэлектронных средств от сверхширокополосных помех с использованием машинного обучения», грант РНФ 24-29-00578, 2024–2025 гг.

23. НИР «Новые устройства защиты от сверхкоротких импульсов и электростатического разряда на основе меандровых линий, модальных фильтров и гибридов на их основе» грант РНФ 24-79-00102, 2024–2026 гг. (руководитель).

24. НИР «Методология автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей в условиях деструктивных воздействий» FEWM-2024-0005 в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования, 2024–2026 гг.

25. НИР «Методология оптимального проектирования критичных узлов печатных плат беспилотных авиационных систем с учетом влияния электромагнитных воздействий», грант РНФ 25-29-00139, 2025–2026 гг.

26. СЧ ОКР «Разработка среды проектирования и программных модулей базовой версии полного маршрута автоматизированного проектирования СВЧ А3В5 МИС и ГИС» (шифр «САПР СВЧ ИС – Б: Ч»), договор № 998/531-Д/СК-ТУСУР, 2025–2026 гг.

27. Результаты интеллектуальной деятельности: получены 20 патентов на изобретения, 6 свидетельств о регистрации программы для ЭВМ.

Апробация результатов

Результаты позволили подготовить заявки, победившие в 21 конкурсе: «УМНИК», 4 грантов РФФИ; 8 грантов РНФ; 7 государственных заданий; ФЦП ИР; гранта Президента РФ.

Результаты представлялись в материалах следующих конференций:

1. Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2015, 2018, 2019 и 2020 гг.
2. International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Эрлагол, Алтай, 2015, 2016, 2017, 2019, 2020 и 2021 гг.
3. Международная научно-методическая конференция «Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов», г. Томск, 2016 г.
4. International IEEE scientific and technical conference «Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines», г. Омск, 2016 и 2017 гг.
5. International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON), г. Новосибирск, 2017 г., г. Томск, 2019 г.
6. Всероссийская научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2017, 2018, 2020 и 2021 гг.
7. Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», г. Томск, 2018 г.
8. Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации «Шарыгинские чтения», г. Томск, 2019 г.
9. International Siberian conference on control and communications (SIBCON), г. Томск, 2019 г.
10. Международная научно-практическая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири», г. Томск, 2019 и 2020 гг.
11. Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)», г. Москва, 2022 г.
12. IEEE Ural-Siberian conference on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBEREIT), г. Екатеринбург, 2022 г.
13. International Ural conference on electrical power engineering (UralCon), г. Магнитогорск, 2022 г.
14. International scientific conference «Advances in science, engineering and digital education» (ASEDU), г. Красноярск, 2022 г.
15. International conference on industrial engineering, applications and manufacturing (ICIEAM), г. Сочи, 2023 г.

Личный вклад. Автору принадлежит ключевая роль в получении основных результатов. Все основные результаты диссертации, сформулированные в научной новизне и положениях, выносимых на защиту, получены автором лично или при его непосредственном участии. Авторский вклад заключается в исследовании одновитковых и многовитковых МЛ с различными типами связи для ослабления СКИ и импульса ЭСР путем их разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды, разработке и обосновании аналитических условий оптимального разложения СКИ в МЛ, доказательстве эффективности новых конструктивных решений для МЛ, исследовании гибридных устройств защиты, проведении численного моделирования и параметрической оптимизации и выполнении лабораторных экспериментов для верификации полученных результатов. Часть исследований по разложению СКИ в МЛ выполнена совместно с Суровцевым Р.С и Малыгиным К.П. Отдельные результаты работы получены совместно с соавторами публикаций.

Публикации. Результаты опубликованы в 93 работах, в т.ч. 6 без соавторов:

Тип публикации	Количество	Без соавторов
Статья в журналах из перечня ВАК	9	2
Доклад в материалах конференции из перечня ВАК	2	0
Монография	1	0
Статья в журналах из Q1, Q2 Scopus и WoS	5	0
Статья в зарубежных журналах, индексируемых в Scopus и WoS	13	0
Доклад в трудах конференций, индексируемых в Scopus и WoS	17	0
Тезисы докладов в трудах отечественных конференций	1	1
Доклад в трудах отечественных конференций	19	1
Патент на изобретение	20	1
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	6	1
ИТОГО	93	6

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 раздела, заключение, список сокращений и обозначений, список источников из 475 наименований и 2 приложения. Объём диссертации с приложениями – 327 с., в т.ч. 221 рисунок и 38 таблиц.

Краткое содержание работы. Во введении приведена общая характеристика работы. В разделе 1 выполнен обзор проблемы защиты РЭС от СКИ и ЭСР, а также сформулированы цель и задачи исследования. В разделе 2 исследованы защитные устройства на основе симметричных МЛ в поперечном сечении (в воздухе, на основе МПЛ, одно- и многовитковых), включая анализ влияния различных факторов, разработку аналитических моделей, оптимизацию и эксперименты. В разделе 3 рассмотрены устройства на основе асимметричных МЛ в поперечном сечении (с лицевой связью, с пассивными проводниками, одно- и многовитковых), проведены их анализ, оптимизация и экспериментальная верификация. В разделе 4 представлены результаты исследования гибридных устройств защиты на основе МЛ и модальных фильтров, а также МЛ и газоразрядного устройства. В заключении сформулированы

основные выводы по результатам работы, рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы. В приложении А приведены копии актов внедрения, а в приложении Б – патентов.

1 УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ И ИМПУЛЬСА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА: ОБЗОР

1.1 Актуальность защиты

Радиоэлектронные средства (РЭС) стали неотъемлемой частью жизни общества. Их применение охватывает широкий спектр областей, от бытовой электроники и телекоммуникаций до критически важных систем управления транспортом, энергетикой, здравоохранением и обороной [1, 2]. Повсеместная интеграция РЭС в инфраструктуру общества приводит к необходимости обеспечения ее надежного и бесперебойного функционирования. Нарушения в работе РЭС, вызванные электромагнитными помехами, могут иметь серьезные последствия, приводя к экономическим потерям, техногенным авариям, и даже угрозе жизни и здоровью людей [3]. Исторически, проблема электромагнитных помех возникла практически одновременно с появлением первых РЭС. Изобретение телеграфа в 1832 году и радио в 1895 году привело к началу глобальной информатизации [4], но и запустило процесс борьбы с электромагнитными помехами [5, 6]. Изначально внимание уделялось непреднамеренным помехам, источниками которых являлись природные явления, такие как космические и атмосферные шумы, а также индустриальная деятельность человека.

Современный этап развития технологий характеризуется не только ростом числа РЭС, но и значительным усложнением их структуры и принципов работы. Тенденции миниатюризации, повышения быстродействия и снижения энергопотребления, диктуемые рынком и функциональными требованиями, приводят к тому, что современные РЭС становятся все более уязвимыми к электромагнитным воздействиям (ЭМВ) [7]. Уменьшение размеров устройств достигается за счет увеличения плотности монтажа компонентов на печатных платах (ПП), что усиливает взаимные электромагнитные влияния элементов и создает условия для распространения помех [8–10]. Повышение быстродействия, необходимое для обработки возрастающих объемов данных и реализации сложных алгоритмов, требует расширения частотного диапазона используемых сигналов, что, в свою очередь, делает РЭС более восприимчивыми к высокочастотным помехам. Наряду с этим, широкое внедрение интегральных схем (ИС) с низковольтным питанием снижает порог чувствительности РЭС, поскольку даже слабые ЭМВ могут вызвать сбои в их работе [11]. В результате, обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) становится все более сложной и дорогостоящей задачей [7]. Несоблюдение требований ЭМС при проектировании, производстве и эксплуатации РЭС может привести к функциональным сбоям, отказам, и даже физическому повреждению электронных компонентов и систем.

Согласно определению из ГОСТ Р 50397-2011, ЭМС технических средств – это способность технического средства функционировать с заданным качеством в заданной электромагнитной обстановке и не создавать недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам [12]. Однако, современная электромагнитная обстановка характеризуется не только ростом уровня непреднамеренных помех, но и появлением новых угроз, связанных с преднамеренными электромагнитными воздействиями (ПдЭМВ) [13, 14]. Мощные ЭМВ, как преднамеренные, так и непреднамеренные, могут вызывать опасные переходные процессы в аналоговых схемах, приводя к искажению сигналов и сбоям в работе, а в цифровых устройствах – ложные переключения логических элементов, нарушая алгоритм работы и приводя к ошибкам в вычислениях и управлении. Даже относительно слабые ЭМВ способны существенно повысить вероятность битовых ошибок в работе микроконтроллеров, широко используемых в современных РЭС [15]. В связи с этим, повышение помехозащищенности РЭС, особенно для критически важных объектов инфраструктуры, функционирующих в режиме реального времени, становится необходимостью для их надежной и безопасной эксплуатации.

Особую актуальность проблема ЭМС приобрела в последние десятилетия в связи возрастающей угрозой электромагнитного терроризма [14, 16–37]. Использование ПдЭМВ для нарушения работы электронных систем представляет собой новую и серьезную опасность для общества. Впервые внимание мировой общественности к этой проблеме привлек В. Лоборев в 1996 г. на конференции AMEREM, где им был употреблен термин «электромагнитный терроризм» [38]. В 1999 г. Международный радиосоюз (URSI – International Union of Radio Science) отреагировал на эту угрозу, приняв резолюцию, направленную на противодействие преступной деятельности с использованием электромагнитных средств [39]. С начала 2000-х вопросы защиты от ПдЭМВ стали активно обсуждаться на специализированных международных конференциях и симпозиумах, посвященных ЭМС. Число таких мероприятий (как международных, так и национальных) неуклонно растет, что свидетельствует о растущей обеспокоенности мирового сообщества проблемой электромагнитного терроризма и необходимостью разработки эффективных мер противодействия [40].

Согласно определению из ГОСТ Р 50922-2006, ПдЭМВ является несанкционированное воздействие на информацию, осуществляемое путем применения источника электромагнитного поля для наведения в автоматизированных информационных системах электромагнитной энергии с уровнем, вызывающим нарушение нормального функционирования (сбой в работе) технических и программных средств этих систем [41]. Силовые электромагнитные поля в диапазоне частот от 200 МГц до 5 ГГц обладают достаточной энергией чтобы вызывать нарушения или даже физические повреждения в электронных системах и РЭС [28, 42–45].

Такие воздействия могут иметь деструктивные последствия для практически всех экономических и социальных процессов современного общества, зависящих от надежной работы информационных и управляющих систем. Международная электротехническая комиссия (МЭК), как ведущая международная организация в области стандартизации в электротехнике и электронике, классифицирует излучение источников ПдЭМВ на два основных типа: HPM (High Power Microwave) и UWB (Ultra Wideband) [46]. К UWB излучению, также известному в русскоязычной литературе как сверхширокополосное (СШП), относятся сверхкороткие импульсы (СКИ), представляющие собой особую опасность для РЭС. СКИ характеризуются чрезвычайно малой длительностью (измеряемой пико- и наносекундами) и очень широким частотным спектром, охватывающим диапазон до десятков гигагерц и выше [47]. Именно широкий частотный спектр позволяет частотным компонентам СКИ эффективно проникать в РЭС, даже через защитные экраны и другие средства защиты, и воздействовать непосредственно на электрические цепи, выводя их из строя [48, 49]. При этом амплитуда напряженности электрического поля может достигать уровня, приводящего к пробою полупроводниковых компонентов и диэлектрических материалов, а также к локальному перегреву чувствительных зон из-за высокой плотности энергии импульса [50, 51]. Наряду с активным развитием РЭС, технологии генерации СШП воздействий (и, в частности, СКИ) также активно развиваются, что привело к созданию мощных электромагнитных систем (HPEMS – high power electromagnetic systems), способных генерировать направленное излучение высокой мощности [52].

Помимо угрозы ПдЭМВ, существенную опасность для современных РЭС представляет электростатический разряд (ЭСР) [53], а защита от него является неотъемлемой частью обеспечения ЭМС и надежности РЭС. Полупроводниковые приборы, являющиеся основой современной электроники, особенно чувствительны к воздействию ЭСР [54–57]. Контакт ЭСР с полупроводниковым элементом может привести к разнообразным повреждениям его внутренней структуры, включая пробой диэлектрических слоев, перегорание тонких проводников и металлических соединений, а также деградацию p-n переходов, что в конечном итоге приводит, как к обратимым сбоям, так и к необратимым отказам компонентов [58]. Надежность РЭС, в значительной степени определяемая надежностью входящих в их состав полупроводниковых компонентов, напрямую зависит от устойчивости этих компонентов к воздействию ЭСР. С непрерывным увеличением степени интеграции электронных компонентов, их чувствительность к ЭСР, как правило, возрастает, что делает решение проблемы защиты от ЭСР еще более актуальной для современной микро- и наноэлектроники. Статистические данные подтверждают значительную долю отказов электронной аппаратуры, обусловленных именно воздействием ЭСР. По оценкам, до 47% всех отказов электронных компонентов вызваны

воздействием ЭСР [59]. В космической технике, где требования к надежности и безотказности особенно высоки, проблема ЭСР стоит особенно остро, так как электризация космических аппаратов в космическом пространстве и последующие разряды являются существенным фактором риска для бортовой электроники. Статистика показывает, что до 64% отказов и нарушений работы космических аппаратов связаны именно с воздействием ЭСР [60, 61]. Экспериментальные и теоретические исследования воздействия ЭСР на микроконтроллеры выявили более 10 отказов, прямо или косвенно связанных с ЭСР [62]. Так, последовательное воздействие импульсов ЭСР с амплитудой 6,4–6,5 кВ может приводить к повреждению значительной части или даже полному выходу из строя микроконтроллеров [63]. Наиболее уязвимы к воздействию ЭСР МОП (металл-оксид-полупроводник) и КМОП (комплементарные МОП) ИС, широко используемые в современной электронике [64]. Анализ последствий воздействия ЭСР на ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика) микросхемы показал, что в подавляющем большинстве случаев (90%) повреждаются внутренние p-n переходы транзисторов, в 10% случаев разрушается металлизация, и одновременно в 27% случаев пробивается диэлектрик [65]. Результаты моделирования воздействия ЭСР на мощные МОП-транзисторы со встроенной защитой показывают, что транзисторы с меньшей емкостью затвор-исток оказываются более чувствительными к воздействию ЭСР [66].

Традиционные методы защиты от ЭМВ, такие как экранирование, заземление, фильтрация электромагнитных помех и использование ограничительных устройств, включая разрядники и ограничители напряжения [67], несмотря на свою распространенность, оказываются недостаточно эффективными. Ограничения существующих методов обусловлены рядом факторов: паразитные параметры компонентов, используемых в защитных схемах [68]; недостаточное быстродействие ограничительных элементов [69]; недостаточная мощность и малое напряжения пробоя [70]. В этой связи, актуальны поиск и разработка новых, более эффективных, экономичных и компактных решений для защиты РЭС от СКИ и ЭСР.

Таким образом, актуальность разработки новых методов защиты РЭС от СКИ и ЭСР обусловлена: ростом чувствительности современной аппаратуры из-за тенденций миниатюризации и повышения быстродействия, серьезностью угроз СКИ и ЭСР, а также выявленными ограничениями традиционных средств защиты при воздействии импульсных помех с широким спектром.

1.1.1 Стандарты и рекомендации

Обеспечение ЭМС РЭС, особенно в условиях возрастающей угрозы ПдЭМВ и высокой чувствительности современной РЭС к импульсным помехам, требует четкой нормативной базы. Стандартизация играет ключевую роль в установлении требований к испытаниям, оценке

помехоустойчивости и разработке эффективной защиты. Ведущую роль в разработке международных стандартов в области ЭМС и защиты от мощных ЭМВ играет Международная электротехническая комиссия (МЭК, IEC). Начиная с 1989 г., её Подкомитет 77C (ЭМС оборудования, включая сети) и его рабочие группы, в частности SC77C (Переходные процессы высокой мощности), активно занимаются разработкой стандартов для защиты гражданских систем от мощных электромагнитных угроз [71, 72]. Эти угрозы включают как высотный электромагнитный импульс ядерного взрыва, так и ПдЭМВ, создаваемые электромагнитным оружием, которое может использоваться в террористических или криминальных целях. Подкомитет SC77C приложил значительные усилия для подготовки рекомендаций и руководств по защите критически важной инфраструктуры от мощных ПдЭМВ. Его работа является основополагающей, и другие комитеты по стандартизации, в том числе в Российской Федерации [73], часто опираются на общие рекомендации, определения и стратегии защиты, разработанные в рамках IEC SC77C [72].

Ключевым документом в этой области является стандарт МЭК 61000-1-5 [74]. Он стал первым документом МЭК, в котором официально упоминалась угроза мощных ПдЭМВ. Он содержит общее определение угрозы, связанной с мощными электромагнитными средами, обзор ожидаемых последствий их воздействия на гражданские системы, а также обзор источников ПдЭМВ, известных до 2004 г. Попытка обновить обзор источников ПдЭМВ была предпринята позже, например, в диссертации N. Mora [37]. Серия стандартов МЭК 61000 включает и другие важные документы, касающиеся ПдЭМВ и импульсных помех. Так, в стандартах МЭК 61000-2-9 и МЭК 61000-2-10 описаны характеристики падающих электрического (E) и магнитного (H) полей, которые могут индуцировать переходные процессы в системах и оборудовании [75, 76]. Стандарт МЭК 61000-5-9 предлагает общую методологию для оценки влияния мощных ЭМВ на электронные системы, хотя и носит весьма общий характер [77]. Стандарт МЭК 61000-4-36 используется для определения условий испытаний и оценки помехоустойчивости электронного оборудования и систем к преднамеренным помехам [78]. В стандарте МЭК 61000-4-33 предложено использование N-норм для математического определения характеристик воздействия и оценки влияния мощных ЭМВ на оборудование [79]. N-нормы представляют собой математические операторы, применяемые к форме сигнала (например, напряжения), и могут использоваться для определения уязвимых мест в цепях и оценки эффективности защитных устройств [80, 81].

Помимо МЭК, другие международные организации также вносят свой вклад в стандартизацию защиты от мощных ЭМВ. Так, Международный союз электросвязи (МСЭ, ITU) разработал рекомендацию, в которой предлагается классификация источников ЭМВ, анализируются ожидаемые уровни ЭМ-поля и определяются требуемые уровни безопасности и

защиты для телекоммуникационных объектов, включая центры обработки данных [82]. Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (IEEE) разработал стандарт, ориентированный на защиту компьютерных систем, таких как банкоматы, кассовые аппараты и т.д. [83]. В нем предлагаются методы расчета уровней защиты, аналогичные используемым в [82]. Международный совет по большим электрическим системам высокого напряжения (CIGRE) разработал рекомендацию по защите центров управления на высоковольтных подстанциях от ЭМ угроз [84]. Рекомендации устанавливают требуемые уровни защиты и описывают методы их достижения, включая экранирование, фильтрацию и правильную прокладку кабелей.

В Российской Федерации также ведется работа по созданию национальной нормативной базы в области ЭМС и защиты от ПдЭМВ, часто с опорой на международные стандарты, в первую очередь МЭК. Разработан ряд государственных стандартов (ГОСТ), направленных на обеспечение информационной безопасности и помехоустойчивости технических средств: ГОСТ Р 50922-2006 (Защита информации. Основные термины и определения), ГОСТ Р 51275-2007 (Защита информации. Объект информатизации. Факторы, воздействующие на информацию. Общие положения), ГОСТ 29073-91 (Совместимость технических средств измерения, контроля и управления промышленными процессами электромагнитная. Общие технические требования), ГОСТ Р 51317.4.4 (МЭК 61000-4-4. Устойчивость к наносекундным импульсным помехам. Требования и методы испытаний), ГОСТ Р 51317.4.5 (МЭК 61000-4-5. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний). Кроме этого, разработана система стандартов, направленных на защиту от ПдЭМВ, особенно для средств информатизации потенциально опасных и стратегически важных объектов, таких как объекты топливно-энергетического комплекса [85–88].

Таким образом, активная разработка и принятие в Российской Федерации комплекса ГОСТ, направленных на обеспечение устойчивости РЭС к ЭМВ, а также регламентирующих требования к обнаружению ЭМВ и защите от них, в том числе на объектах критической инфраструктуры, является неоспоримым свидетельством высокой актуальности проблемы защиты РЭС от ЭМВ. Все это подчеркивает необходимость совершенствования методов и средств защиты в соответствии с современными вызовами.

1.1.2 Источники преднамеренных электромагнитных воздействий

ЭМВ принято делить на две большие группы: естественные и искусственные. К естественным относятся, например, вторичные проявления разряда молнии и ЭСР [5, 6]. Искусственные появляются от различных технических средств, таких как радиопередающие устройства, промышленное и медицинское оборудование, линии электропередачи, а также

специализированные устройства для создания помех [14]. Именно ПдЭМВ, создаваемые искусственными источниками, представляют особую и возрастающую угрозу для современных РЭС.

Источники ПдЭМВ можно классифицировать по различным признакам. По возможности приближения к цели их делят на стационарные, переносные, мобильные, очень мобильные и высокомобильные [89]. Существуют обзор и классификация генераторов ПдЭМВ с точки зрения их технических характеристик (частота следования импульсов, максимальный уровень излучения, мощность), а также стоимости [90]. Развитие технологий генерации мощных ЭМВ привело к появлению широкого класса систем направленной энергии [22, 91–99], в том числе и для целей радиоэлектронной борьбы (РЭБ) [100–104]. Основные направления разработки технологий генерации мощных СШП/СКИ включают создание мощных релятивистских электровакуумных приборов (например, ламп обратной волны), разработку твердотельных и газоразрядных генераторов, а также совершенствование нерелятивистских электровакуумных приборов [105]. Также перспективно использование полупроводниковых ключей с быстрым размыканием тока (SOS – Semiconductor Opening Switch) [106]. Обзоры существующих источников ПдЭМВ и технологий их создания представлены в ряде работ [37, 107, 108].

Исследования и разработки в области создания мощных источников ПдЭМВ ведутся во многих научных центрах мира. В России значительный вклад вносят такие организации, как Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова РАН (ИПФ РАН) и Институт сильноточной электроники СО РАН (ИСЭ СО РАН), где разработаны генераторы на основе релятивистских ламп обратной волны и газовых разрядников, способные формировать импульсы мощностью до гигаватт [109–113]. В Объединенном институте высоких температур РАН (ОИВТ РАН) разрабатываются мобильные автономные малогабаритные излучатели на основе полупроводниковых генераторов и антенных решеток с поперечными рупорами [114–116]. Институт электрофизики Уральского отделения РАН (ИЭФ УрО РАН) известен своими разработками генераторов на основе SOS-диодов, таких как генератор S-5N, способный формировать импульсы напряжением до 900 кВ [117]. Существуют также системы на основе генераторов монополярных высоковольтных импульсов (например, СИНУС-160) с формирователями биполярных импульсов и антенными решетками [118], а также системы с перестраиваемыми короткозамкнутыми шлейфами для согласования [119]. Для излучения мощных импульсов используются различные типы антенн, включая крупногабаритные антенны для низкочастотного диапазона (например, HIRA180, способная излучать импульсы напряженностью до 800 кВ/м) [120] и комбинированные узкополосные антенные установки для генерации субнаносекундных импульсов [121, 122].

Изначально разработка некоторых мощных источников СШП велась для мирных целей, таких как создание пикосекундных локаторов (СШП-радаров) для обнаружения скрытых объектов [123, 124], или для систем СШП-связи и глушения [125]. Также они активно применяются для анализа восприимчивости и испытаний РЭС [126–128]. Однако вскоре была выявлена возможность их использования в качестве средств РЭБ и электромагнитного оружия для преднамеренного вывода из строя техники противника или осуществления террористических атак. Проникновение мощных ЭМВ, генерируемых этими источниками, внутрь РЭС происходит различными путями: через апертуры (отверстия, щели) в корпусах и экранах, через кабели и соединители, а также через элементы, функционирующие как непреднамеренные антенны [48, 49]. Индуцированные токи и напряжения распространяются по сигнальным и силовым цепям РЭС [50], вызывая различные эффекты – от обратимых сбоев (ложные срабатывания логических элементов, потеря данных, нарушение алгоритмов работы) до необратимых повреждений (пробой изоляции, выгорание компонентов, разрушение металлизации) [15, 28, 129, 130]. Уязвимость РЭС к ПдЭМВ зависит от многих факторов, включая уровень напряженности поля, тип подключенных кабелей и степень интеграции компонентов [21, 28, 100, 131–140].

Для стандартизированной оценки восприимчивости РЭС к ЭМВ и для проведения испытаний в нормативных документах часто используются упрощенные, идеализированные формы тестовых сигналов, имитирующие реальные воздействия, такие как гауссов импульс, двойной экспоненциальный импульс, затухающая синусоида, стандартные формы импульсов ЭСР и другие [74, 141–143].

Таким образом, анализ источников ПдЭМВ демонстрирует многообразие и серьезность угроз для современной РЭС. Учитывая способность, как СКИ, так и ЭСР проникать в оборудование и вызывать широкий спектр повреждений, от сбоев до полного отказа, задача разработки и внедрения эффективных методов защиты РЭС от этих типов воздействий приобретает особую актуальность и практическую значимость.

1.2 Защитные устройства и технические решения

Здесь рассматриваются основные подходы к построению устройств и реализации технических решений для защиты РЭС от ЭМВ. Рассмотрены как традиционные и широко используемые методы, так и более новые подходы, основанные на эффекте модальной фильтрации.

1.2.1 Традиционные средства

Для обеспечения ЭМС и защиты РЭС от широкого спектра ЭМВ, в том числе ЭСР, исторически сложился и широко применяется набор классических конструктивных и схемотехнических методов [67]. Они являются основой инженерной практики при проектировании РЭС и направлены на снижение восприимчивости аппаратуры к внешним воздействиям и ограничение ее собственного электромагнитного излучения.

Ключевым конструктивным методом защиты является экранирование [67]. Экраны ослабляют проникающие извне электромагнитные поля и ограничивают излучение полей, генерируемых внутри устройства. Эффективность экранирования определяется свойствами материала, толщиной экрана и его геометрией, но в значительной степени зависит от обеспечения его электромагнитной герметичности или однородности. Практически неизбежные конструктивные элементы, такие как вентиляционные отверстия, смотровые окна, стыки между частями корпуса, кабельные вводы и соединители, нарушают целостность экрана, создавая апертуры [49]. Они могут служить путями проникновения высокочастотных ЭМВ, особенно компонентов СШП сигналов и СКИ, что резко снижает защитные свойства экрана на высоких частотах. Поэтому важной частью проектирования является применение специальных мер для повышения однородности экранов, включая использование токопроводящих прокладок, перекрывающихся соединений и экранированных соединителей [67].

Другим конструктивным методом является заземление [67]. Основная его цель – обеспечить низкоимпедансный путь для отвода токов помех, возникающих под действием ЭМВ или ЭСР, на корпус или общую «землю» системы, предотвращая их протекание через функциональные цепи РЭС. Выбор конкретной схемы заземления (например, одноточечной, многоточечной или гибридной) зависит от частотного диапазона работы устройства и характеристик предполагаемых помех. Однако на высоких частотах собственная индуктивность проводников заземления становится значительной, что приводит к увеличению импеданса цепи заземления и снижению ее эффективности. Кроме того, конструктивные решения включают оптимизацию топологии ПП, взаимного расположения компонентов и трасс, а также использование методов уменьшения импеданса цепей питания для минимизации кондуктивных помех и просадок напряжения при импульсных токах.

Схемотехнические методы защиты реализуются непосредственно в электрических цепях РЭС и включают устройства фильтрации, ограничители перенапряжений и схемы гальванической развязки [67]. Устройства фильтрации предназначены для селективного ослабления помех в определенном частотном диапазоне, не препятствуя прохождению полезных сигналов. В зависимости от задачи используются фильтры нижних частот (для подавления ВЧ

помех в цепях питания и низкочастотных интерфейсах), фильтры верхних частот, полосовые и режекторные фильтры. Они могут быть реализованы на компонентах с сосредоточенными параметрами (R, L, C) или на структурах с распределенными параметрами (например, отрезках линий передачи).

Гальваническая развязка применяется для электрической изоляции различных частей схемы или системы, предотвращая протекание кондуктивных помех и выравнивающих токов между ними. Основными методами реализации гальванической развязки являются использование оптопар (оптическая), трансформаторов (трансформаторная) или конденсаторов (емкостная развязка).

Для защиты от перенапряжений применяют устройства, снижающие свое сопротивление: газоразрядники [144], варисторы [145] и TVS-диоды [146], а для отражения и поглощения помех – устройства частотной фильтрации (например, RLC-фильтры). Газоразрядники [144], используемые для первичной защиты силовых и телекоммуникационных цепей, способны выдерживать высокие пиковые токи, но характеризуются медленным срабатыванием (>150 нс), большими габаритами, высоким напряжением включения и ограниченным ресурсом, что часто недостаточно для защиты чувствительных полупроводников и ИС. Варисторы [145] также имеют ограниченный ресурс и значительную собственную емкость, ограничивающую их применение в высокочастотных цепях, несмотря на широкий диапазон рабочих токов и напряжений. Для защиты высокоскоростных и слаботочных цепей часто используют TVS-диоды и сборки [146] из-за их высокого быстродействия, низкого напряжения срабатывания и малой емкости. Однако их применение может быть ограничено допустимой мощностью, стоимостью и низкой радиационной стойкостью [147].

Широко используются фильтры электромагнитных помех (EMI-фильтры) [148] различной сложности, включая комбинированные синфазно-дифференциальные [149] и разнообразные планарные конструкции [150–153], при анализе которых важно учитывать влияние паразитных связей [154] и магнитных параметров [155]. Перспективным направлением являются конденсаторные фильтры [156–158], привлекательные простотой и хорошими ВЧ-характеристиками, однако их эффективность ограничивается паразитными параметрами [159, 160]. Для улучшения ВЧ-характеристик применяют фильтры на многослойных керамических конденсаторах [161] или созданные по LTCC-технологии для компактности [162], хотя и они не лишены остаточной индуктивности. Общими недостатками EMI-фильтров являются сложность изготовления и необходимость индивидуальной установки на каждую цепь, что может занимать большой объем и затруднять их применение, особенно при интеграции в кабели [163].

К традиционным методам защиты также относятся полосковые фильтры [164–166], примером которых являются устройства на основе встречно-гребенчатой микрополосковой

структуры [164], отличающиеся в ряде приложений высокой эффективностью при низкой стоимости и простоте проектирования. Полосковые линии передачи начали активно применяться с конца 40-х годов как альтернатива традиционным направляющим системам в ВЧ и СВЧ технике, позволяя уменьшить габариты и массу РЭС [167]. Появились как отечественные [168], так и зарубежные монографии [169], заложившие основы теории и расчета полосковых устройств, включая фильтры, ответвители, согласующие цепи, которые актуальны и сегодня. В учебных пособиях обобщены методы расчета полей, теория регулярных полосковых волноводов [170], а также представлено актуальное состояние и перспективы развития СВЧ устройств на полосковых линиях, включая методики расчета, измерения и применяемые материалы [171], развитие которых тесно связано с печатными технологиями.

Томская научная школа полосковой техники, возникшая на рубеже 60–70-х годов [172] после первых работ П.А. Воробьева и И.Ш. Соломоника [173, 174], сосредоточилась на исследовании многосвязанных полосковых структур из отрезков произвольно связанных линий. Разработаны методы моделирования таких структур в квази-Т приближении [175] и опубликовано много работ по анализу связанных линий и созданию устройств на их основе [176–182]. В монографии [183] представлены методики расчета первичных параметров связанных линий, подходы к созданию фазовых корректоров и основы их анализа и синтеза, опирающиеся на классические работы по фазовой обработке сигналов [184, 185]. Также исследовались фильтры поглощающего типа [186–189].

Значительный вклад в разработку полосковых фильтров и СВЧ устройств внесла научная школа Б.А. Беляева [181, 182]. Предложена оригинальная миниатюрная конструкция двухполосного микрополоскового фильтра на основе трех двухмодовых резонаторов с расщепленными проводниками, позволяющая независимо регулировать параметры полос [190]. Эта конструкция усовершенствована введением высокотемпературного сверхпроводникового элемента-перемычки, что позволило реализовать функцию ограничителя мощности [191]. Также были предложены конструкции фильтров на основе нерегулярных резонаторов с использованием нескольких мод [192], разработаны фильтры с повышенной селективностью на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью [193], исследованы планарные резонаторы с многослойной структурой для миниатюризации и повышения добротности, в том числе с использованием LTCC-технологии для расширения полосы заграждения [194], а также изучены свойства фильтров на встречно-штыревых резонаторах [195].

Исследовались микрополосковые фильтры на основе шпильковых резонаторов различной конфигурации [196–200]. Изучены свойства фильтров на двухмодовых шпильковых резонаторах со скачкообразным изменением ширины проводника [196], синтезированы фильтры с симметричной и асимметричной АЧХ на основе регулярных [197] и сонаправленных [198]

шпильковых резонаторов, а также нерегулярных шпильковых резонаторов [199], которые могут применяться и для создания антенн [200]. Исследовались фильтры и на основе резонаторов других типов: «гантель» [201], рамочных [202], ступенчатых [203] и других конструкций [204–206].

Аналогичные исследования по синтезу полосковых фильтров с различными конструкциями резонаторов и селективными свойствами активно ведутся и за рубежом [207–221], причем многие разработки ориентированы на применение в сетях беспроводной передачи данных для обеспечения помехозащищенности [215–217].

Анализ сложных явлений, возникающих при распространении сигналов в полосковых линиях, особенно при использовании специфических диэлектрических материалов или в условиях импульсных воздействий, имеет большое значение для проектирования эффективных защитных устройств. Исследования модулей на основе различных полосковых линий (копланарных, интегрированных в подложку волноводов, асимметричных) с объемными кристаллами (ниобат лития, дифосфид цинка-германия) выявили эффект возникновения множественных резонансов и квази-хаотических осцилляций амплитудных и фазовых характеристик в широком диапазоне частот (до 20–26 ГГц) как при гармоническом, так и при импульсном воздействии [222–224]. Этот эффект объясняется возбуждением множества собственных волн с различными фазовыми скоростями в объемных кристаллах из-за частотной зависимости и анизотропии их диэлектрических свойств, а также интерференцией этих волн [223]. Отмечается, что характеристики квази-хаотических сигналов зависят от типа используемой полосковой структуры [224]. Кроме того, актуально исследование нелинейных искажений в полосковых линиях под действием импульсов, что было продемонстрировано на примере копланарной линии с управляемыми нелинейными элементами, где наблюдалось частичное нарушение взаимности из-за нелинейности отклика [225].

Связанные линии передачи являются основой для построения многих пассивных СВЧ компонентов, таких как направленные ответвители, трансформаторы импеданса и фазовращатели, элементы которых могут находить применение и при разработке защитных устройств или согласующих цепей для них. Так, изучены свойства асимметричных связанных линий с двойным экранированием в неоднородной диэлектрической среде, позволяющие создавать трансформаторы импеданса и направленные ответвители с заданным типом направленности (встречные, попутные, транс-направленные) и фазосдвигающими свойствами [226]. Разработаны перестраиваемые трехсекционные трансформаторы импеданса на основе каскадно-соединенных секций полосковых линий, включая связанные трехпроводные линии, с управлением параметрами с помощью сосредоточенных емкостных элементов, позволяющие согласовывать нагрузки в широком диапазоне [227]. Исследованы вопросы

согласования и настройки трансформаторов импеданса для полупроводниковых усилителей мощности с большим коэффициентом трансформации [228]. Также предложены новые схемы и конструкции фазовращателей отражательного типа на основе транс-направленных ответвителей, реализованных в виде трехмерных вертикально установленных планарных структур и использующих варакторные диоды для управления фазовым сдвигом в диапазонах 3,5–5,3 ГГц [229] и 9,5–11,5 ГГц [230]. Также были предложены и исследованы сами транс-направленные ответвители на основе вертикально установленных планарных схем [231]. Понимание принципов работы и методов расчета таких устройств на связанных линиях может быть полезно при проектировании сложных защитных структур на основе полосковых устройств.

Несмотря на широкую распространенность, традиционные методы защиты РЭС имеют существенные ограничения, описанные выше, которые снижают их эффективность при воздействии импульсных угроз, таких как мощные СКИ и ЭСР. Недостаточное быстродействие некоторых ограничительных устройств, особенно газоразрядников, не позволяет им эффективно реагировать на очень короткие фронты СКИ и ЭСР [69]. Ограниченная мощность и низкое напряжение пробоя многих полупроводниковых защитных компонентов делают их уязвимыми при воздействии импульсов высокой энергии [70]. Эффективность экранирования резко падает на высоких частотах при наличии даже небольших апертур [48]. Кроме того, обеспечение высокого уровня защиты с помощью традиционных методов часто требует применения сложных, громоздких и дорогостоящих многоступенчатых решений, что противоречит современным требованиям к миниатюризации и стоимости РЭС. Эти ограничения классических подходов обусловливают высокую актуальность поиска, исследования и разработки новых, более эффективных принципов и устройств защиты РЭС от импульсных ЭМВ, способных работать в широком диапазоне частот и энергий воздействия.

Таким образом, традиционные средства защиты РЭС, включающие экранирование, заземление, фильтрацию и ограничение перенапряжений, составляют основу обеспечения ЭМС. Обширные исследования посвящены как самим методам, так и разнообразным их реализациям, включая различные типы фильтров и ограничительных устройств. Однако выявленные ограничения этих методов, особенно при воздействии СКИ и ЭСР (паразитные эффекты, недостаточное быстродействие, ограниченная мощность, снижение эффективности экранирования на высоких частотах, сложность реализации), указывают на необходимость разработки альтернативных подходов.

1.2.2 Модальная фильтрация

Модальная фильтрация (МФ) представляет собой сравнительно новый подход к защите РЭС от СКИ, использующий модальные искажения импульсов в связанных линиях передачи [179, 232, 233]. Искажения возникают из-за разности фазовых скоростей распространения мод сигнала. Аналитические методы позволяют связать параметры отрезка линии с характеристиками разложения импульса [234, 235]. Примечательно, что для реализации МФ могут использоваться существующие межсоединения на плате. В отличие от классических фильтров, МФ ослабляет помеху преимущественно за счет разложения на компоненты меньшей амплитуды, а не отражения, и его эффективность растет с уменьшением длительности ЭМВ. Для работы МФ необходимо неоднородное диэлектрическое заполнение линии, причем более эффективен диэлектрик с высокой проницаемостью.

Подход состоит в том, что при распространении в N-проводной линии (с неоднородным диэлектриком) воздействие раскладывается на N составляющих меньшей амплитуды, если его длительность t_Σ меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии [234]

$$t_\Sigma < l \min|\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \ldots, N, \quad i \neq k, \tag{1.1}$$

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

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

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

Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между одним и общим проводниками подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка (рисунок 1.1, где результат вычислен при значениях резисторов, выбранных из условия псевдосогласования).

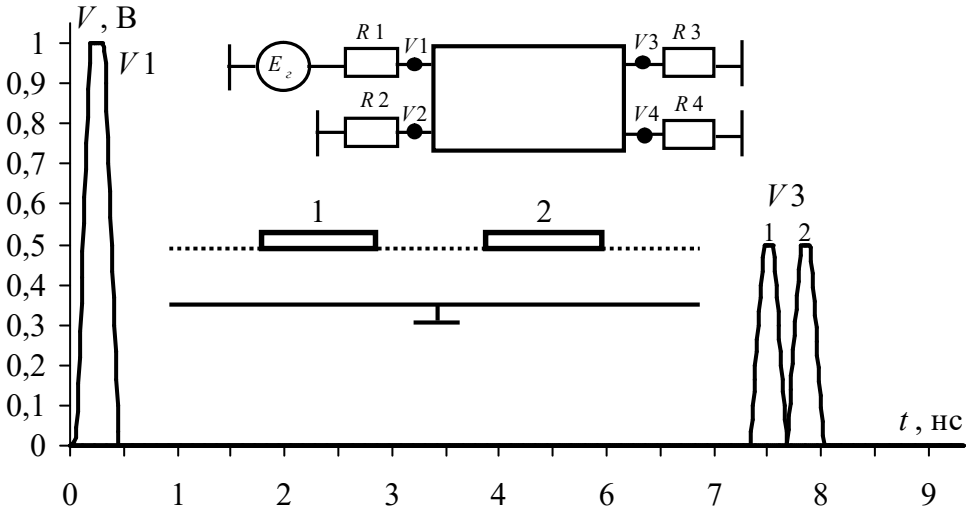


Рисунок 1.1 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Амплитуда СКИ, в зависимости от связи в линии, может быть в 2 и более раз меньше исходной. В структуре с лицевой связью достигнуто ослабление СКИ до 5 раз [236]. Получено в аналитическом виде условие равенства амплитуд импульсов разложения на выходе модального фильтра. Показано, что для этого необходимо, чтобы сопротивления (R) на всех концах связанных линий были равны среднему геометрическому волновых сопротивлений четной (синфазной) и нечетной (дифференциальной) мод, т.е. [239]

$$R=\sqrt{(Z_eZ_o)}, \tag{1.3}$$

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

Проектированию и исследованию МФ для различных приложений посвящено множество работ [237–241], обобщенных в монографиях [242, 243], включая недавние исследования [244–253]. Изучаются многопроводные МФ для увеличения числа импульсов разложения на выходе и ослабления [254], компактные копланарные МФ [244–246], использование зеркальной симметрии [247, 248] и радиопоглощающих материалов (РПМ) для улучшения характеристик [249, 250]. Отдельного внимания заслуживает предложенный комплексный подход, направленный на повышение помехозащищенности беспилотного летательного аппарата, в состав которого вошли МФ [255]. Кроме того, известно отдельное направление – модальное резервирование, сочетающее модальные искажения и холодное резервирование для повышения помехоустойчивости [256–261].

МЛ также демонстрируют модальные искажения и перспективны для защиты от импульсных ЭМВ [262, 263]. Традиционно МЛ применяются для выравнивания задержек сигналов на платах высокой плотности [264]. Известно, что анализ поведения сигнала в МЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением является довольно сложной задачей из-за существования перекрестных связей между проводниками линии и искажений, вызванных этими связями [265, 266]. Значительная часть исследований МЛ посвящена анализу и

минимизации искажений сигнала из-за перекрестных связей между витками, которые нарушают целостность сигнала и особенно критичны для высокоскоростной цифровой техники [267–273]. Существуют исследования влияния числа витков МЛ на искажения сигнала и задержку в МЛ [274, 275], а также возможности использования МЛ для коррекции формы сигнала [274, 276]. При проектировании устройств на основе МЛ необходимо также учитывать их излучающие свойства, используемые в антеннах [277–279].

Исследования возможностей использования эффекта модального разложения в МЛ для защиты РЭС от импульсных воздействий получили значительное развитие в ряде диссертационных работ. В частности, в докторской диссертации Суровцева Р.С. четко обозначены преимущества МЛ (относительно МФ) – вдвое меньшая длина проводника, необходимая для разложения воздействия той же длительности, отсутствие резистивных компонент и больший коэффициент ослабления за счёт роста числа составляющих [280]. Были детально проанализированы механизмы ослабления импульса за счет его модального разложения в простом витке МЛ, в том числе при выравнивании амплитуд доминирующих составляющих. Разработаны аналитические условия достижения этого выравнивания, предложены методики ускоренного квазистатического моделирования (с использованием блочного LU-разложения) и параметрической оптимизации таких структур (с ускорением до 300 раз), а также методика оценки эффективности ослабления с помощью *N*-норм. Совершенствование защитных устройств на основе МЛ предложено в кандидатской диссертации Малыгина К.П. [281], где исследовалось влияние сворачивания витка МЛ для усиления связи (что позволило достичь дополнительного ослабления СКИ при уменьшении площади структуры), добавление пассивных проводников к витку в целях увеличения ослабления СКИ, а также применение РПМ для одновременного уменьшения размеров структуры и увеличения полосы пропускания при сохранении уровня ослабления. Практические аспекты конструирования и реализации защитных устройств на основе витка МЛ, такие как его трассировка в виде меандра со слабой связью для размещения на ограниченной площади ПП, использование дополнительных заземленных проводников между неосновными полувитками для уменьшения их взаимной связи и увеличения эффективной длины витка, а также применение асимметрии поперечного сечения для дополнительного ослабления воздействия, рассмотрены и экспериментально подтверждены в кандидатской диссертации Карри С. [282]. В этой работе также показано преимущество защитных структур на основе витка МЛ по сравнению с модальными фильтрами и LC-фильтрами по критериям *N*-норм для типовых тестовых воздействий.

Таким образом, модальная фильтрация, реализуемая в связанных линиях передачи, в том числе в МЛ, представляет собой перспективный альтернативный подход к защите РЭС от СКИ.

Исследования показывают возможность значительного ослабления импульсных помех за счет модального разложения. Успешные результаты, полученные в ряде диссертационных работ по исследованию МЛ, подтверждают актуальность данного направления.

Несмотря на ряд исследований отдельных аспектов и конструкций МЛ, отсутствовала их единая систематизация именно как класса помехозащитных устройств. В этой связи, в работе автора [283] предложена комплексная классификация защитных меандровых структур на основе 4 ключевых признаков: характере диэлектрического заполнения, геометрии поперечного сечения, топологии и способе комбинирования с другими пассивными и активными элементами защиты. Показано, что с усложнением структуры от симметричных МЛ до гибридных систем на их основе позволяет растет ослабление СКИ. Данный подход классификации, объединяющий теоретические основы разложения СКИ и практические конструктивные решения, позволяет систематизировать дальнейшие исследования и положен в основу структуры этой диссертации.

1.3 Подходы к моделированию полосковых устройств

Математическое моделирование и системы автоматизированного проектирования (САПР) стали неотъемлемыми инструментами современного разработчика РЭС [284], позволяя минимизировать временные и материальные затраты на доработку устройств при обнаружении несоответствий на поздних этапах проектирования [285]. Проектирование полосковых устройств не исключение, а история и обзор современных САПР СВЧ и методов моделирования электромагнитного поля подробно рассмотрены в литературе [286, 287], подчеркивая невозможность разработки высокоэффективных систем без средств моделирования.

Выделяют три основных вида анализа при моделировании распространения сигналов [287]: схемотехнический (на основе законов Кирхгофа, SPICE-моделирование) [288], электродинамический (решение уравнений Максвелла в частотной или временной области) [289] и квазистатический (упрощенный анализ на основе телеграфных уравнений) [290]. Применяются эвристические, аналитические, численные и комплексные методы [291, 292]. Электродинамический и квазистатический анализ обычно включают задание граничных условий, описание геометрии и свойств среды, выбор метода решения, дискретизацию структуры и решение получаемой системы линейных алгебраических уравнений прямыми или итерационными методами [293, 294] для вычисления характеристик объекта.

Электродинамический анализ наиболее универсален, поскольку позволяет учитывать высшие типы волн и произвольную геометрию, но требует значительных вычислительных ресурсов [289]. Квазистатический анализ, учитывающий только распространение поперечной Т-

волны, менее затратен вычислительно [290] и широко используется для анализа линий передачи с помощью телеграфных уравнений [295].

Системный подход к моделированию электромагнитного поля в сложных системах [296] предполагает декомпозицию системы на элементы и учет их связей, что приводит к трем вариантам анализа: схемному анализу на основе законов Кирхгофа, решению уравнения Баума-Лю-Теше для схемы из отрезков линий передачи и сосредоточенных элементов [297], или полному электродинамическому анализу иерархической структуры из объемов [298].

Развитие вычислительной техники способствовало переходу от аналитических методов, пригодных для простых геометрий [299, 300], к численным методам, не зависящим от геометрии [301], наиболее известные из которых: метод моментов (MoM) [302], метод конечных разностей во временной области (FDTD) [303], метод конечных элементов (FEM) [304], метод конечного интегрирования (FIT) [305], метод эквивалентной схемы из частичных элементов (PEEC) [306] и метод матриц линий передачи (TLM) [307].

Часто для эффективного моделирования достаточно квазистатического подхода, сводящегося к нахождению матриц погонных параметров (**R**, **L**, **G**, **C**) [290] и последующему расчету отклика с помощью телеграфных уравнений [308, 309]. Для расчета матриц **R**, **L**, **G**, **C** часто применяют MoM [302], что позволяет снизить вычислительные затраты по сравнению с полным 3D-анализом. Примером отечественной системы квазистатического анализа на основе MoM является TUSUR.EMC [310] (ранее TALGAT), точность которой подтверждена сравнением с измерениями и полноволновым моделированием [311]. Кроме того, на базе данной системы проводились практические занятия по дисциплине «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» у студентов ТУСУРа [312]. Одним из ведущих пакетов для схемотехнического и квазистатического анализа является Advanced Design System (ADS) от Keysight [313], позволяющий рассчитывать временные характеристики [314], создавать пользовательские модели [315] и вычислять отклик на произвольное воздействие на основе *S*-параметров [316]. Для электродинамического анализа существуют пакеты схожие с EMPro от Keysight [317], позволяющие выбирать между FEM и FDTD в зависимости от задачи и использовать ресурсы GPU для ускорения.

Хотя численные методы являются основными инструментами для моделирования связанных линий, для оценки их характеристик применяются и аналитические подходы [318, 319].

Применение матричной алгебры для анализа многопроводных линий передачи (МПЛП) было впервые предложено в [320]. Позже были выведены телеграфные уравнения для МПЛП [321], проанализирован временной отклик линии без потерь со слабой связью и введено

понятие ее эквивалентной схемы [322]. Классическая работа [323] применила матричный анализ и теорию распространения волн для МПЛП без потерь в неоднородном диэлектрике.

Разработаны быстрые подходы к моделированию линий с учетом частотно-зависимых потерь, основанные на использовании откликов на воздействие треугольной формы [324], а также аналитические выражения в частотной области с применением обратного преобразования Лапласа для расчета отклика [325]. Эти методы были расширены для учета потерь [326].

Предложены методы вывода уравнений для однородной МПЛП и ее параметров в матричном виде [327]. Выведены точные уравнения для трехпроводной линии без потерь в однородной среде, позволяющие анализировать и контролировать перекрестные помехи [328]. Исследованы уравнения для линии в неоднородной среде без потерь со слабой связью во временной области [329]. Проведено сравнение различных методов расчета временного отклика МПЛП на основе теории цепей [330].

Значительное внимание уделено учету дисперсии при анализе МПЛП. Для исследования дисперсии применялся Метод Галеркина [331]. На основе полноволнового анализа разработаны модели временного отклика, учитывающие все компоненты поля и дисперсию [332], что позволило оценить взаимовлияния в быстродействующих межсоединениях ИС [333].

Важным вкладом стала монография [334], обобщившая квази-ТЕМ теорию для расчета отклика МПЛП с потерями в неоднородном диэлектрике и показавшая пределы точности квазистатического анализа. Рассмотрены обобщенные неоднородные экранированные МПЛП и свойства квази-ТЕМ волн в них [335]. Теория квази-ТЕМ волн для гармонических сигналов была распространена на переходные процессы [336].

Разработаны различные подходы к анализу перекрестных помех в МПЛП. Сравнены FDTD-анализ и классический схемотехнический метод [337]. Детальный анализ пары связанных линий во временной области на основе телеграфных уравнений с использованием преобразования мод и обратного преобразования Лапласа представлен в [338]. Существенный вклад в разработку аналитических методов оценки перекрестных помех в МПЛП внесли исследования [339–343], включая подходы для анализа межсоединений ИС с учетом потерь, дисперсии и произвольных нагрузок [339, 340], а также вывод передаточных функций и форм колебаний для линий без потерь с произвольными окончаниями [341]. Подход на основе модального анализа для определения перекрестных помех, показавший хорошую согласованность со SPICE-моделированием, предложен в [344].

Отечественные ученые также внесли значительный вклад в анализ МПЛП. Обобщены методы вывода телеграфных уравнений из уравнений Максвелла [345, 346]. Развивались методы исследования МПЛП применительно к проектированию СВЧ-устройств на основе планарных линий [346, 347], с использованием многопроводных полосковых линий разной длины в области

связи [175] и с возможностью распространения волн в объемных ИС [348]. Предложены различные наборы базисных и модальных параметров для анализа одинаковых и неодинаковых связанных линий [349, 350].

Метод конформных отображений [177] был применен для квазистатического моделирования связанных линий [351] и МПЛП совместно с методом частичных емкостей [352]. Исследовались межсоединения быстродействующих ИС: одиночные линии с распределенными нагрузками [353], связанные линии [354], МПЛП в однородном [355] и неоднородном [356] диэлектрических заполнениях.

При разработке полосковых устройств, включая и защитные структуры на основе МЛ, критически важно является точное математическое моделирование и анализ распространения электромагнитных волн. В ряде работ рассматриваются подходы к численному решению телеграфных уравнений для нерегулярных линий передачи, у которых первичные параметры (например, погонные емкость и проводимость) изменяются вдоль линии из-за неоднородного диэлектрического заполнения или изменения геометрии поперечного сечения [357]. Для анализа асимметричных связанных линий, в том числе линий с лицевой связью в слоистой диэлектрической среде с учетом толщины проводников, успешно применяется метод конформных отображений, реализованный с использованием специализированных программных пакетов [358]. Предложены также модели для анализа вертикально установленных планарных связанных линий, учитывающие толщину проводников и основанные на численном методе конформных отображений, отличающиеся вычислительной эффективностью и достаточной для практики точностью [359]. Разработка и верификация таких моделей необходимы для предсказания характеристик и оптимизации геометрии полосковых защитных устройств.

Экспериментальная верификация характеристик разработанных устройств и исследование их отклика на различные сигналы являются неотъемлемой частью процесса разработки. Описаны методики использования модулей формирования квази-хаотических сигналов на полосковых линиях для калибровки векторных анализаторов цепей и оценки погрешностей измерения [222]. Представлена установка для определения матрицы обратного рассеяния объектов при воздействии радиоимпульсов наносекундной длительности (1,75–3,1 нс) в диапазоне частот 5,3–8,8 ГГц, предназначенная для исследования свойств различных материалов и устройств в лабораторных условиях [360]. Измерение отклика на импульсное воздействие также используется для оценки параметров компонентов, например, волновых сопротивлений секций трансформаторов [228]. В диссертации Жечева Е. [361] для комплексной оценки эффективности структур с модальной фильтрацией предложена и апробирована экспериментально-расчетная методика. Суть методики заключается в последовательном

выполнении измерений *S*-параметров исследуемой структуры в частотной области, вычисление спектра импульсного воздействия и далее – расчета временного отклика на это воздействие (например, типовую СШП помеху). Завершающим этапом методики является количественная оценка степени уменьшения опасности воздействия за счет применения структуры, выполняемая на основе расчета *N*-норм выходного сигнала. Данная методика позволяет объективно сравнивать и анализировать различные конструкции устройств с модальной фильтрацией.

Таким образом, моделирование полосковых устройств является многогранной задачей, для решения которой используются различные подходы: от схемотехнического до полного электродинамического анализа, с применением как численных (MoM, FDTD, FEM и др.), так и аналитических методов (матричный анализ, теория цепей, модальный анализ). Выбор подхода зависит от требуемой точности, сложности структуры и доступных вычислительных ресурсов. Развитие САПР и численных методов позволяет анализировать все более сложные устройства, однако аналитические методы остаются важными для понимания физики процессов и быстрой оценки параметров. Комплексное использование моделирования и экспериментальной верификации является необходимым условием для успешной разработки и оптимизации полосковых устройств защиты.

Важно отметить, что проектирование полосковых устройств, включая защитные МЛ, не ограничивается выбором адекватной модели. Современные РЭС часто работают в жестких условиях эксплуатации с изменением температуры, влажности и других факторов существенно влияющими на электрофизические параметры материалов и, как следствие, на характеристики устройства [281, 362]. Поэтому актуально не только анализировать номинальные характеристики, а исследовать устойчивость устройств к внешним воздействиям, а также разработать методики оптимизации, учитывающие эти факторы. Кроме того, большое число варьируемых геометрических параметров в сложных структурах делает ручной подбор их оптимальных значений неэффективным. Поэтому надо применять современные эвристические и эволюционные алгоритмы оптимизации, такие как генетические алгоритмы (ГА) и эволюционные стратегии (ЭС), для поиска оптимальных конструкций по заданным критериям [281, 363].

1.4 Постановка цели и задач исследования

Из приведенного в подразделе 1.1 обзора следует, что неуклонное развитие РЭС, сопровождающееся их миниатюризацией, повышением быстродействия и снижением рабочих напряжений, приводит к существенному росту их восприимчивости к ЭМВ. Особую опасность среди ЭМВ представляют СКИ, характеризующиеся малой общей длительностью, широким

спектром и высокой амплитудой, и ЭСР, отличающиеся очень коротким фронтом, высоким пиковым током/напряжением и способностью переносить значительный заряд. Анализ источников ПдЭМВ в пункте 1.1.1, в частности генераторов СКИ, и существующих стандартов в пункте 1.1.2 подтверждает серьезность этих угроз и международное признание проблемы. СКИ и ЭСР способны эффективно проникать в аппаратуру и вызывать как обратимые сбои, так и необратимые повреждения. Значительная доля отказов РЭС, особенно в критически важных применениях, связана именно с ЭСР. Активное развитие технологий генерации мощных СКИ и подтвержденная статистика отказов РЭС вследствие влияния на нее ЭСР подчеркивают острую необходимость в создании эффективных средств защиты РЭС от этих воздействий.

Из приведенного в подразделе 1.2 обзора видно, что традиционные средства защиты (пункт 1.2.1), включающие экранирование, заземление, фильтрацию и использование ограничительных устройств (газоразрядников, варисторов, TVS-диодов), обладают рядом ограничений применительно к защите от СКИ и ЭСР. Ключевыми недостатками являются влияние паразитных параметров на высоких частотах, недостаточное быстродействие некоторых ограничителей, ограниченная способность полупроводниковых приборов рассеивать энергию мощных импульсов, снижение эффективности экранирования из-за наличия апертур в корпусе и т.д. В качестве перспективной альтернативы в пункте 1.2.2 рассмотрена модальная фильтрация, основанная на разложении импульса в связанных линиях передачи, в том числе в МЛ. Показана возможность ослабления СКИ в МЛ и предложены различные пути совершенствования таких структур в предшествующих диссертациях учёных. Однако, несмотря на значительное число исследований, посвященных полосковым устройствам с модальным разложением, и, в частности, структурам на основе витка МЛ, а также на продемонстрированный потенциал МЛ, проблема эффективной защиты РЭС от СКИ и импульсов ЭСР остается не решенной: отсутствует систематизированное, комплексное исследование, объединяющее анализ и оптимизацию различных типов МЛ (одно/многовитковых, симметричных/асимметричных, с пассивными проводниками, свернутых) и гибридных структур на их основе для защиты от обоих типов угроз (СКИ и ЭСР). Учитывая значительный опыт автора в исследовании МЛ, отраженный в ряде совместных публикаций с авторами предшествующих работ, настоящая диссертационная работа направлена именно на заполнение указанных пробелов и систематизацию знаний в этой области с учетом предложенной автором классификации МЛ: симметричные, асимметричные, гибридные устройства на их основе.

Из приведенного в подразделе 1.3 обзора следует, что для анализа и проектирования полосковых устройств используются как численные методы, реализованные в современных САПР, так и аналитические подходы. Выбор метода зависит от сложности задачи и требуемой

точности: от быстрого квазистатического до универсального, но ресурсоемкого электродинамического анализа. Для понимания физических процессов в связанных линиях, таких как МЛ, важны аналитические модели. Подчеркнута важность экспериментальной верификации результатов моделирования и применения комплексных экспериментально-расчетных методик. Кроме того, отмечена важность учета температуры и влажности на характеристики конечных устройств, а также необходимость применения современных эвристических и эволюционных алгоритмов оптимизации. Таким образом, для дальнейшего исследования и оптимизации защитных свойств МЛ необходимо применение как современных численных инструментов моделирования, так и разработка аналитических подходов с последующим экспериментальным подтверждением.

Цель работы – выявить новые возможности расщепления и ослабления СКИ и импульсов ЭСР в МЛ из одного и более витков, а также многопроводных и гибридных устройствах на их основе, для эффективной защиты РЭС. Для этого нужно решить следующие **задачи:**

1. Исследовать возможности расщепления и ослабления СКИ и импульса ЭСР в симметричной в поперечном сечении МЛ из одного и более витков с помощью многовариантного анализа и оптимизации посредством эвристического поиска и генетических алгоритмов.

2. Исследовать возможности расщепления и ослабления СКИ и импульса ЭСР в асимметричной в поперечном сечении МЛ из одного и более витков, и двух и более проводников с помощью многовариантного анализа и оптимизации посредством эвристического поиска и генетических алгоритмов.

3. Исследовать возможности расщепления и ослабления СКИ в гибридных устройствах на основе МЛ с помощью многовариантного анализа и эвристического поиска.

2 УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ СИММЕТРИЧНЫХ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ

Здесь представлены анализ, синтез и оптимизация устройств защиты от СКИ и ЭСР на основе симметричного в поперечном сечении витка МЛ, а также методы и способы совершенствования такой защиты и её верификация посредством экспериментов. Моделирование выполнено квазистатическим подходом в TUSUR.EMC [310, 364, 365].

2.1 Меандровая линия в воздухе

В данном разделе рассмотрены разложение СКИ в 1 и 2 витках МЛ [283, 366–370], а также оптимизация генетическими алгоритмами (ГА) параметров витка и влияние потерь [371, 372].

2.1.1 Меандровая линия из одного витка

2.1.1.1 Искажение сверхкороткого импульса

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

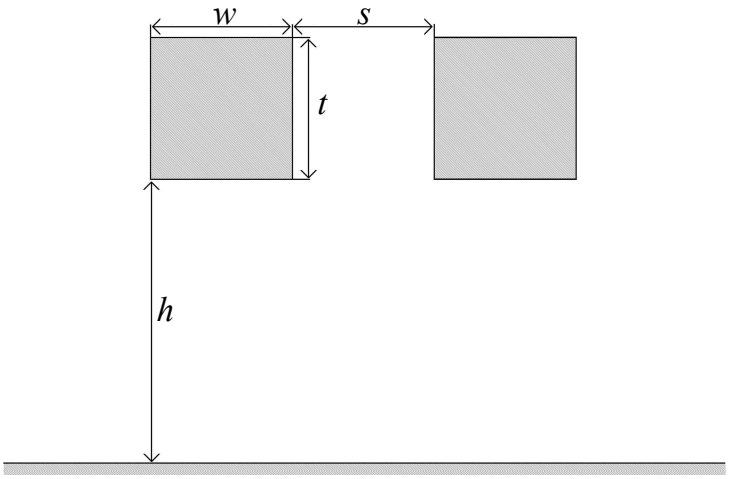


Рисунок 2.1 – Поперечное сечение МЛ

Схема соединений МЛ для моделирования представлена на рисунке 2.2. МЛ состоит из двух параллельных проводников, соединенных между собой на дальнем конце. Один из них на ближнем конце линии соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. и внутренним сопротивлением $R1$. Другой проводник соединен с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением $R2$.

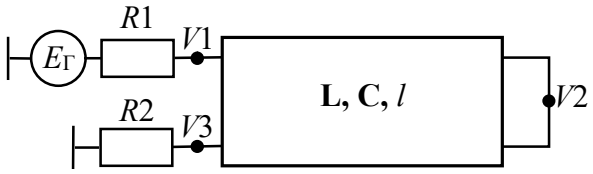


Рисунок 2.2 – Схема соединений МЛ

Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3. На рисунке 2.3 приведены формы э.д.с. источника и напряжения в начале линии (в узле *V*1). Значения *R*1 и *R*2 для минимизации отражения сигнала на концах проводников линии приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии.

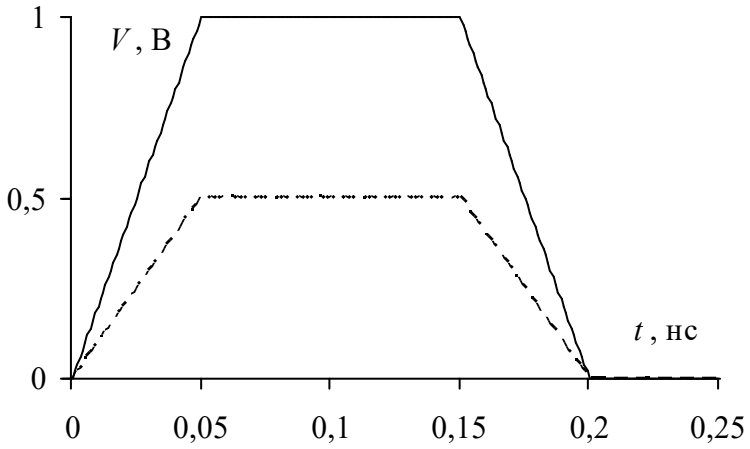


Рисунок 2.3 – Формы э.д.с. источника (—) и напряжения в начале линии (– –)

Выполнен детальный анализ изменения формы напряжения на выходе МЛ с ростом длины ее полувитков от 1 до 50 мм с разным шагом. Полученные формы напряжения на выходе МЛ (в узле *V*3) для *l*=1, 2, …, 10 мм приведены на рисунках 2.4, 2.5, а *l*=15, 20, …, 35 мм – на рисунке 2.6.

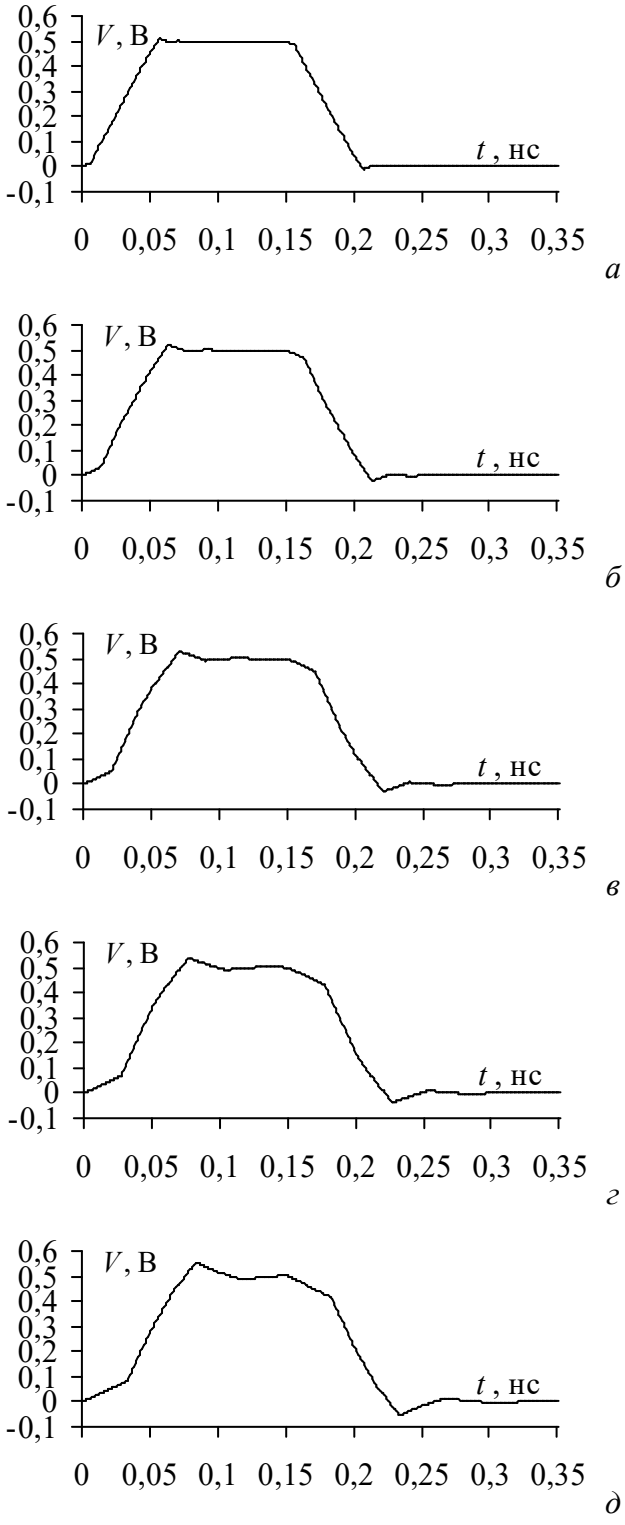


Рисунок 2.4 – Формы напряжения на выходе МЛ при *l*=1 (*а*), 2 (*б*), 3 (*в*), 4 (*г*), 5 (*д*) мм

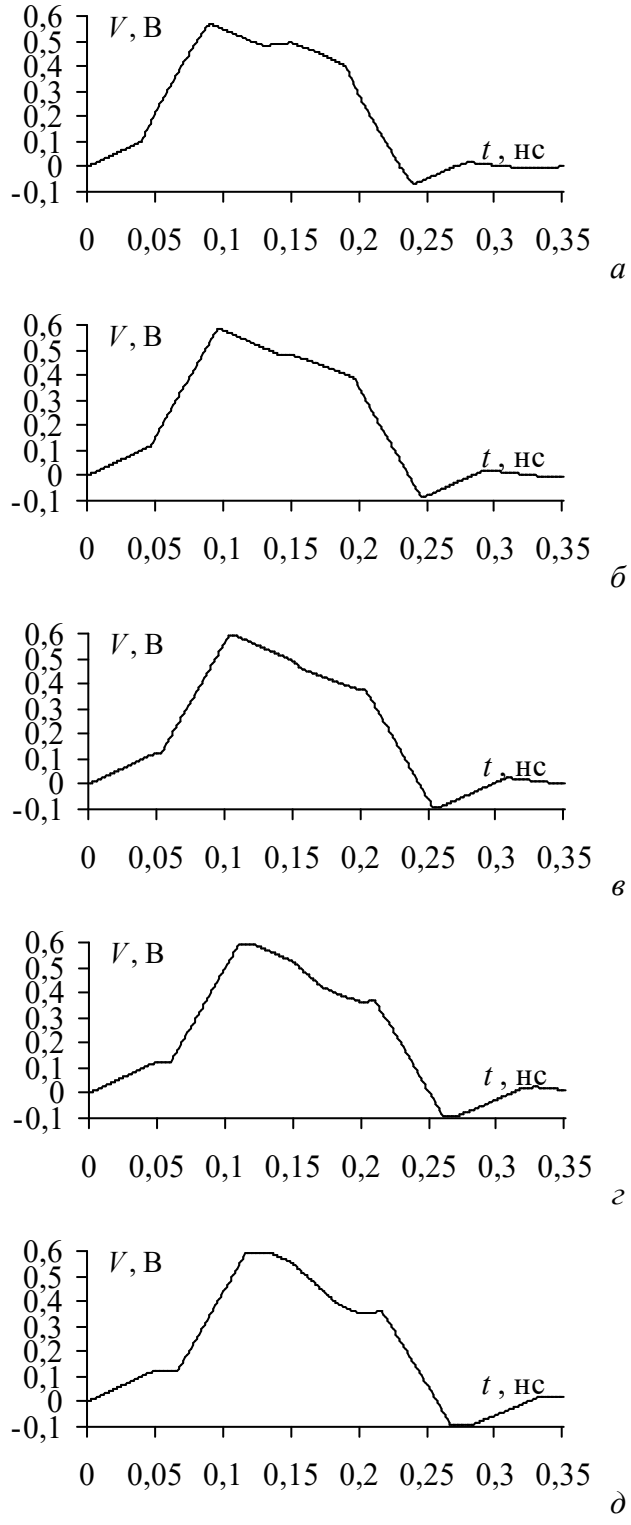


Рисунок 2.5 – Формы напряжения на выходе МЛ при *l*=6 (*а*), 7 (*б*), 8 (*в*), 9 (*г*), 10 (*д*) мм

Из рисунка 2.4 виден рост искажений с ростом *l*. Так, из-за перекрестной помехи на ближнем конце, на фронте импульса появляется выброс, а на спаде – провал. Максимальные уровни выброса и провала не превышают 15% от уровня сигнала в начале линии. На рисунке 2.5 также наблюдаются искажения, однако их характер меняется. Так, на фронте сильнее проявляется перекрестная помеха (в начале проявляется положительная ступенька, а в

конце – выброс, обусловленный этой ступенькой), а на спаде – обратная ситуация. С ростом l до 10 мм уровень искажений возрастает до 20%.

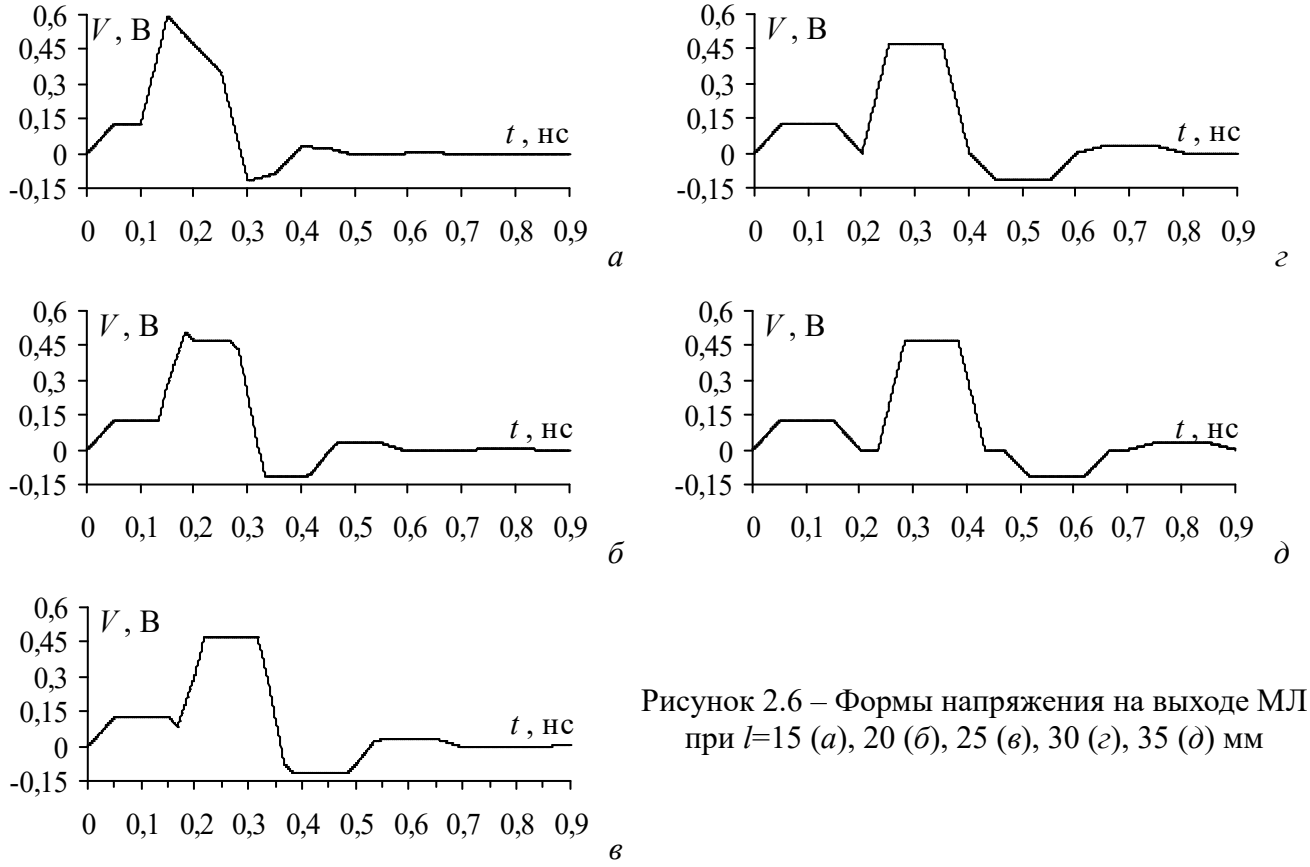


Рисунок 2.6 – Формы напряжения на выходе МЛ при l=15 (*а*), 20 (*б*), 25 (*в*), 30 (*г*), 35 (*д*) мм

Из рисунка 2.6 видно влияние ступеньки на фронте и провала на спаде, но с ростом l оно снижается. Так, при l=15 мм уровень выброса все еще велик (рисунок 2.6*а*), но уже при l=20 мм (рисунок 2.6*б*) составляет около 5% от амплитуды напряжения в начале линии. При l=25 мм (рисунок 2.6*в*) появляется небольшой провал между импульсом и ступенькой на его фронте, показывающий прекращение влияния на форму импульса перекрестной помехи на ближнем конце. С ростом l до 30 и 35 мм исходный импульс уже не искажается перекрестной помехой, однако перед ним появляется импульс положительной полярности, а после – отрицательной. Дальнейший рост l приводит к росту задержек импульсов (кроме первого) и не влияет на форму основного импульса.

Важно отметить, что форма напряжения на выходе МЛ является суммой импульса, прошедшего вдоль МЛ, и перекрестной помехи на ее ближнем конце. Наложение перекрестной помехи на импульс зависит от задержки в МЛ и общей длительности воздействия (t_Σ). Наложения нет при условии

$$2\tau l \geq t_\Sigma, \qquad (2.1)$$

где $\tau=\tau_e=\tau_o=1/c$, где c – скорость света, поскольку МЛ в воздухе.

Таким образом, при соответствующем выборе длины полувитков (l) можно обеспечить прохождение сигнала по МЛ без искажений его формы перекрестной помехой на ближнем конце. Тогда (2.1) при l=30 и 35 мм выполняется с запасом и сигнал не искажается (так как для его выполнения достаточно l≥29,98 мм). Поэтому для обеспечения условия (2.1) дальнейшее моделирование выполнено при l=30 мм. Когда последовательно уменьшалось расстояние между проводниками s для усиления боковой связи между ними. Вычисленные формы напряжения на выходе МЛ при уменьшении s от 100 до 6 мкм представлены на рисунке 2.7. Видно, что при этом растет положительный уровень перекрестной помехи (первого положительного импульса), а уровень основного (второго положительного) импульса снижается. Также видно появление разнополярных импульсов после первых двух импульсов из-за отражений в линии. Это обусловлено различием волновых сопротивлений четной и нечетной мод с сопротивлением тракта. С ростом связи это различие растет, увеличивая не только число импульсов, но и их уровень.

Для наглядности в таблицу 2.1 сведены зависимости от s максимального напряжения основного сигнала (V_S), перекрестной помехи на ближнем конце (V_{CR}) и коэффициента ёмкостной или индуктивной связи (K=K_C=K_L, поскольку МЛ в однородном диэлектрическом заполнении [274]).

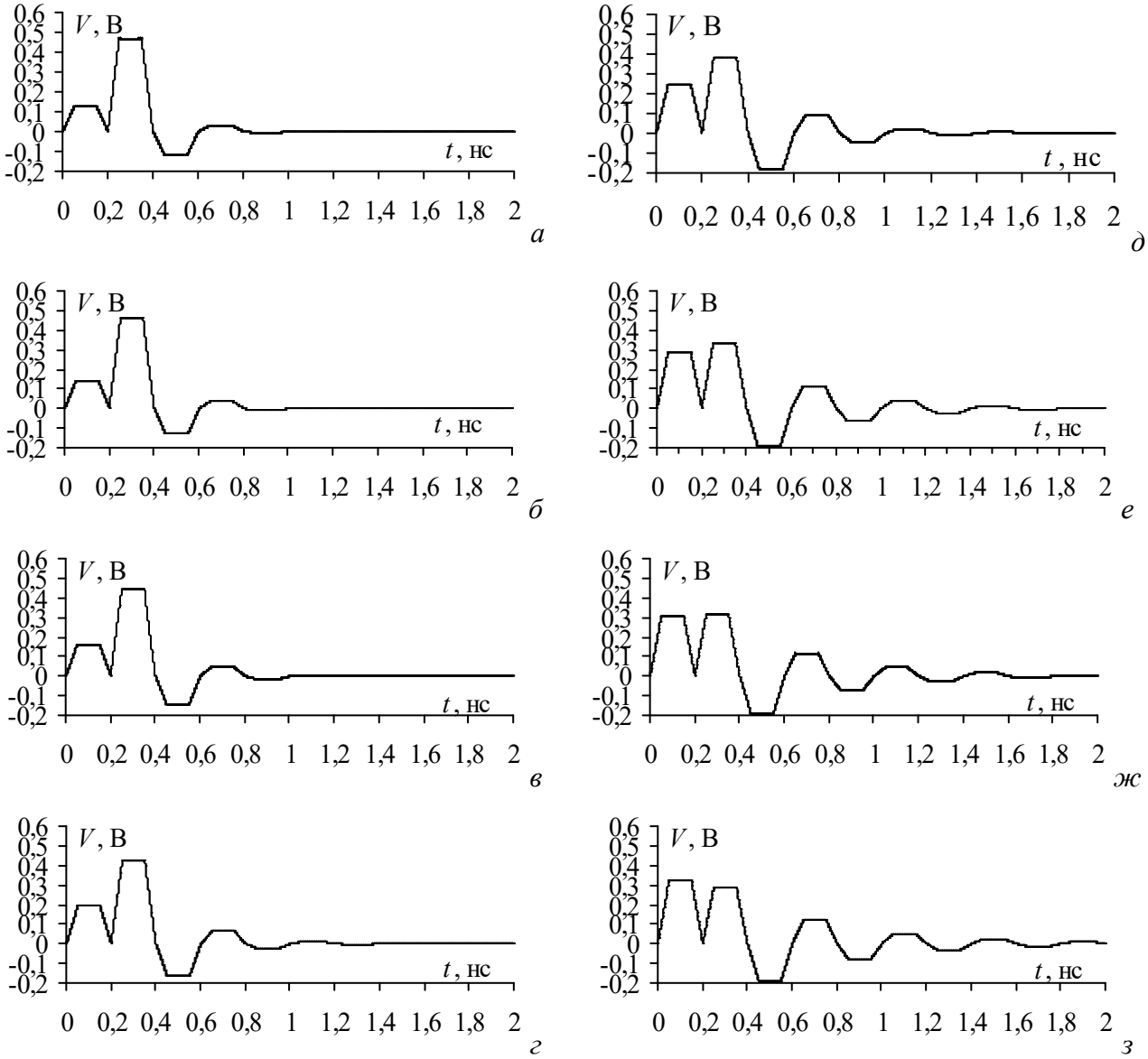


Рисунок 2.7 – Формы напряжения на выходе МЛ
при s=100 (*а*), 80 (*б*), 60 (*в*), 40 (*г*), 20 (*д*), 10 (*е*), 8 (*ж*), 6 (*з*) мкм

Таблица 2.1 – Зависимости V_S, V_{CR} и K от s

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

Из таблицы 2.1 видно, что при уменьшении s напряжение основного импульса уменьшается более чем в 1,5 раза, по сравнению с исходным при s=100 мкм. Также наблюдается рост напряжения перекрестной помехи на ближнем конце: ее уровень в конце диапазона изменения s увеличивается более чем в 2,5 раза. При s=8 мкм амплитуда напряжения основного импульса (0,313 В) выше амплитуды перекрестной помехи на ближнем конце (0,305 В), а при s=6 мкм соотношение меняется и уже амплитуда перекрестной помехи (0,324 В) выше амплитуды основного импульса (0,29 В). Между 8 и 6 мкм есть оптимальное значение s, при

котором амплитуды основного импульса и перекрестной помехи одинаковы, а ослабление СКИ максимально. Поиск оптимума дал s_{opt}=7,7 мкм, K_{opt}=0,9, V_{opt}=0,309 В. Очевидно, что дальнейший рост связи между полувитками МЛ даст рост напряжения перекрестной помехи и уменьшение ослабления СКИ, что нежелательно.

Таким образом, в витке МЛ в воздухе с сильной связью между полувитками, СКИ может раскладываться на последовательность импульсов с амплитудой не более 60 % от амплитуды в начале витка (ослабление СКИ 1,67 раза). Необходимым условием для этого является (2.1), а равные и минимальные амплитуды двух первых импульсов получаются при коэффициенте емкостной или индуктивной связи 0,9.

2.1.1.2 Влияние перемычки между проводниками

Здесь исследовано влияние перемычки между проводниками витка на разложение СКИ.

Схема для моделирования с учетом перемычки представлена на рисунке 2.8. Длина перемычки принята равной расстоянию между проводниками ($l_п$=7,7 мкм).

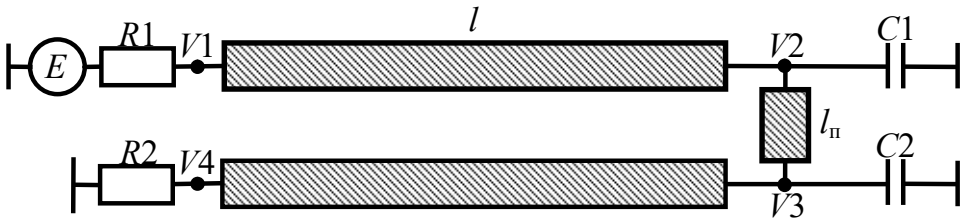


Рисунок 2.8 – Схема для моделирования витка МЛ с учетом перемычки

Неоднородность на концах перемычки полагалась ёмкостной. Значения $C1$ и $C2$ вычислены упрощенно: по формуле емкости плоского конденсатора как

$$C1=C2=\varepsilon_0\varepsilon_{rC}\cdot\frac{w^2}{h}=8,85\cdot10^{-12}\,\frac{\text{Ф}}{\text{м}}\cdot1\cdot\frac{(100\text{ мкм})^2}{200\text{ мкм}}=0,0004425\text{ пФ}. \quad (2.2)$$

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

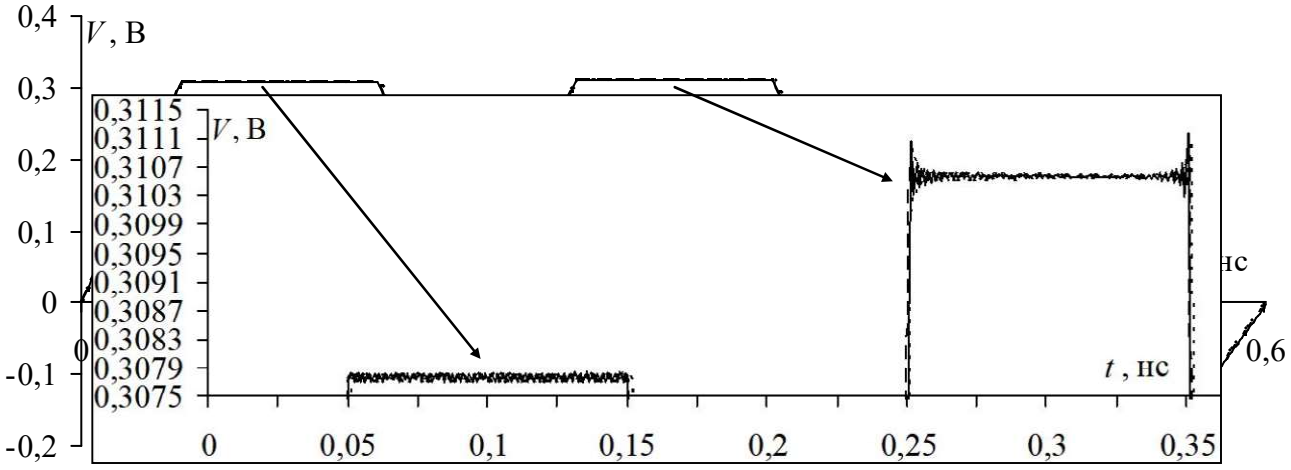


Рисунок 2.9 – Формы напряжения на выходе МЛ:
без учета перемычки (– –), с учетом перемычки (- -) и с учетом перемычки и емкостей (—)

Таблица 2.2 – Амплитуды и задержки (по уровню 0,5) первых двух импульсов

Вид моделирования	t_c, нс	t_s, нс	$V1$, В	$V2$, В
Без учета перемычки	0,02	0,2	0,307	0,310
С учетом перемычки	0,02	0,2	0,307	0,311
С учетом перемычки и емкостей	0,02	0,2	0,307	0,311

Из форм сигнала на рисунке 2.9 видно, что учет перемычки при моделировании почти не влияет на форму и амплитуду напряжения на выходе МЛ. Он увеличил её лишь на 1 мВ, до 0,311 В, а задержки импульсов не изменились (таблица 2.2). Учет емкостей, из-за их малых значений, не изменил результаты.

Таким образом, учтено влияние перемычки на форму и амплитуду импульса в витке МЛ. Показано незначительное влияние перемычки и емкостей на амплитуду первых двух импульсов (перекрестной помехи на ближнем конце и основного импульса). Так, максимальное отклонение амплитуды напряжения на выходе витка составило 1 мВ (0,32 % от амплитуды напряжения без учета перемычки). Это обусловлено тем, что длина перемычки определяется разносом проводников и составляет лишь l_n=7,7 мкм. Между тем в других структурах МЛ (при большом разносе проводников) перемычка может повлиять больше.

2.1.1.3 Влияние потерь в проводниках

Здесь исследовано влияние потерь в проводниках витка на разложение СКИ [372].

Потери в проводниках и диэлектриках различно влияют на форму СКИ в линии. Поэтому целесообразна оценка этого влияния. Так как в структуре из п. 2.1.1.1 отсутствует диэлектрик, то оценено влияние потерь только в проводниках. Для этого вычислена матрица погонных сопротивлений **R**. Вычисление выполнено с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости. Так как в данной структуре опорный проводник представлен плоскостью, влияние

потерь в нем мало, и поэтому внедиагональные элементы матрицы **R** приняты равными нулю. Диагональные элементы матрицы **R** определены по выражению

$$r=1/(w\sigma t)+r_s/w, \tag{2.3}$$

где σ – удельная проводимость для меди $\sigma=5{,}81\times10^7$ См/м,

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

где f – частота, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума.

Для частоты f=1 ГГц

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} 84{,}13 & 0 \\ 0 & 84{,}13 \end{bmatrix} \text{ Ом/м.}$$

Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3. Вычисленные формы напряжения на выходе МЛ при оптимальном значении s без учета и с учетом потерь в проводнике приведены на рисунке 2.10.

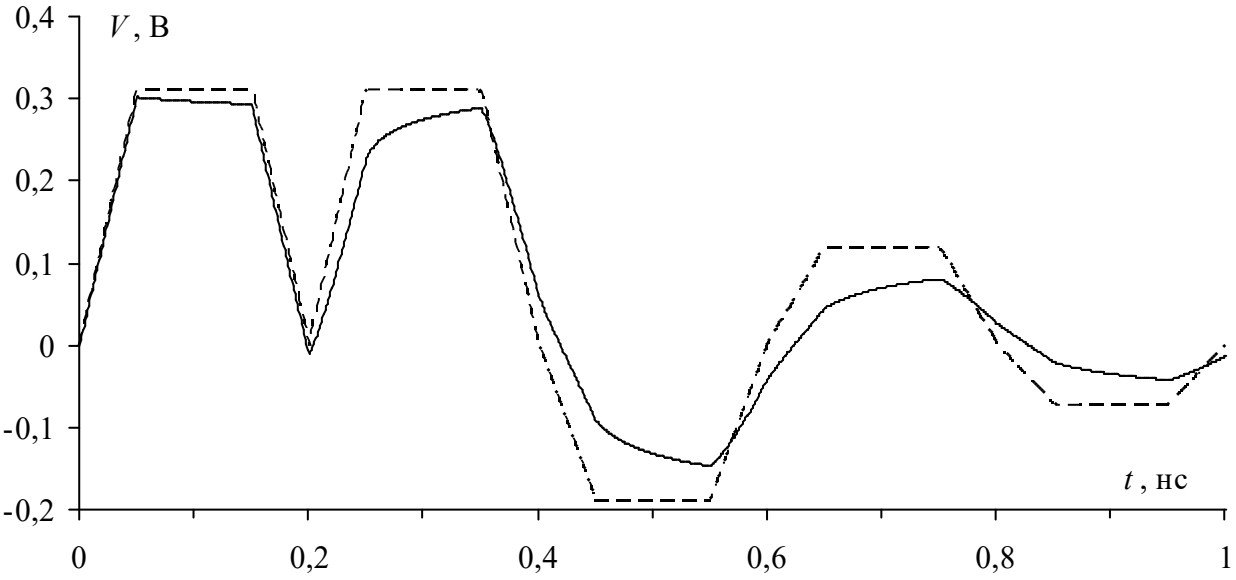


Рисунок 2.10 – Формы напряжения на выходе МЛ при оптимальном значении s без учета (– –) и с учетом (——) потерь в проводнике

Из рисунка 2.10 видно, что потери в проводнике больше влияют на второй (основной) импульс, а первый (перекрестная помеха на ближнем конце) почти не изменяется. Так, при учете потерь амплитуда первого импульса в начале его плоской вершины уменьшается на 7 мВ, а в конце – на 15 мВ. На втором импульсе наблюдается затягивание фронта и спада, что характерно для прохода импульсов вдоль реальных межсоединений. В результате, амплитуда второго импульса уменьшилась на 20 мВ. Так как при учете потерь в проводнике амплитуда перекрестной помехи на ближнем конце выше, чем основного импульса, то возможна минимизация амплитуды напряжения на выходе МЛ, например, за счет оптимизации связи между проводниками (изменением расстояния между ними). Так, при s_{opt}=8,2 мкм, V_{opt}=0,297 В,

что на 12 мВ (4%) ниже, чем без учета потерь. Форма напряжения на выходе МЛ при s_{opt} приведена на рисунке 2.11.

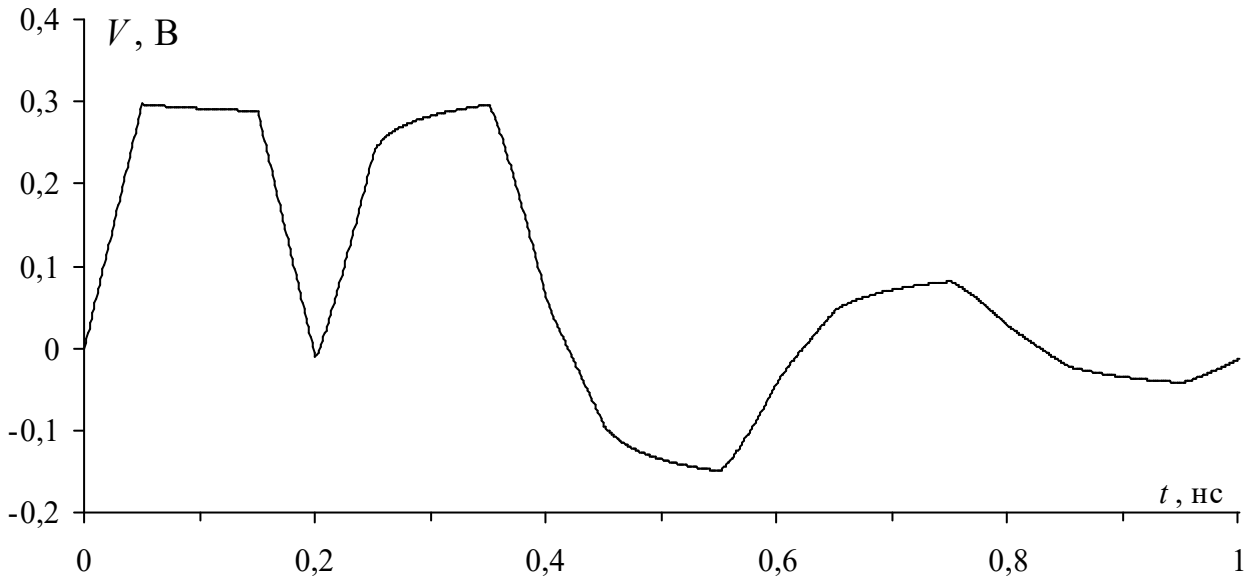


Рисунок 2.11 – Форма напряжения на выходе МЛ с учетом потерь при s_{opt}

Очевидно, что потери в проводниках окажут более существенное влияние на СКИ с формой импульса, близкой к треугольной. Поэтому вычислены формы напряжения на выходе МЛ без учета и с учетом потерь для длительности плоской вершины импульса, уменьшенной до 10 пс (рисунок 2.12). Видно, что потери больше влияют на второй импульс (как и при длительности плоской вершины импульса 100 пс). Из-за затягивания фронта амплитуда второго импульса уменьшается на 60 мВ, а первого – лишь на 0,7 мВ. Оптимизация расстояния между проводниками (s_{opt}=10,2 мкм) дала V_{opt}=0,28 В, что на 30 мВ (10%) ниже, чем без учета потерь. Форма напряжения на выходе МЛ при s_{opt} приведена на рисунке 2.13.

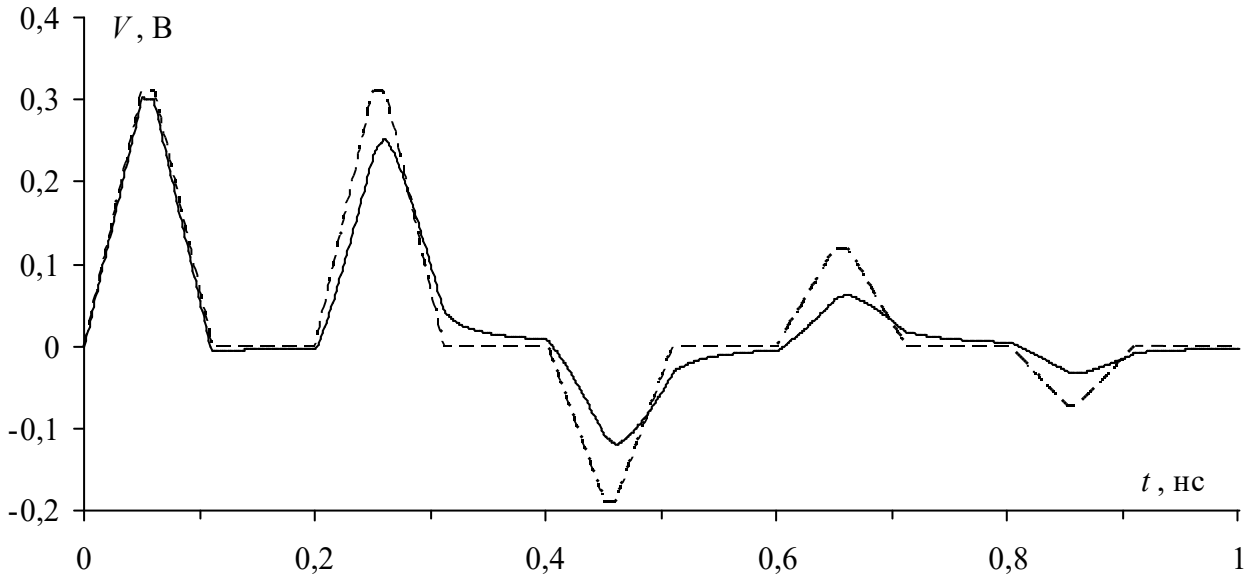


Рисунок 2.12 – Формы напряжения на выходе МЛ
без учета (– –) и с учетом (——) потерь в проводнике

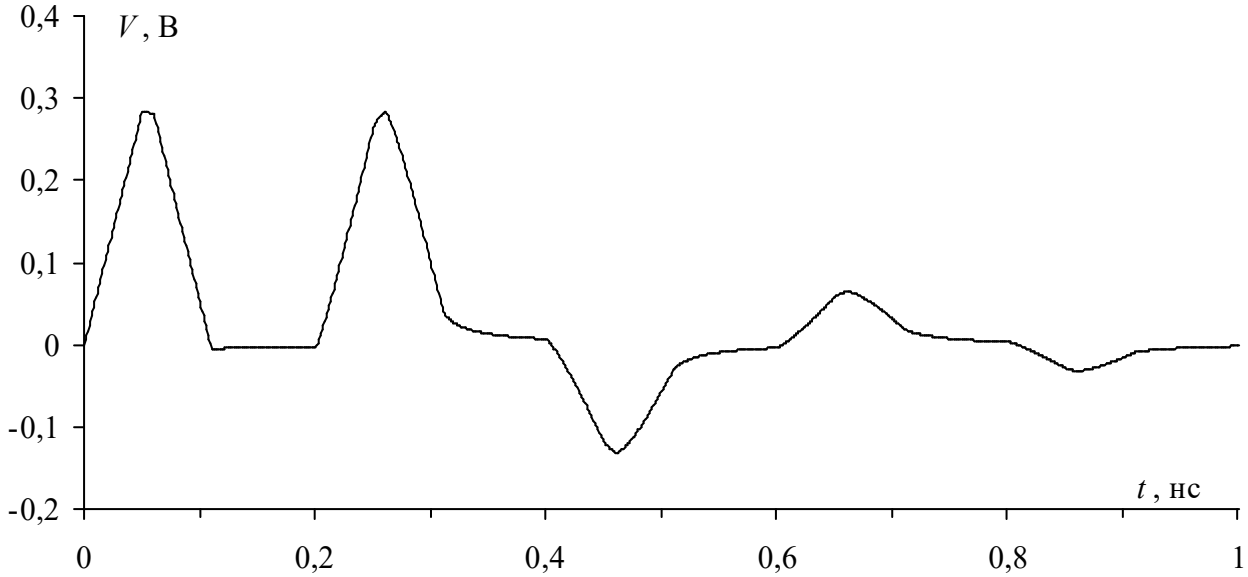


Рисунок 2.13 – Форма напряжения на выходе МЛ с учетом потерь при s_{opt}

Сравнение результатов моделирования без учета и с учетом потерь показало существенные отличия в амплитуде напряжения на выходе МЛ.

Таким образом, в результате моделирования витка МЛ в воздухе без учета и с учетом потерь выявлено, что амплитуда напряжения на ее выходе при длительности плоской вершины 100 пс уменьшилась на 4%, а при 10 пс – на 10%. Кроме того, выявлено, что при учете потерь совместно с уменьшением амплитуды сигнала на выходе МЛ увеличивается оптимальный разнос между ее проводниками, что упрощает реализацию устройств защиты от СКИ.

2.1.1.4 Параметрическая оптимизация витка

Здесь выполнена оптимизация посредством ГА параметров витка по критерию его согласования с трактом [371].

Выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка МЛ в воздухе с использованием ГА. Поперечное сечение витка – как на рисунке 2.1. Целью оптимизации является поиск такого набора значений параметров w, t, h и s, который обеспечивает среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод равным 50 Ом. Таким образом, из методических соображений для самой общей постановки задачи, оптимизировались, причем одновременно, все 4 параметра поперечного сечения. Что касается целевой функции, то в этом примере она включала лишь один критерий. Задача оптимизации сформулирована как $Z=f(w,\ t,\ h,\ s)\rightarrow 50$ Ом, при 10 мкм$\leq w\leq$500 мкм, 10 мкм$\leq t\leq$500 мкм, 10 мкм$\leq h\leq$500 мкм, 1 мкм$\leq s\leq$100 мкм. ГА запускался по 5 раз с числом особей в популяции 30

при числе поколений 10 и 100. Результаты оптимизации сведены в таблицы 2.3, 2.4 и представлены на рисунках 2.14–2.16.

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

Оценено время оптимизации (рисунок 2.15). Максимальное время вычисления для 10 поколений составило 2,7 мин, а для 100 – 44,6 мин.

Таблица 2.3 – Результаты 5 запусков ГА для 30 особей и 10 поколений

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

Таблица 2.4 – Результаты 5 запусков ГА для 30 особей и 100 поколений

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

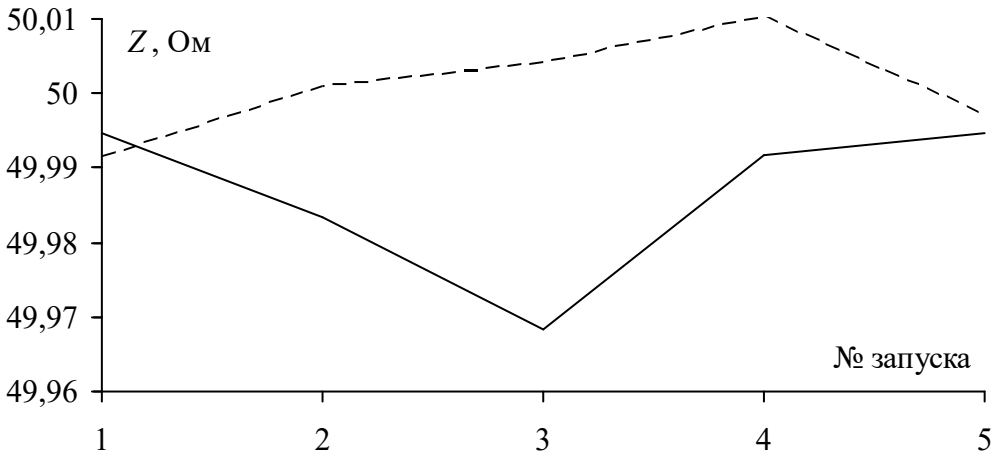


Рисунок 2.14 – Значения Z при 5 запусках для 10 (——) и 100 (– –) поколений

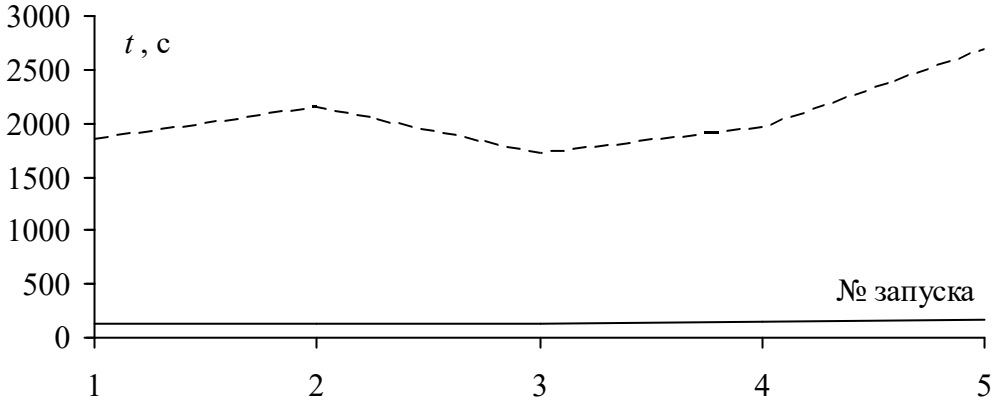


Рисунок 2.15 – Время оптимизации для 10 (——) и 100 (– –) поколений

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

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

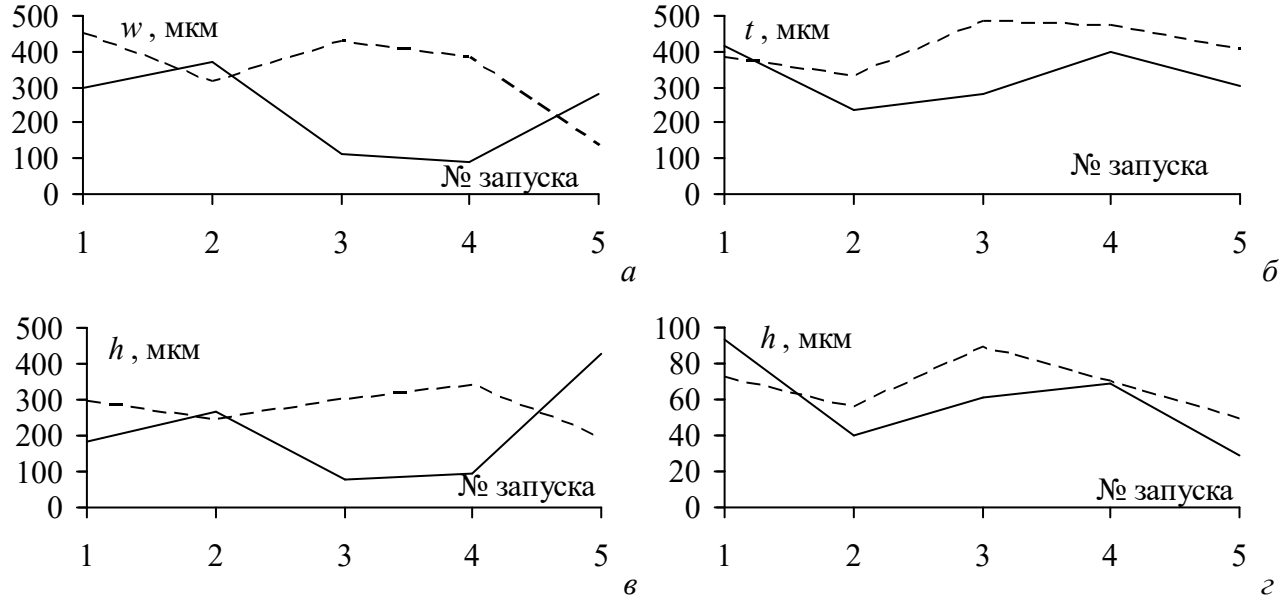


Рисунок 2.16 – Полученные значения *w* (*а*), *t* (*б*), *h* (*в*) и *s* (*г*) для 10 (——) и 100 (– –) поколений

Таким образом, на тестовом примере одновременной оптимизации всех параметров МЛ в воздухе отработана методология оптимизации. Она будет использована далее, при оптимизации по двум и более критериям.

2.1.2 Меандровая линия из двух витков, соединенных последовательно

Здесь проанализированы искажения СКИ в 2 витках, соединенных последовательно, и возможности его ослабления [367–369]. Для этого оценено влияние длины второго витка и расстояния между проводниками витков на разложение СКИ.

2.1.2.1 Влияние длины второго витка

Моделировались два витка МЛ в воздухе, соединенных последовательно (рисунок 2.17). Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3.

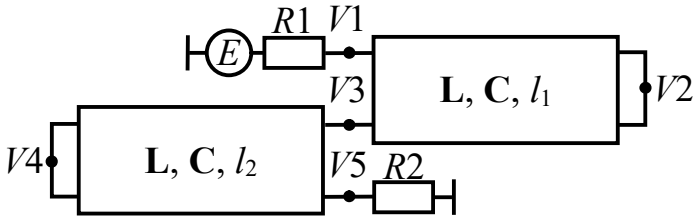


Рисунок 2.17 – Схема для моделирования из двух витков МЛ

Поперечное сечение витков такое же, как на рисунке 2.1. Исходные параметры сечения: w=100 мкм, t=100 мкм, расстояние между проводниками витков 1 и 2 s_1=s_2=100 мкм, h=200 мкм. Так как в п. 2.1.1.1 выполнен детальный анализ изменения формы напряжения в витке МЛ при изменении ее длины от 1 до 35 мм, то при последовательном соединении двух витков необходимо выполнить аналогичную оценку. Длина витка 1 фиксирована (l_1=30 мм), а у второго (l_2) изменялась от 1 до 60 мм с разным шагом. Сначала, для имитации измерительного тракта, $R1$=$R2$=50 Ом. Формы напряжения на выходе линии (в узле $V5$) при l_2=1, 2, …, 10 мм приведены на рисунке 2.18, а при l_2=15, 20, …, 60 мм – на рисунке 2.19. Из рисунка 2.18 видно появление искажений и их увеличение с ростом l_2. Так, на фронте и спаде основного импульса начинают проявляться выброс и провал соответственно. Также выброс и провал проявляются и на импульсе перекрестной помехи на ближнем конце линии. Очевидно, что эти искажения вызваны перекрестной наводкой во втором витке. Аналогичные искажения проявляются и на рисунке 2.19. Однако, при l_2=30 мм перекрестная помеха не накладывается на фронт сигнала, так как выполняется (2.1) для второго витка и наблюдаются три импульса. Амплитуды импульсов 2 и 3 составляют 0,2 и 0,33 В соответственно. Дальнейший рост l_2 до 60 мм проявляет все составляющие основного сигнала и наводок после прохождения по линии, наблюдаются 4 первых импульса, но увеличивается уровень основного импульса до 0,4 В. По

существу, при l_2=30 мм амплитуда импульса 2 складывается из амплитуд перекрестных помех на ближнем конце, после прохождения сначала витка 1, а потом витка 2. Импульс 1 является перекрестной помехой на ближнем конце от перекрестной помехи, которая сформировалась в витке 1.

Аналогичное моделирование выполнено для случая, когда $R1$ равно среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка 1, а $R2$ – витка 2. Полученные формы напряжения на выходе линии (в узле $V5$) при l_2=15, 20, …, 60 мм приведены на рисунке 2.20.

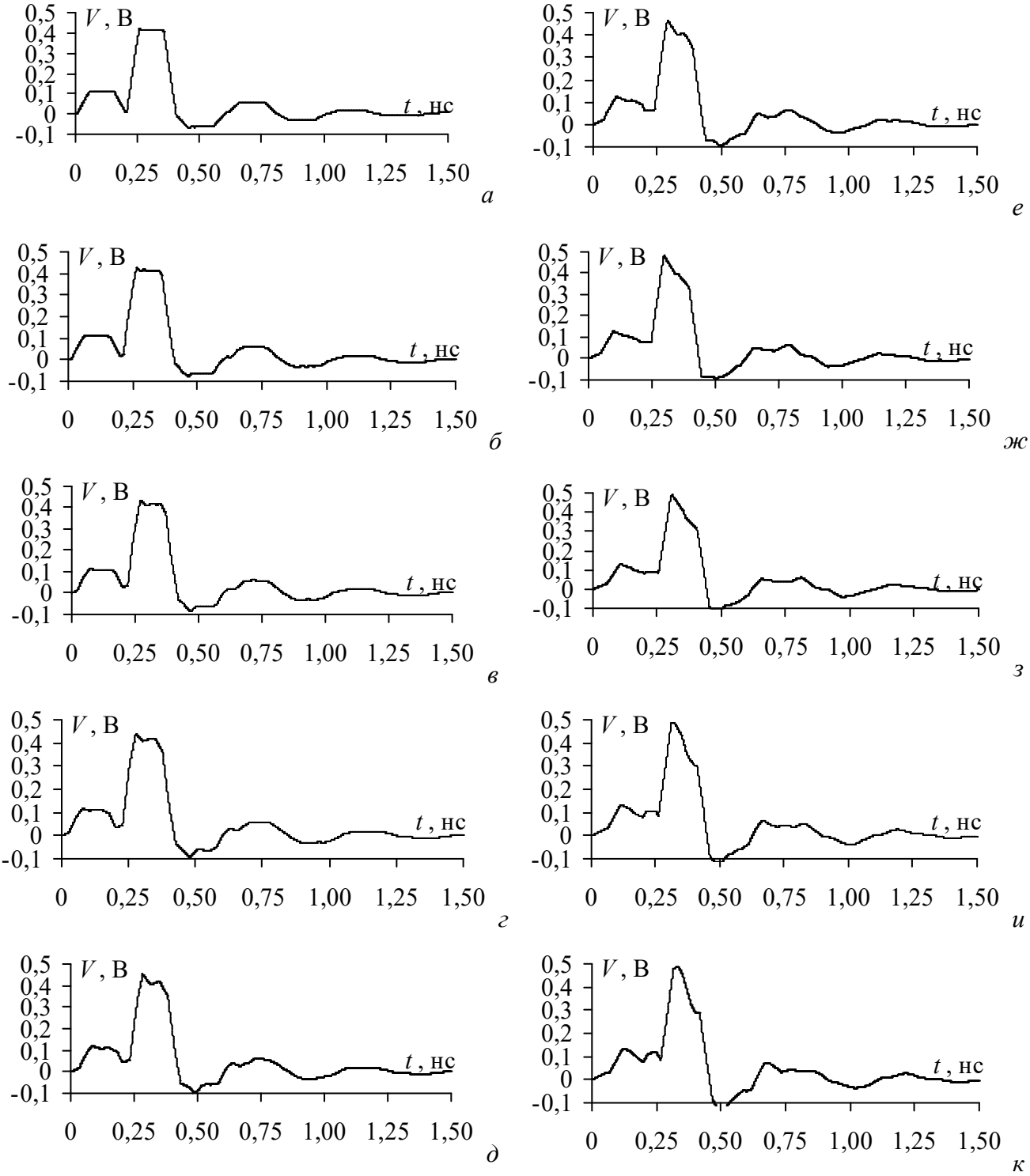


Рисунок 2.18 – Формы напряжения на выходе МЛ из двух витков при l_2=1 (*а*), 2 (*б*), 3 (*в*), 4 (*г*), 5 (*д*), 6 (*е*), 7 (*ж*), 8 (*з*), 9 (и), 10 (*к*) мм

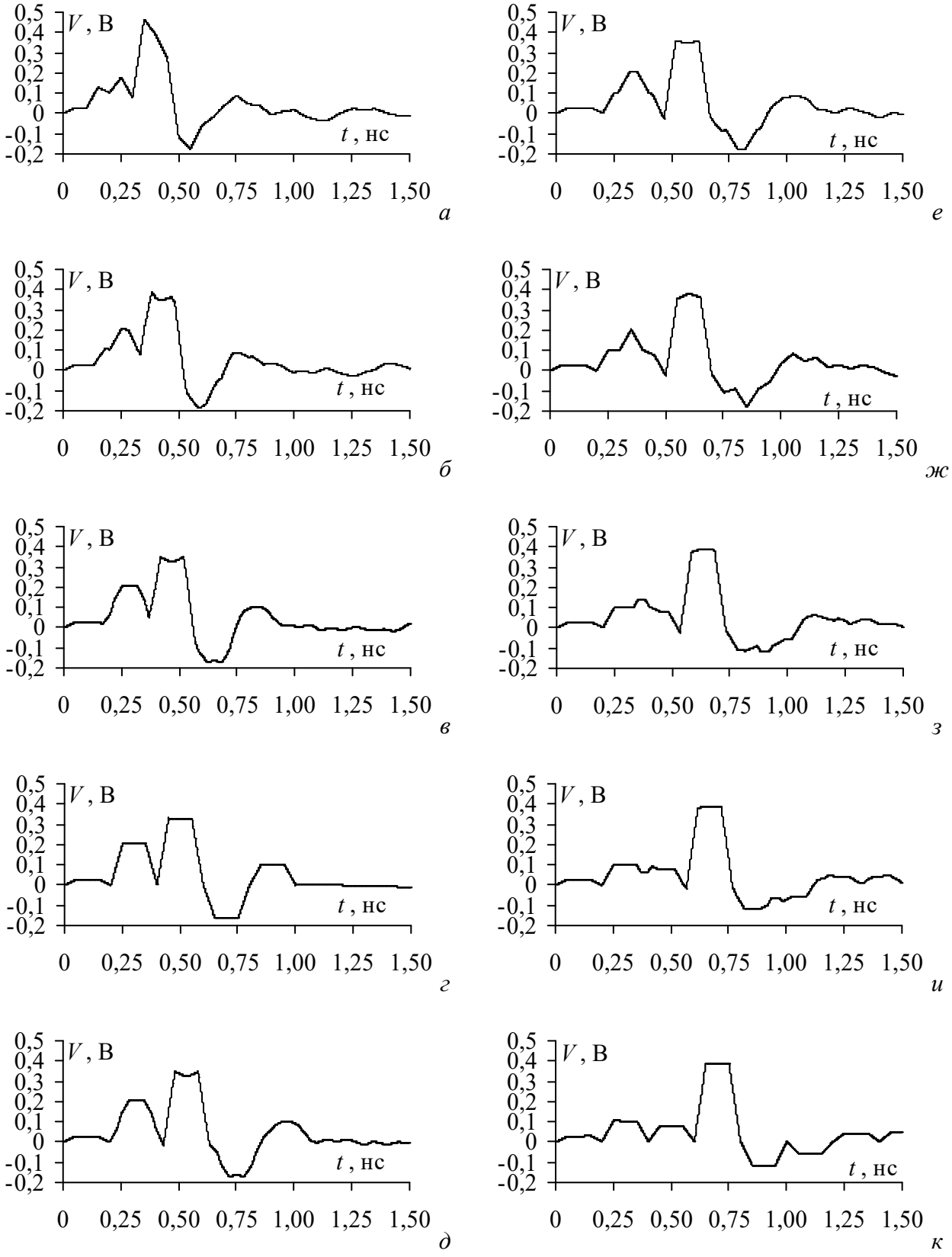


Рисунок 2.19 – Формы напряжения на выходе МЛ из двух витков при $R1=R2=50$ Ом для l_2=15 (*а*), 20 (б), 25 (*в*), 30 (*г*), 35 (*д*), 40 (*е*), 45 (*ж*), 50 (*з*), 55 (*и*), 60 (*к*) мм

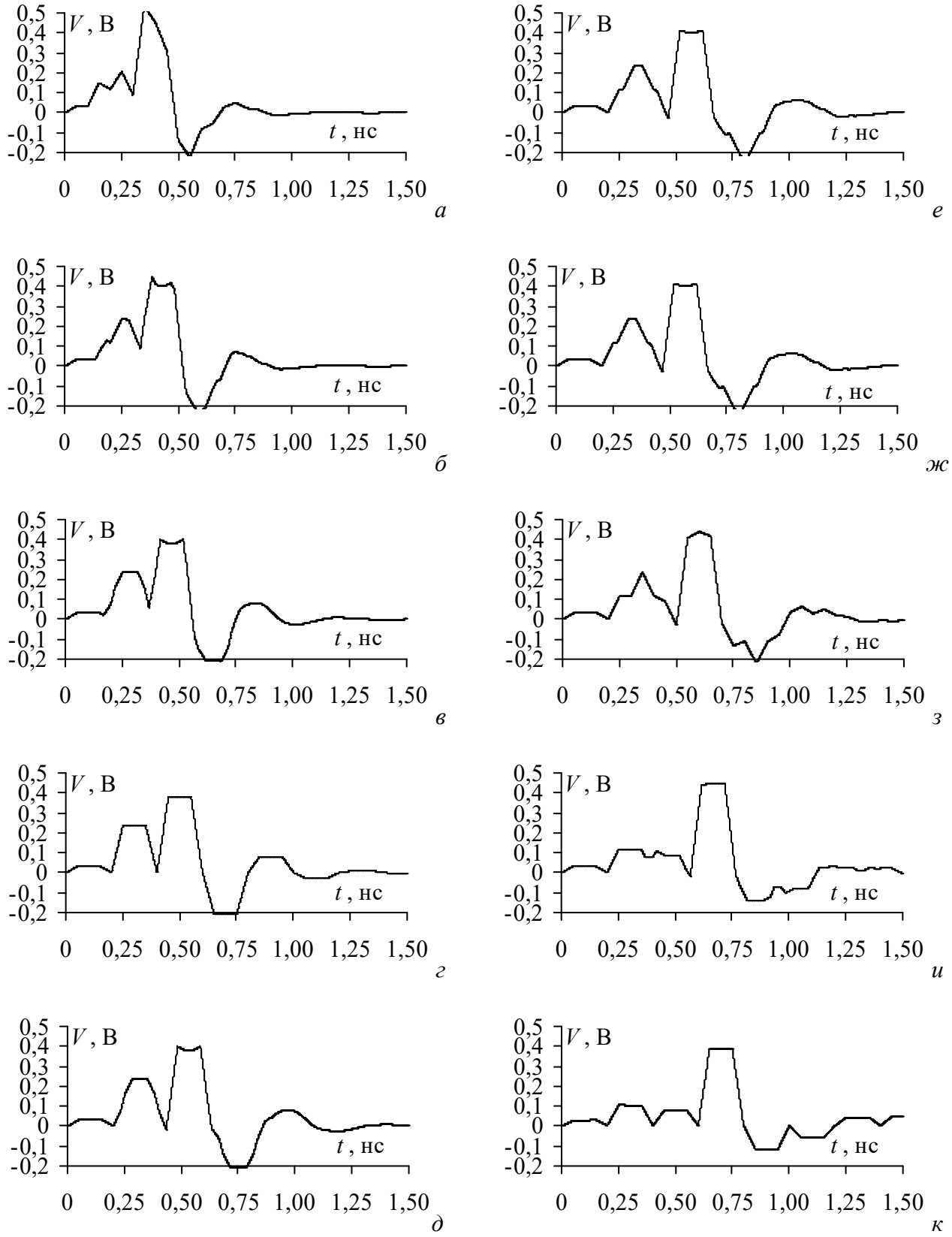


Рисунок 2.20 – Формы напряжения на выходе МЛ из двух витков при $R1=R2=(Z_eZ_o)^{0,5}$ для l_2=15 (*а*), 20 (*б*), 25 (*в*), 30 (*г*), 35 (*д*), 40 (*е*), 45 (*ж*), 50 (*з*), 55 (*и*), 60 (к) мм

Из рисунка 2.20 видно, что характер изменения формы напряжения повторяется, как при $R1=R2$=50 Ом, однако амплитуды импульсов выше. Так, при l_2=30 мм амплитуда импульсов 2 и 3 составляют 0,23 и 0,38 В соответственно.

В результате оценки влияния длины витка 2 на амплитуду напряжения на выходе МЛ из двух витков выявлено, что при равных длинах витков 1 и 2 на ее выходе наблюдается последовательность импульсов, из которой импульсы 2 и 3 имеют максимальные амплитуды. Импульс 2, по существу, является суммой перекрестных помех на ближнем конце линии после прохождения основного импульса по виткам 1 и 2, а импульс 1 является перекрестной помехой на ближнем конце от перекрестной помехи, которая сформировалась в витке 1. Также выявлено, что при удвоении длины витка 2 проявляются все составляющие наводок и основного импульса.

2.1.2.2 Влияние расстояния между проводниками

Так как при l_2=30 мм выполняется (2.1), то дальнейшее моделирование выполнено при l_1=l_2=30 мм с $R1$ равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка 1 и $R2$ равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка 2. Выполнено моделирование при s_1=100 мкм и последовательном уменьшении s_2 от 100 до 10 мкм. Полученные формы напряжения на выходе МЛ из двух витков (в узле $V5$) приведены на рисунке 2.21.

Из рисунка 2.21 видно, что усиление боковой связи витка 2 изменяет амплитуды импульсов 2 и 3. Сначала (при s_2=100 мкм) амплитуда импульса 3 (основной сигнал) выше амплитуды импульса 2 (сумма импульсов перекрестных помех на ближнем конце), а в конце (при s_2=10 мкм) наоборот. Очевидно, что между 40 и 30 мкм есть оптимум s_2, при котором уровни импульсов 2 и 3 одинаковы и минимальны. Его поиск дал s_{2opt}=33 мкм и V_{opt}=0,257 В.

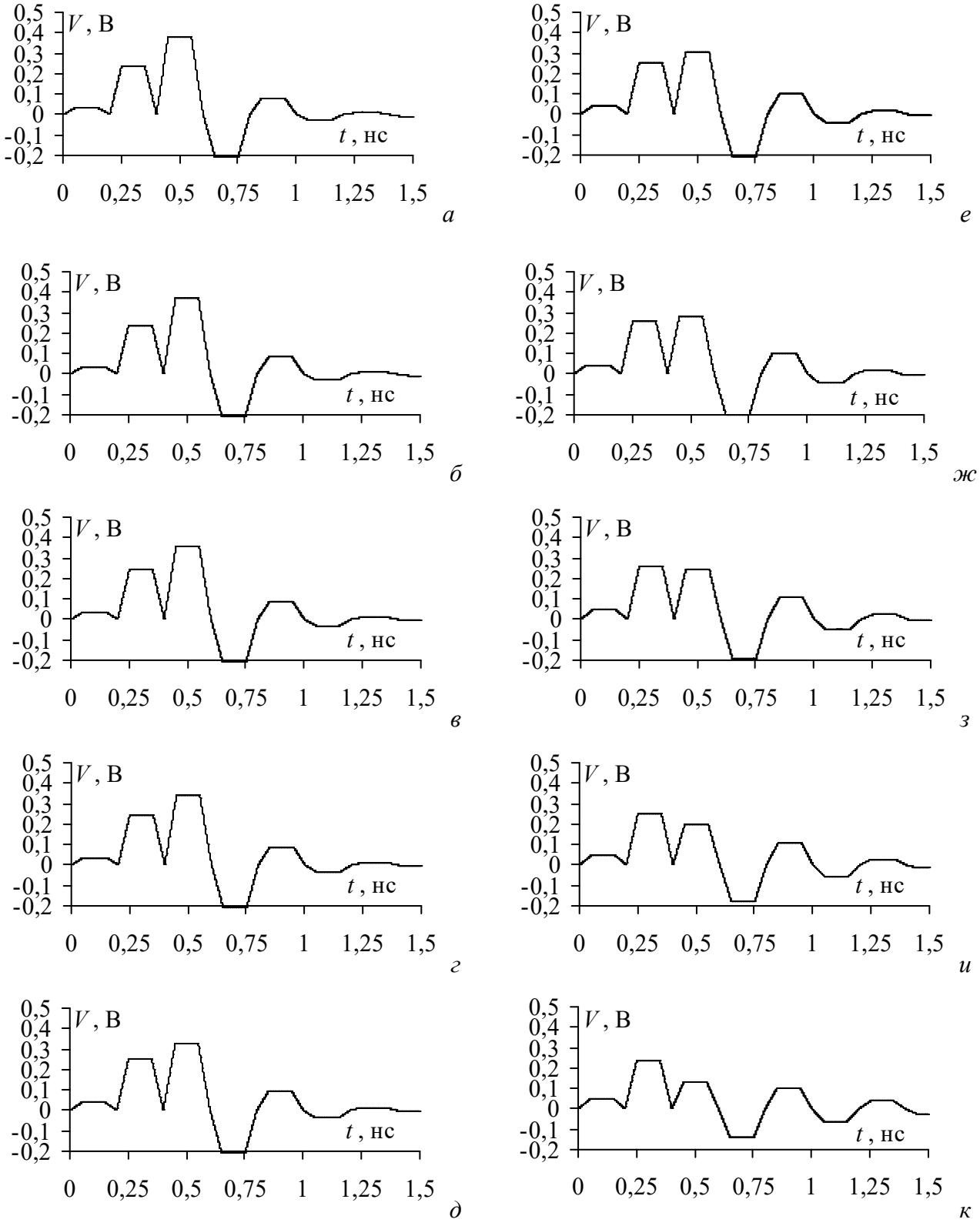


Рисунок 2.21 – Формы напряжения на выходе МЛ из двух витков при s_1=100 мкм и s_2=100 (*а*), 90 (*б*), 80 (*в*), 70 (*г*), 60 (*д*), 50 (*е*), 40 (*ж*), 30 (*з*), 20 (*и*), 10 (*к*) мкм

Аналогичное моделирование выполнено при одновременном уменьшении s_1 и s_2 от 100 до 10 мкм. Полученные формы напряжения на выходе МЛ из двух витков (в узле *V5*) приведены на рисунке 2.22.

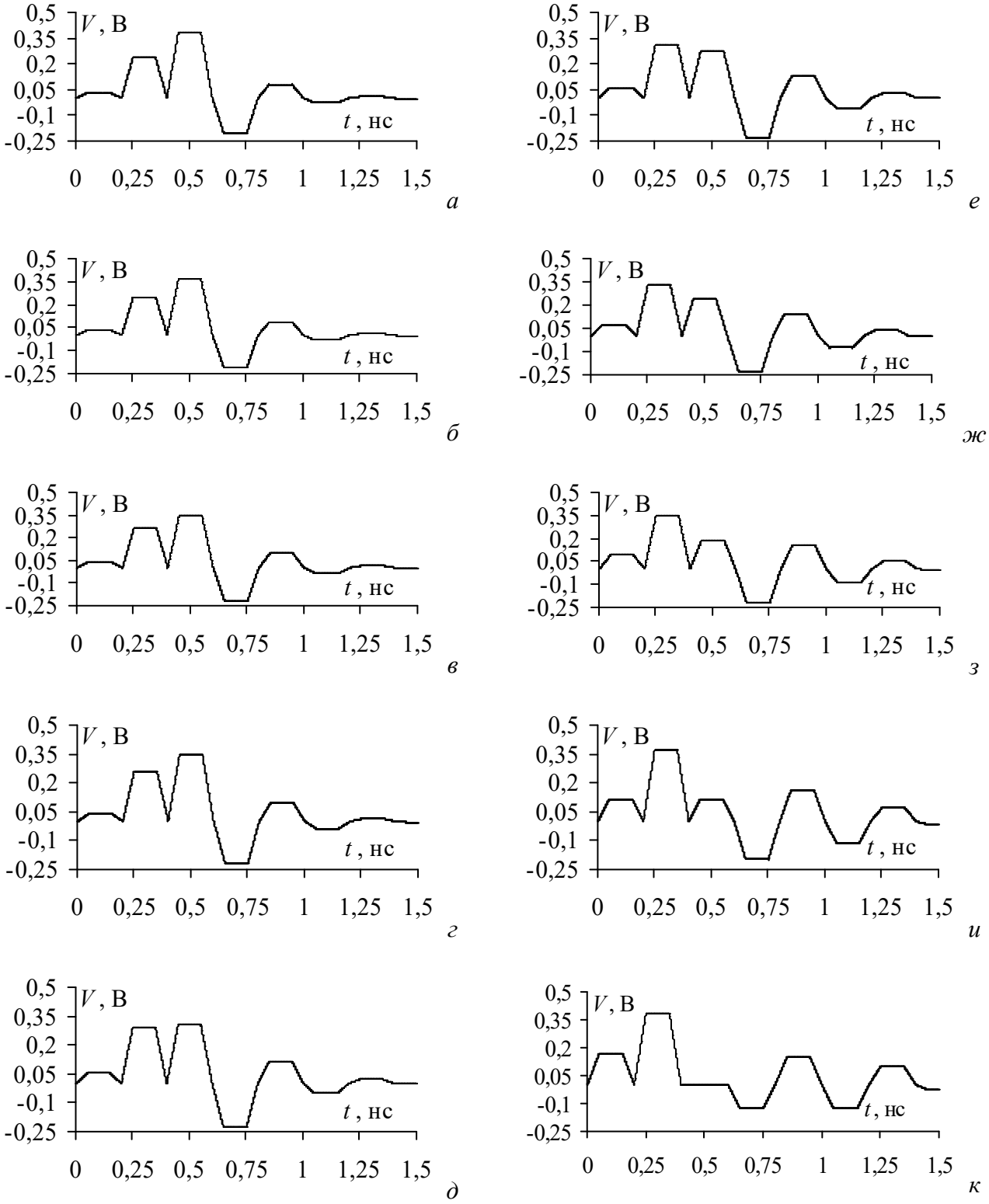


Рисунок 2.22 – Формы напряжения на выходе исследуемой линии при s_1=s_2=100 (*а*), 90 (*б*), 80 (*в*), 70 (*г*), 60 (*д*), 50 (*е*), 40 (*ж*), 30 (*з*), 20 (*и*), 10 (*к*) мкм

Из рисунка 2.22 видно, что характер изменения амплитуд последовательности импульсов на выходе МЛ из двух витков не изменяется и есть оптимум s_{1opt}=s_{2opt}, когда амплитуды импульсов 2 и 3 равны. Его поиск дал 56,5 мкм и V_{opt}=0,3 В. Как видно, по сравнению с уменьшением только s_2, оптимум напряжения на выходе линии больше, однако и оптимальное

расстояние между сигнальными проводниками также больше. Также видно, что при значительном уменьшении s_1 и s_2 (до 10 мкм) уровень основного импульса становится меньше нуля и составляет минус 4 мВ, а амплитуда перекрестных помех при этом составляет 0,38 В. Примечательно, что значение s=56,5 мкм близко к типовым значениям разноса трасс реальных ПП [373].

В результате проведенных оценок выявлено, что минимизация амплитуды импульсов 2 и 3 возможна при оптимизации расстояния между проводниками только витка 2.

2.2 Меандровая микрополосковая линия из одного витка

Здесь для МПЛ рассмотрены: разложение СКИ в витке [283, 370, 374–379], максимизация его длительности и ослабления [380–383], ослабление ЭСР в витке [384–388], влияние перемычки между витками и потерь на разложение СКИ [389, 390], прохождение полезных DVB-T2 и импульсных сигналов по витку [391, 392], влияние температуры (далее для простоты будет обозначаться, как *T*), воды и льда на виток [393–395], оптимизация параметров витка посредством ГА и эволюционных стратегий (ЭС) [396, 397], в том числе с учетом *T* [393], а также воды и льда [395], разложение СКИ в свернутом витке [398–402].

2.2.1 Искажение сверхкороткого импульса

Здесь показаны возможности разложения СКИ и уменьшения его амплитуды в витке [283, 374–376].

Для демонстрации возможности реализации МЛ, защищающей от СКИ, в неоднородном диэлектрическом заполнении, выбрана МПЛ без покрывающих слоев (рисунок 2.23). Параметры поперечного сечения линии: w=300 мкм, t=105 мкм, s=23 мкм, h=510 мкм, расстояние от края диэлектрика до сигнального проводника d=900 мкм, ε_r=10.

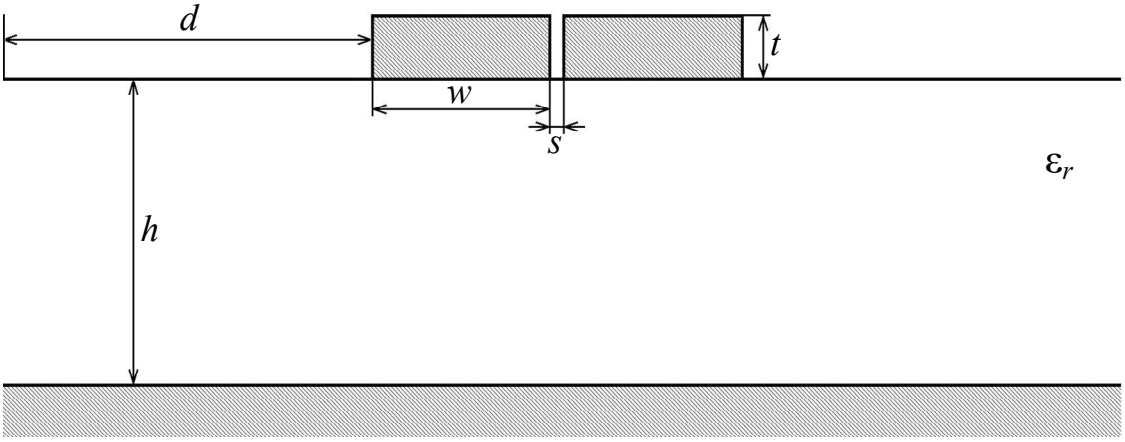


Рисунок 2.23 – Поперечное сечение витка меандровой МПЛ

Схема для моделирования такая же, как на рисунке 2.2. Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3. Для минимизации отражения сигнала на концах проводников линии сопротивления приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии – $R1=R2=(Z_eZ_o)^{0,5}$.

Для разложения основного сигнала и перекрестной помехи на ближнем конце в такой линии необходимо выполнить условие [378]

$$2l\tau \geq t_\Sigma, \tag{2.5}$$

где l – длина структуры, τ – наименьшая из значений погонных задержек четной и нечетной мод линии.

Сначала необходимо исключить влияние перекрестной помехи на ближнем конце на форму основного импульса. Для доказательства прохождения основного импульса по витку без наложения на его фронт и спад перекрестной помехи на ближнем конце нужно вычислить погонные задержки четной и нечетной мод линии по выражению [175]

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

где C_{11} и C_{12} – соответствующие погонные коэффициенты электростатической индукции, а L_{11} и L_{12} – электромагнитной.

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

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 232,06 & -138,12 \\ -138,12 & 232,06 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 390,34 & 309,03 \\ 309,03 & 390,34 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}.$$

По выражению (2.6) с помощью соответствующих коэффициентов матриц **C** и **L** получены погонные задержки четной (τ_e) и нечетной (τ_o) мод: τ_e=8,10 нс/м, τ_o=5,48 нс/м. Тогда, для выполнения (2.5) достаточно взять l=19 мм. В качестве примеров на рисунке 2.24 приведены формы напряжения на выходе меандровой МПЛ при l=15 и 20 мм.

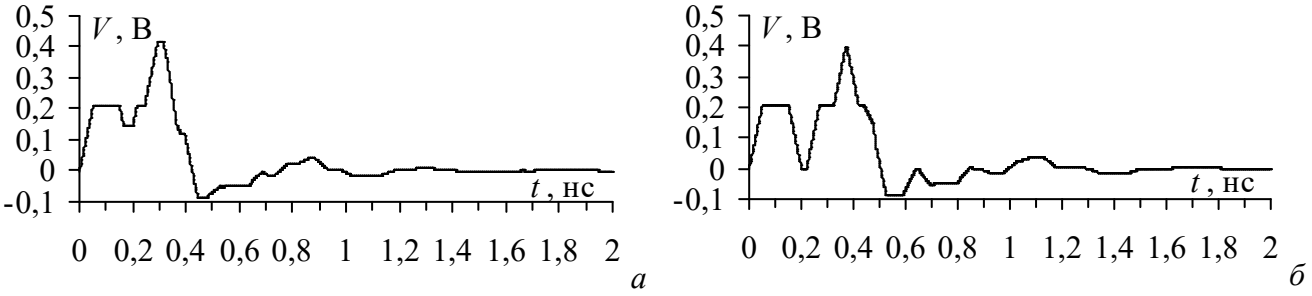


Рисунок 2.24 – Формы напряжения на выходе меандровой МПЛ при l=15 (*а*), 20 (*б*) мм

Видно, что при невыполнении (2.5) перекрестная помеха на ближнем конце накладывается на фронт, из-за чего проявляется ступенька между ними с уровнем 0,18 В (рисунок 2.24*а*). Также видно, что плоская вершина основного импульса сильно

искажена. Из рисунка 2.24*б* видно, что перекрестная помеха на ближнем конце уже не влияет на фронт основного сигнала, т.к. (2.5) выполняется, однако плоская вершина импульса также искажена. Искажения основного сигнала вызваны задержек четной и нечетной мод, а основной импульс на рисунке 2.24, по существу, является суммой импульсов четной и нечетной мод. Из-за малой разности нет разложения СКИ в витке МЛ с неоднородным заполнением при обеспечении выполнения только условия (2.5).

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

$$2l|\tau_e - \tau_o| \geq t_\Sigma. \qquad (2.7)$$

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

На рисунке 2.25*а* приведены формы напряжения на выходе МЛ (в узле *V*3) при выполнении указанных условий. Также, для сравнения, на рисунке 2.25 (*б*, *в*) приведены формы напряжения при s=15, 30 мкм.

Из рисунка 2.25 видно, что СКИ на выходе линии представлен последовательностью из трех основных импульсов меньшей амплитуды (импульсов перекрестной помехи на ближнем конце, импульсов нечетной и четной мод). Также видно, что при s=15 мкм перекрестная помеха на ближнем конце (первый импульс) имеет более высокую амплитуду (0,230 В), чем у импульсов мод (0,196 В). Однако при s=30 мкм соотношение меняется: амплитуда импульсов мод (0,213 В) выше, чем у перекрестной помехи (0,193 В).

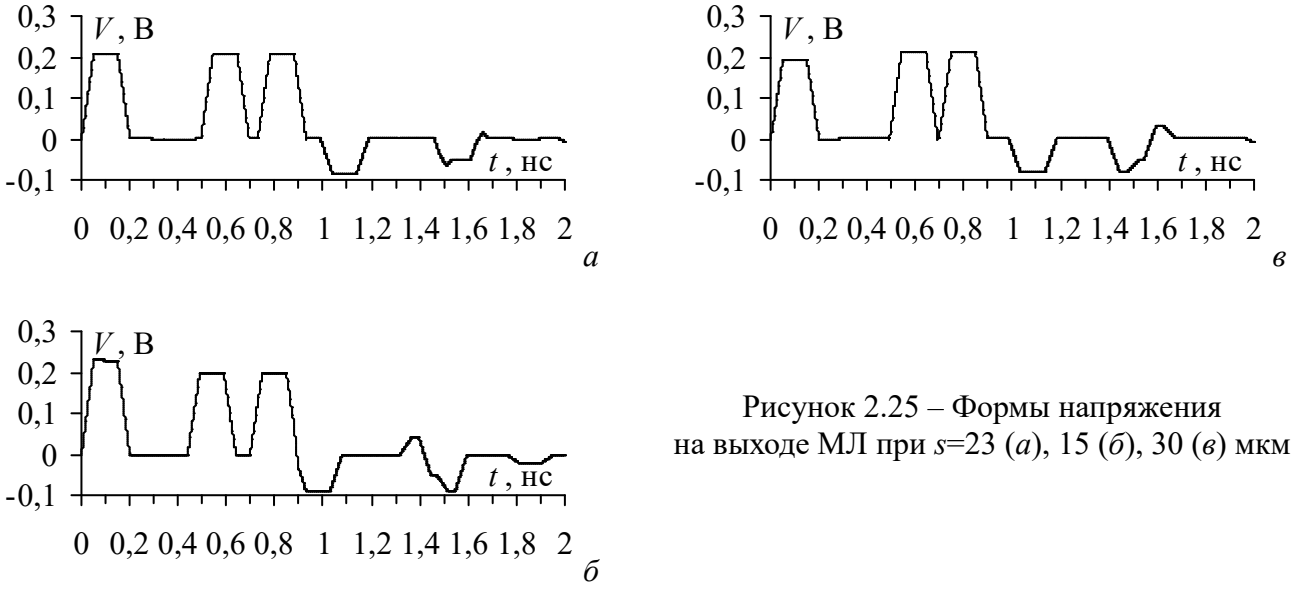


Рисунок 2.25 – Формы напряжения на выходе МЛ при s=23 (*а*), 15 (*б*), 30 (*в*) мкм

Дополнительно проанализировано влияние температуры (T) на характеристики витка [393]. Для моделирования принята температурная модель, апробированная ранее [403, 404]. Выявлены закономерности изменения характеристик витка меандровой МПЛ при изменении T в диапазоне от минус 50 до 150°С. Установлено, что хотя влияние температуры в целом невелико (максимальные отклонения погонных задержек и волнового сопротивления не превышают 3,23% и 3% соответственно), оно по-разному сказывается на различных параметрах. Такие оценки позволяют прогнозировать отклонение характеристик защитных МЛ в жестких климатических условиях и закладывать необходимый запас при проектировании. Более того, выявленная зависимость температурной стабильности от геометрических параметров (s, h, ε_r) открывает возможность для целенаправленной параметрической оптимизации не только по критериям ослабления и согласования, но и температурной чувствительности, что важно на практике.

Кроме того, моделировалось влияние воды и льда на характеристики витка [395]. Показано, что наличие слоя воды или льда значительно и разнонаправленно влияет на характеристики МЛ. Установлено, что вода кардинально изменяет погонные задержки мод (рост до 511%), что может полностью нарушить условия разложения импульса. Влияние льда менее выражено, но также существенно (рост задержек до 55%). Полученные результаты важны для проектирования РЭС, работающей в условиях высокой влажности, обледенения или прямого контакта с водой (например, для морской, авиационной, беспилотной или арктической техники). Они доказывают, что при разработке защитных МЛ для таких применений необходимо использовать герметичные корпуса и влагозащитные покрытия, либо проводить параметрическую оптимизацию конструкции с учетом измененных диэлектрических свойств среды (как показано далее), для сохранения защитных характеристик.

С помощью ГА решена задача однокритериальной оптимизации параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ по критерию согласования с трактом $(Z_eZ_o)^{0,5}$=50 Ом [396]. Выявлено, что с ростом числа поколений сходимость импеданса Z улучшается, в то время как геометрические параметры w и s не сходятся к единственному решению. Это важно и доказывает, что задача согласования имеет множество решений (является многоэкстремальной), что обусловлено физикой процесса: различные комбинации ширины и зазора могут давать одинаковое волновое сопротивление. Для практики это даёт дополнительную степень свободы: из ряда согласованных по импедансу конструкций можно выбрать оптимальную по другим критериям, например, по ослаблению СКИ или технологическим ограничениям. Поэтому целесообразна многокритериальная оптимизация, рассматриваемая далее.

Выполнена многокритериальная (по критериям согласования и минимизации амплитуды СКИ (далее для простоты называется амплитудным критерием)) и однокритериальная (по критерию согласования) параметрическая оптимизация витка с учетом T посредством ГА и ЭС соответственно [393]. Показана возможность использования температурной модели совместно с ГА или ЭС для нахождения такого набора оптимальных параметров поперечного сечения, при котором отклонение полученных характеристик от эталонных при изменении T от минус 50 до 150°С будет минимальным, что важно для практики. Выявлено, что за счет выбора параметров линии можно уменьшить влияние T на её характеристики. В результате оптимизации витка с помощью ГА с использованием температурной модели найдены наборы оптимальных параметров витка, обеспечивающие $(Z_eZ_o)^{0,5}$=50 Ом и минимальную амплитуду напряжения на выходе при T= –50, 25 и 150°С. Максимальное отклонение характеристик в результате работы ГА по двум критериям в результате 5 запусков составило 0,83% для среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка и 1,31% для максимальной амплитуды напряжения на выходе линии. В результате оптимизации витка с помощью ЭС с использованием температурной модели найдены оптимальные геометрические параметры линии, обеспечивающие минимальную амплитуду на ее выходе при T= –50, 25 и 150°С. Максимальное отклонение значения максимальной амплитуды на выходе витка в результате 5 запусков ЭС составило 0,36%. Выявлена хорошая согласованность результатов оптимизации двумя методами, но при близких наборах оптимальных параметров она для ЭС в 7 раз быстрее.

Выполнена многокритериальная (по критериям согласования и амплитудному) и однокритериальная (по критерию согласования) параметрическая оптимизация витка с учетом воды и льда посредством ГА и ЭС [395]. В результате найдены наборы оптимальных параметров витка меандровой МПЛ, обеспечивающие одновременно согласование с трактом и максимальное ослабление для трех случаев внешней среды (лед, вода и воздух). Сравнение методов показало, что ЭС работают в среднем в 3,3 раза быстрее ГА. Максимальные отклонения

волновых сопротивлений составили 0,23% для ГА и 0,39% для ЭС. Поэтому возможно создание защитных МЛ, сохраняющих свою эффективность в условиях высокой влажности или обледенения, что критически важно для аппаратуры, работающей сложной обстановке.

Таким образом, только при оптимальной связи между проводниками (при s=23 мкм) амплитуды трех основных импульсов равны между собой и не превышают 0,207 В или 40% от уровня сигнала в начале витка. После первых трех импульсов, имеющих наибольшую амплитуду, к выходу линии приходят разнополярные импульсы малой амплитуды из-за отражений в линии. Появление отражений обусловлено отличием волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии от сопротивлений на концах отрезка. Выявленная зависимость температурной стабильности от геометрических параметров (s, h, ε_r) открывает возможность для целенаправленной параметрической оптимизации не только по критериям ослабления и согласования, но и по критерию минимальной температурной чувствительности, что важно на практике. Выявлено, что для применения МЛ в РЭС, работающей в условиях высокой влажности, обледенения или прямого контакта с водой необходимо использовать герметичные корпуса и влагозащитные покрытия, либо проводить параметрическую оптимизацию конструкции с учетом измененных диэлектрических свойств среды для сохранения защитных характеристик. В результате однокритериальной оптимизации параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ по критерию согласования с трактом $(Z_eZ_o)^{0,5}$=50 Ом выявлено, что задача согласования имеет множество решений (является многоэкстремальной), что обусловлено физикой процесса: различные комбинации ширины и зазора могут давать одинаковое волновое сопротивление. Для практики это даёт дополнительную степень свободы: из ряда согласованных по импедансу конструкций можно выбрать оптимальную по другим критериям, например по ослаблению СКИ или технологическим ограничениям. Показана возможность использования температурной модели совместно с ГА или ЭС для нахождения такого набора оптимальных параметров поперечного сечения, при котором отклонение полученных характеристик от эталонных при изменении Т от минус 50 до 150°С будет минимальным, что важно для практики. В результате многокритериальной и однокритериальной параметрической оптимизации с учетом воды и льда посредством ГА и ЭС выявлена возможность создания защитных МЛ, сохраняющих свою эффективность в условиях высокой влажности или обледенения, что критически важно для аппаратуры, работающей сложной обстановке.

2.2.2 Влияние перемычки между проводниками

Здесь оценено влияние перемычки между проводниками витка на разложение СКИ [389].

Схема соединений линии с учетом перемычки представлена на рисунке 2.26. Длина перемычки принята равной расстоянию между проводниками ($l_п$=23 мкм).

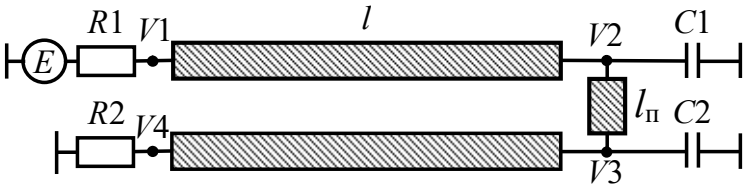


Рисунок 2.26 – Схема соединений витка с учетом перемычки

Значения $C1$ и $C2$ вычислены как емкость плоского конденсатора:

$$C1=C2=\varepsilon_0\varepsilon_r\frac{w^2}{h}=8,85\cdot10^{-12}\ \frac{\Ф}{\text{м}}\cdot10\cdot\frac{(300\ \text{мкм})^2}{510\ \text{мкм}}=0,0156\ \text{пФ}. \quad (2.8)$$

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

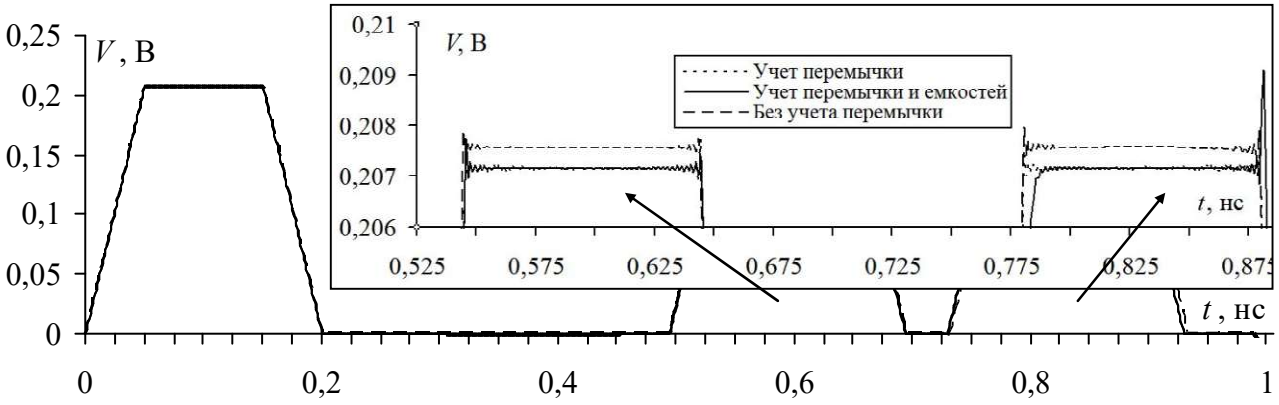


Рисунок 2.27 – Формы напряжения на выходе меандровой МПЛ без учета перемычки (– –), с учетом перемычки (- -) и с учетом перемычки и емкостей (—)

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

Учет	t_c, нс	t_o, нс	t_e, нс	$V1$, В	$V2$, В	$V3$, В
Без учета перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки и емкостей	0,02	0,519	0,756	0,207	0,208	0,209

Из рисунка 2.27 видно, что перемычка почти не влияет на форму и амплитуду сигнала на выходе линии. Амплитуда напряжения на выходе линии с учетом перемычки и емкостей увеличивается на 2 мВ, а задержки импульсов нечетной и четной мод – на 1 и 2 пс соответственно (таблица 2.5). Стоит отметить, что учет перемычки без учета емкостей не оказывает влияния на формы и амплитуды импульсов на выходе линии.

Таким образом, учтено влияние перемычки на форму и амплитуду сигнала в витке меандровой МПЛ. Показано малое влияние перемычки и емкостей на амплитуду и задержку

второго и третьего импульсов (нечетной и четной мод). Так, максимальное отклонение амплитуды выходного сигнала составляет 0,97 %. Однако следует учитывать, что в структурах с большим разносом проводников длина перемычки возрастет, и ее влияние может стать существенным. Поэтому, при квазистатическом моделировании таких структур (с большим s) для сохранения точности рекомендуется включать модель перемычки в схему. При электродинамическом анализе и натурных измерениях геометрия перемычки учитывается автоматически, однако она вносит дополнительную задержку, которую следует учитывать при сравнении результатов с данными квазистатического моделирования, где эта перемычка могла быть не учтена..

2.2.3 Влияние потерь в проводниках и диэлектрике

Здесь оценено влияние потерь в проводниках и диэлектрике на разложение СКИ [390].

Для учета потерь в диэлектрике вычислена матрица погонных проводимостей **G**. Так как выбранное для моделирования значение диэлектрической проницаемости ε_r=10 близко к ее значению для поликора (ε_r=9,7), то сначала для вычисления матрицы **G** принято типовое значение тангенса угла диэлектрических потерь, соответствующее этому материалу: $tg\delta=10^{-4}$. На частоте f=1 ГГц

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

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

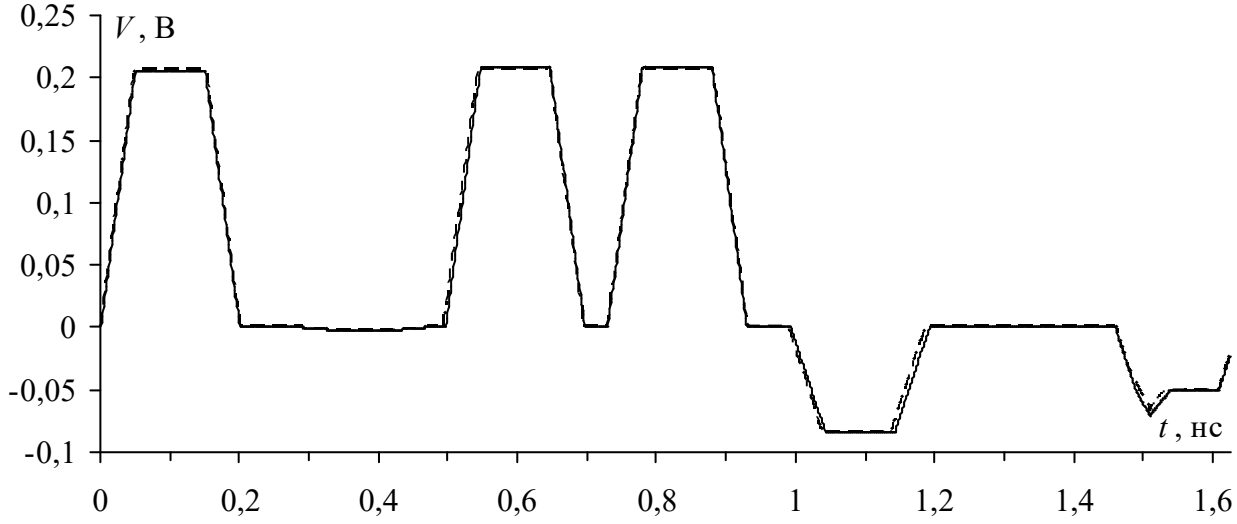


Рисунок 2.28 – Формы напряжения на выходе витка меандровой МПЛ без учета (– –) и с учетом (—) потерь в диэлектрике при $tg\delta=10^{-4}$

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

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

Полученные формы напряжения на выходе линии без учета и с учетом потерь в диэлектрике (при $tg\delta=10^{-2}$) приведены на рисунке 2.29. Видно, что потери в диэлектрике оказывают наибольшее влияние на импульсы четной и нечетной мод сигнала, в виде незначительного уменьшения их амплитуд и сглаживания формы импульсов. Так, амплитуды второго и третьего импульсов составляют 0,205 В и 0,202 В соответственно (при 0,208 В без учета потерь). Потери больше влияют на третий импульс (импульс четной моды, который распространяется почти полностью в диэлектрике). Также стоит отметить сглаживание формы импульсов (как у реальных межсоединений), из-за чего между вторым и третьим импульсами появляется ступенька, амплитудой 8 мВ. Амплитуда напряжения на выходе линии с учетом потерь в диэлектрике составила 0,207 В.

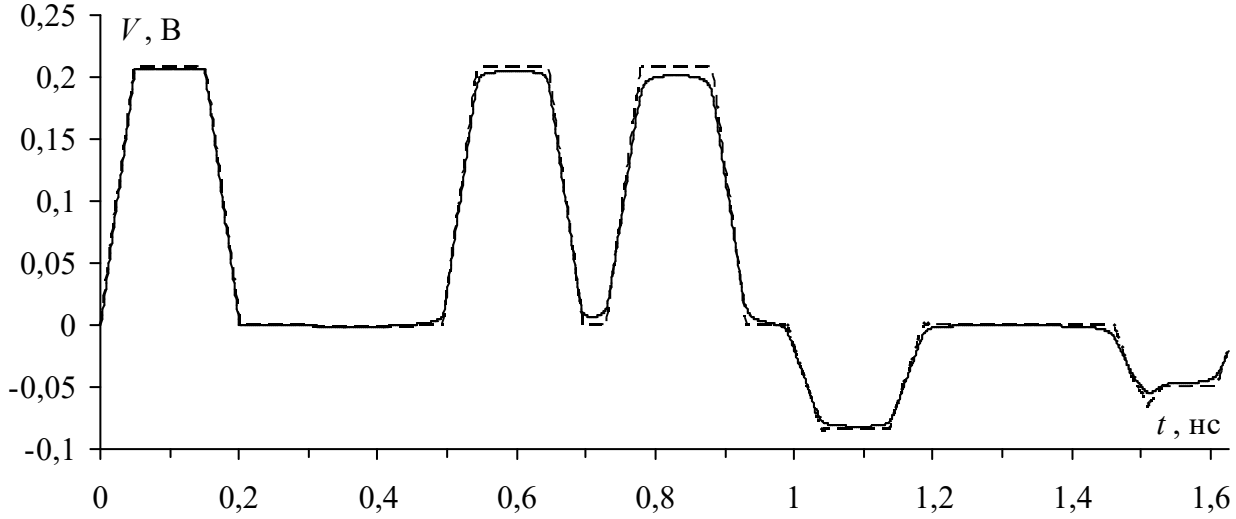


Рисунок 2.29 – Формы напряжения на выходе витка меандровой МПЛ без учета (– –) и с учетом (—) потерь в диэлектрике при $tg\delta=10^{-2}$

Затем оценено влияние потерь только в проводнике. Для этого вычислена матрица **R** с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости. Так как в данной структуре опорный проводник представлен бесконечно проводящей плоскостью, внедиагональные элементы **R** нулевые. Диагональные элементы **R** определены как

$$r=1/(w\sigma t)+r_s/w, \tag{2.9}$$

где σ – удельная проводимость меди $\sigma=5{,}81\times10^7$ См/м,

$$r_s=(\pi f\mu_0/\sigma)^{0,5}, \tag{2.10}$$

где f – частота, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума.

Для f=1 ГГц

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} 28{,}016 & 0 \\ 0 & 28{,}016 \end{bmatrix} \text{ Ом/м.}$$

Формы напряжения на выходе линии без учета и с учетом потерь в проводниках приведены на рисунке 2.30.

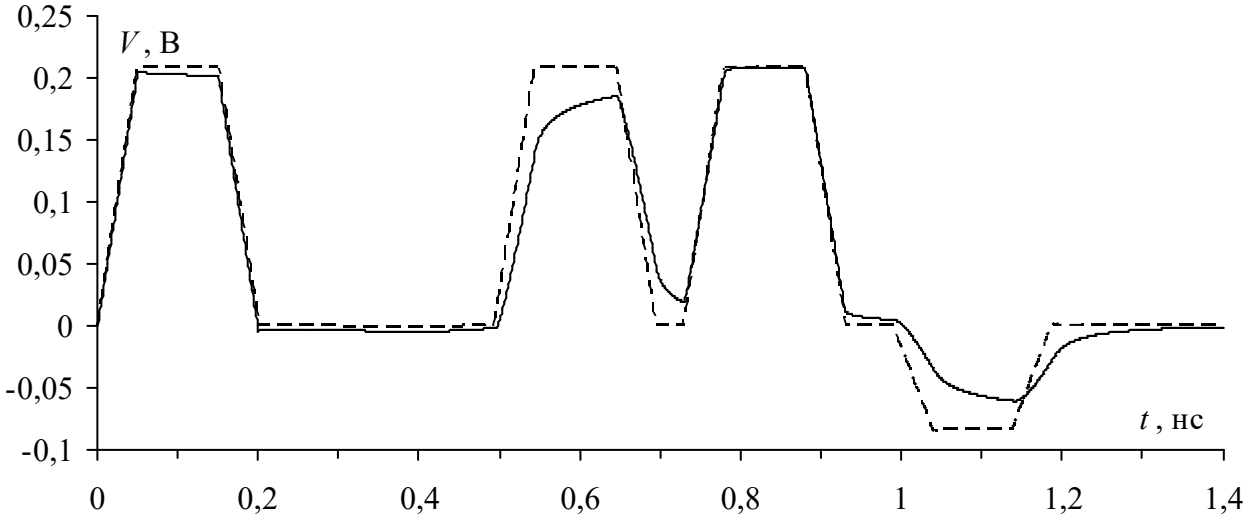


Рисунок 2.30 – Формы напряжения на выходе витка меандровой МПЛ
без учета (– –) и с учетом (—) потерь в проводниках

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

Наконец, оценено влияние потерь на разложение СКИ одновременно в проводниках и диэлектрике, с использованием полученных ранее матриц **R** и **G** при $tg\delta=10^{-2}$ (рисунок 2.31).

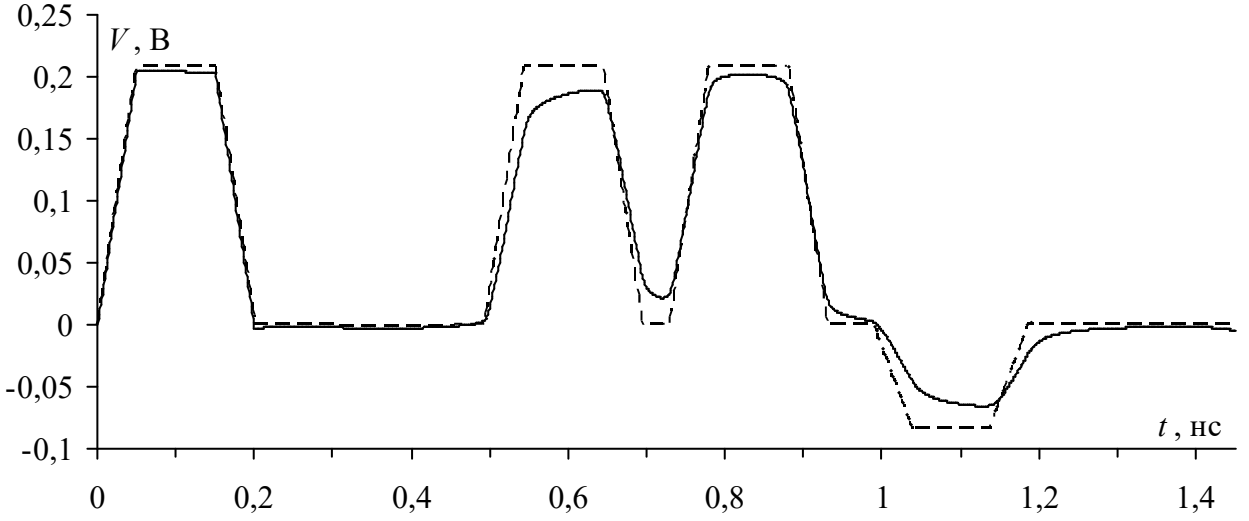


Рисунок 2.31 – Формы напряжения на выходе витка МПЛ
без учета (– –) и с учетом (—) потерь в проводниках и диэлектрике

Видно, что одновременный учет потерь в проводниках и диэлектрике приводит к наибольшему искажению формы и амплитуды импульса нечетной моды (второй импульс). При этом импульсы перекрестной помехи на ближнем конце и четной моды (первый и третий импульсы) изменяются мало. Амплитуды первого, второго и третьего импульсов составляют 0,206, 0,190 и 0,202 В соответственно. Оптимальный разнос проводников s_{opt}=24 мкм. При этом амплитуда напряжения на выходе линии V=0,204 В. Между тем проявляется и другой эффект: затянутый спад второго импульса (из-за потерь) складывается с третьим импульсом, увеличивая его амплитуду и уменьшая его задержку. Этот эффект может быть значимым при неполном разложении импульсов четной и нечетной мод.

Оценено влияние потерь в проводниках и диэлектрике на СКИ с формой, близкой к треугольной (при уменьшении длительности плоской вершины до 10 пс). Формы напряжения на выходе линии без учета и с учетом потерь в проводнике и диэлектрике приведены на рисунке 2.32.

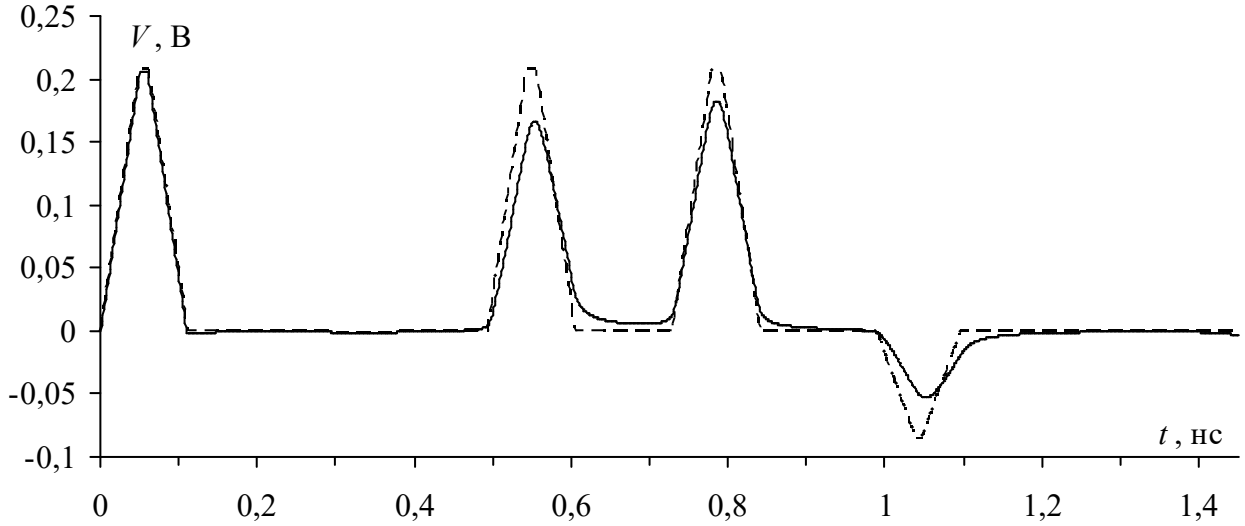


Рисунок 2.32 – Формы напряжения на выходе витка меандровой МПЛ без учета (– –) и с учетом (—) потерь в проводниках и диэлектрике при воздействии треугольным импульсом

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

Таким образом, в результате анализа влияния потерь в витке меандровой МПЛ выявлено, что потери в проводниках больше влияют на амплитуду и форму напряжения на выходе, чем потери в диэлектрике. При этом, потери в проводнике больше уменьшают амплитуду импульса нечетной моды, а в диэлектрике – четной. Учет потерь приводит к существенному изменению формы и амплитуды только импульса нечетной моды, тогда как

импульс перекрестной помехи на ближнем конце и импульс четной моды меняются мало. Также выявлено, что затянутый спад второго импульса (из-за потерь) складывается с третьим импульсом, увеличивая его амплитуду и уменьшая его задержку. Влияние этого эффекта может быть значимым при неполном разложении импульсов четной и нечетной мод. При учете потерь оптимальная связь между проводниками по критерию минимальной амплитуды выходного сигнала может быть уменьшена, а противоположное влияние потерь в проводниках и диэлектриках облегчает это уменьшение.

2.2.4 Прохождение импульсных сигналов по витку

Здесь проанализировано прохождение полезных импульсных сигналов ИС семейства 74 по витку [392]. Дополнительное моделирование выполнено электродинамическим подходом.

В РЭА используются разные импульсные сигналы для цифровой передачи данных. Источниками таких цифровых сигналов являются ИС. Для гражданской РЭА широко применяются ИС семейства 74, наиболее простыми из которых являются ИС серии ТТЛ [405]. На рисунке 2.33 представлены формы напряжения для ИС семейства 74 и использованные при моделировании, а в таблице 2.6 – их характеристики: предельная рабочая частота (f_{max}), длительности фронта (t_r), спада (t_f) и плоской вершины импульса (t_d). При моделировании учтены только формы реальных воздействий, все амплитуды э.д.с. приняты по 1 В. Параметры витка меандровой МПЛ: w=2500 мкм, t_1=35 мкм, h_1=2000 мкм, s_1=250 мкм, длина l=90 мм, ε_{r1}=5,4. Они согласуют его с трактом 50 Ом.

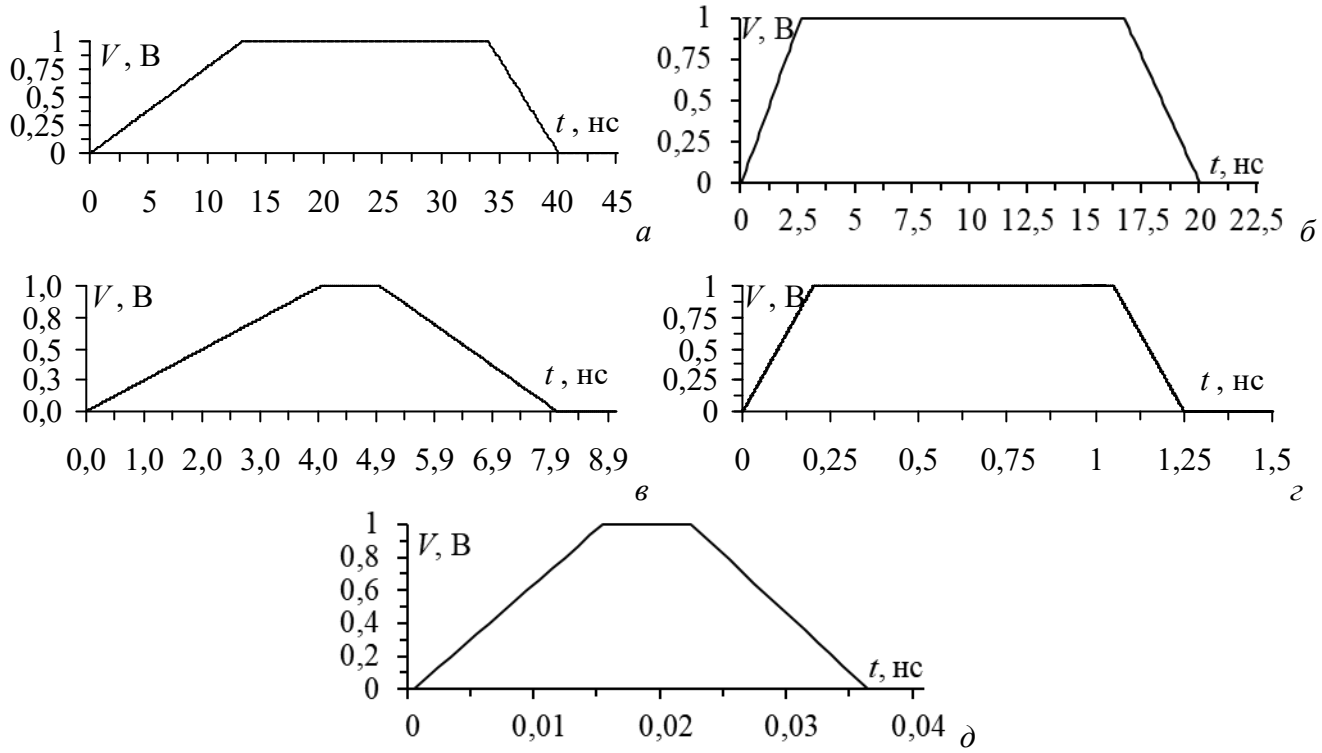


Рисунок 2.33 – Формы напряжения для ИС 74F04 (*а*), 74HCT (*б*), 74F (*в*), LVPECL (*г*), HMC (*д*)

Таблица 2.6 – Характеристики сигналов ИС семейства 74-type

ИС	f_{max}, МГц	$t_{r,}$, нс	t_f, нс	t_d, нс
74F04	25	13	6	21
74HCT	50	2,6	3,29	14,11
74F	125	4	3,01	0,99
LVPECL	800	0,2	0,2	0,85
HMC	28000	0,014	0,015	0,007

В настоящее время генераторы СКИ всё чаще используются как средство РЭБ [22]. Первые попытки по созданию таких генераторов были предприняты с целью создания пикосекундных локаторов, однако вскоре была обнаружена потенциальная возможность многократного увеличения их мощности для вывода из строя бортовой РЭА, что привело к дальнейшему развитию генераторов сверхширокополосного излучения в качестве устройства РЭБ. В институте сильноточной электроники СО РАН испытан генератор сверхширокополосного (СШП) излучения, в котором используются обостряющие и срезающие разрядники для формирования сигнала, который подаётся на вход антенной решётки из 16 элементов [118]. На практике также используются генераторы СШП импульсов, в состав которых входит перестраиваемый короткозамкнутый шлейф, позволяющий сформировать биполярный импульс [119].

В рамках данного исследования при моделировании использованы помеховые импульсы (рисунок 2.34) с выхода вышеописанных генераторов амплитудой 1 В: генератора СКИ (P_1), генератора для СШП излучения антенной решетки (P_2), генератора СШП импульсов с перестраиваемым короткозамкнутым шлейфом (P_3).

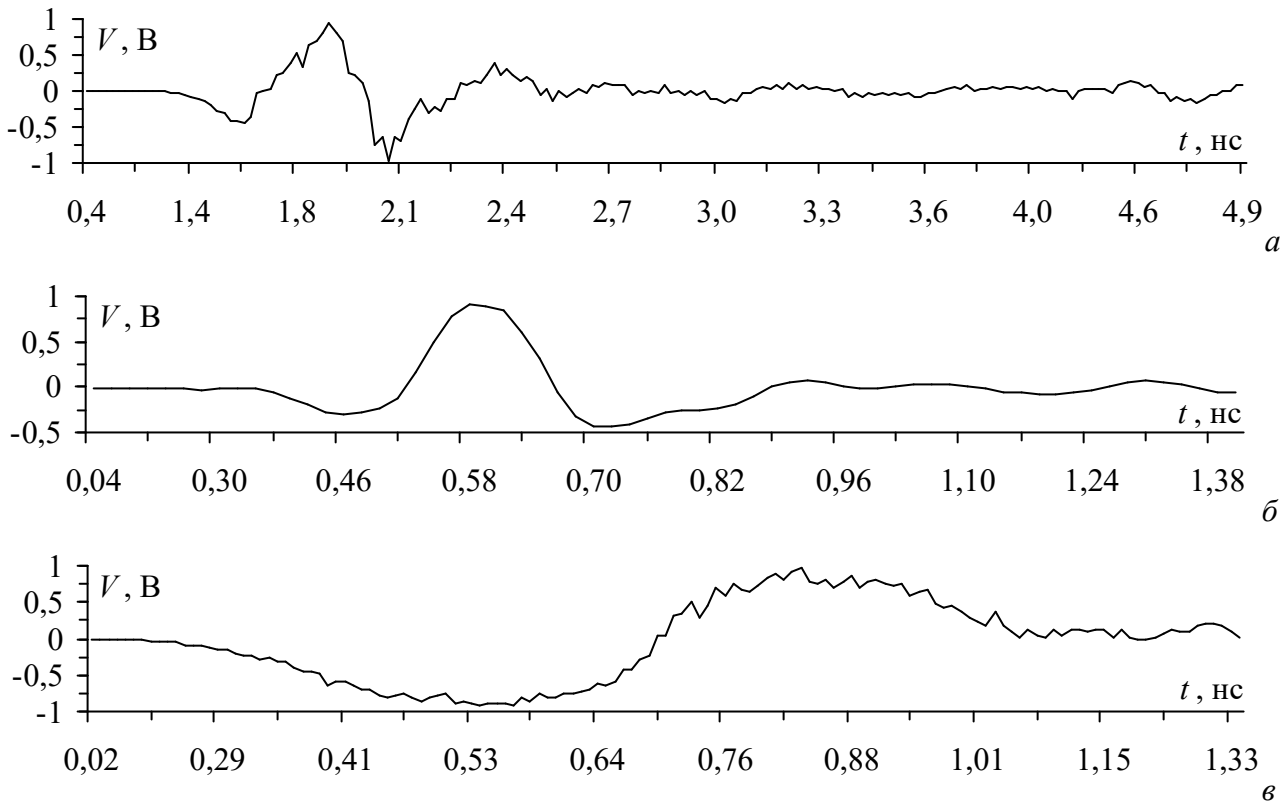


Рисунок 2.34 – Формы помеховых сигналов P_1 (*а*), P_2 (*б*), P_3 (*в*)

На рисунке 2.35 представлены формы полезных сигналов из рисунка 2.33 на выходе меандровой МПЛ, полученные квазистатическим и электродинамическим анализом.

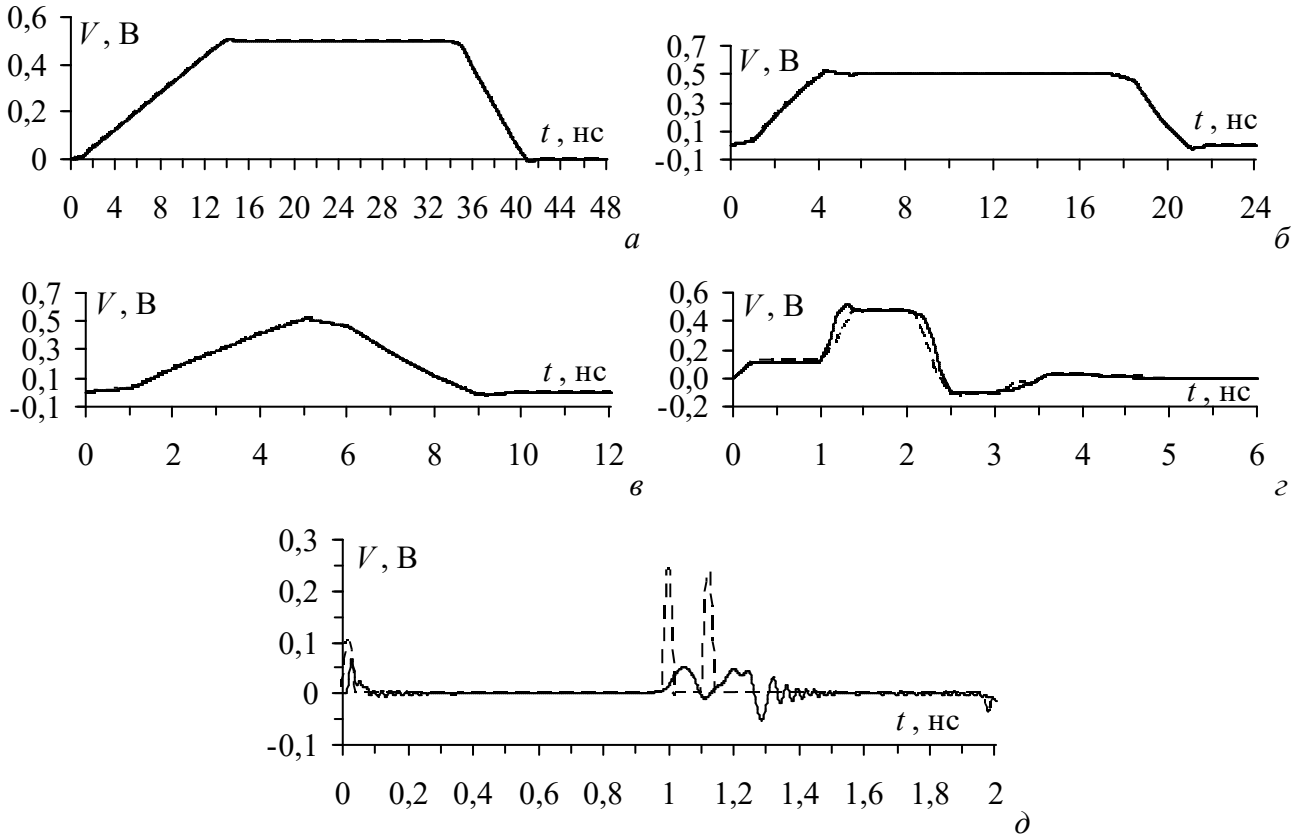


Рисунок 2.35 – Формы полезных сигналов микросхем 74F04 (*а*), 74HCT (*б*), 74F (*в*), LVPECL (*г*), HMC (*д*) на выходе меандровой МПЛ, полученные при использовании квазистатического (– –) и электродинамического (—) подходов

Видно, что формы для ИС 74F04, 74HCT и 74F почти не искажаются, для LVPECL и HMC имеют выраженные искажения. Так, из рисунка 2.35*г* видно, что на фронт импульса основного сигнала ИС LVPECL накладывается такой же импульс меньшей амплитуды, который проявляется из-за свойств витка меандровой МПЛ и, по существу, является перекрестной помехой на ближнем конце линии. Такое явление подробно описано в [378] и проявляется из-за выбранных параметров витка, обеспечивающих выполнение условий, раскладывающих помеховые СКИ длительностью не более 0,2 нс на три импульса (перекрестную помеху на ближнем конце линии и нечетную и четную моды). Так как длительность импульса ИС LVPECL больше 0,2 нс, он раскладывается не полностью. Из рисунка 2.35*д* видно, что сигнал ИС HMC на выходе меандровой МПЛ представлен последовательностью из трех основных импульсов: перекрестной помехи, нечетной и четной мод. Таким образом, сигнал ИС HMC полностью раскладывается в витке меандровой МПЛ, поскольку его длительность составляет всего 0,036 нс (что намного меньше 0,2 нс).

Что касается согласованности результатов квазистатического и электродинамического подходов, то импульсы ИС 74F04, 74HCT и 74F имеют одинаковые формы на выходе меандровой МПЛ. Из рисунка 2.35*г* видно, что при использовании электродинамического подхода имеются небольшие отличия в форме и спаде основного импульса. Из рисунка 2.35*д*

видно, что амплитуды и формы напряжения существенно отличаются при использовании разных подходов. Так, при квазистатическом подходе максимальная амплитуда сигнала на выходе меандровой МПЛ составляет около 0,25 В, а при электродинамическом – около 0,07 В. Из формы напряжения видно, что длительность последних двух импульсов (нечетной и четной мод) при электродинамическом подходе несколько больше в сравнении с квазистатическим. Таким образом, эту меандровую МПЛ возможно использовать только с ИС 74F04, 74HCT и 74F.

На рисунке 2.36 представлены формы помеховых сигналов (рисунок 2.34) на выходе меандровой МПЛ, полученные при квазистатическом и электродинамическом подходах, а в таблице 2.7 – их V_{max} и ослабление (относительно уровня на входе линии). Видно, что формы и амплитуды помеховых сигналов изменяются при прохождении через виток меандровой МПЛ. Также видно, что для P_1 и P_3 они почти не отличаются, а для P_2 отличаются существенно. Так, при электродинамическом анализе P_2 раскладывается полностью на импульсы нечетной и четной мод линии (второй и третий импульсы), тогда как при квазистатическом анализе импульсы нечетной и четной мод накладываются друг на друга. К тому же, импульс P_2 на выходе меандровой МПЛ имеет наименьшую амплитуду, среди остальных помеховых импульсов, что обусловлено его полным разложением на три импульса. По квазистатическому анализу ослабление СКИ составило 3,14 раза, а электродинамическому – 3,45.

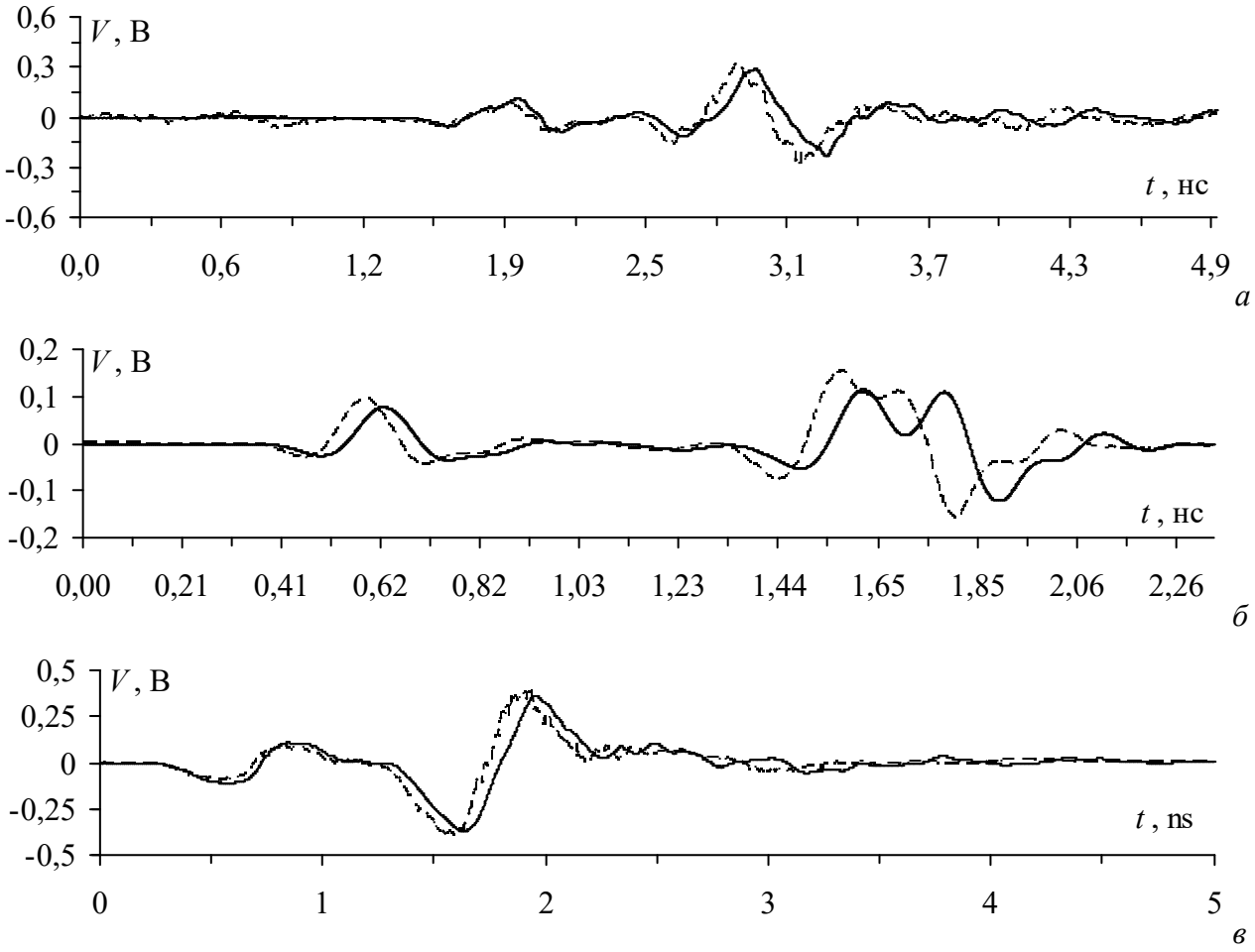


Рисунок 2.36 – Формы помеховых сигналов P_1 (*а*), P_2 (*б*), P_3 (*в*) на выходе меандровой МПЛ, полученные квазистатическим (– –) и электродинамическим (—) анализом

Таблица 2.7 – Амплитуда напряжения (V_{max}) и ослабление помеховых сигналов на выходе витка меандровой МПЛ

Помеховый импульс	Квазистатический анализ		Электродинамический анализ	
	V_{max}, В	Ослабление	V_{max}, В	Ослабление
P_1	0,33	1,51	0,29	1,59
P_2	0,15	3,14	0,11	3,45
P_3	0,39	1,29	0,36	1,33

Показано, что полезные сигналы микросхем 74F04, 74HCT и 74F при прохождении через меандровую МПЛ почти не искажаются, а LVPECL и HMC – сильно искажаются. Выявлено, что помеховые сигналы с выхода генератора СКИ, генератора для СШП излучения антенной решетки и генератора СШП импульсов с перестраиваемым короткозамкнутым шлейфом сильно искажаются в меандровой МПЛ, а их амплитуда уменьшается в 1,3–3,4 раза. Относительно малое ослабление помеховых сигналов обусловлено слабой связью между проводниками витка (из-за малой толщины проводника) и неоптимальными параметрами поперечного сечения. Например, в линии с лицевой связью достижимо большее ослабление. Таким образом, при реализации защитных устройств на основе меандровой МПЛ необходимо

учитывать параметры как полезных, так и возможных помеховых сигналов, характерных применимой РЭА. Так, при искажении полезных сигналов или недостаточном ослаблении помеховых сигналов в исследуемой меандровой МПЛ необходима дополнительная оптимизация ее параметров.

2.2.5 Максимизация длительности и ослабления сверхкороткого импульса

Здесь исследована возможность увеличения длительности СКИ, который может быть разложен в витке меандровой МПЛ [378–383].

Примечательно, что за счет оптимизации параметров поперечного сечения меандровой МПЛ второй и третий импульсы могут прийти к выходу линии сразу после прихода импульса перекрестной помехи на ближнем конце. Условие этого можно получить из системы уравнений (2.5) и (2.7). Поскольку их правые части равны, то приравнивание левых частей и замена $|\tau_e–\tau_o|$ на $\tau_{max}–\tau_{min}$ (τ_{max} – наибольшая из погонных задержек четной и нечетной мод линии) даст

$$2(\tau_{max}–\tau_{min})l=2\tau_{min}l. \qquad (2.11)$$

После преобразований (2.11) примет вид

$$\tau_{max}=2\tau_{min}. \qquad (2.12)$$

Выполнение этого условия позволяет оптимально разнести по времени импульсы нечетной и четной мод при любом l. Для демонстрации этого оптимизировались параметры поперечного сечения линии из рисунка 2.23 по критерию выполнения (2.5), (2.7) и (2.12), что дало: w=300 мкм, t=205 мкм, s=17 мкм, h=510 мкм, ε_r=30. При этом:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 662,2 & –401,7 \\ –401,7 & 662,2 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \ \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 352,7 & 312,1 \\ 312,1 & 352,7 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}.$$

Формы напряжения на выходе витка меандровой МПЛ на воздействие импульсами 200 и 500 пс представлены на рисунке 2.37.

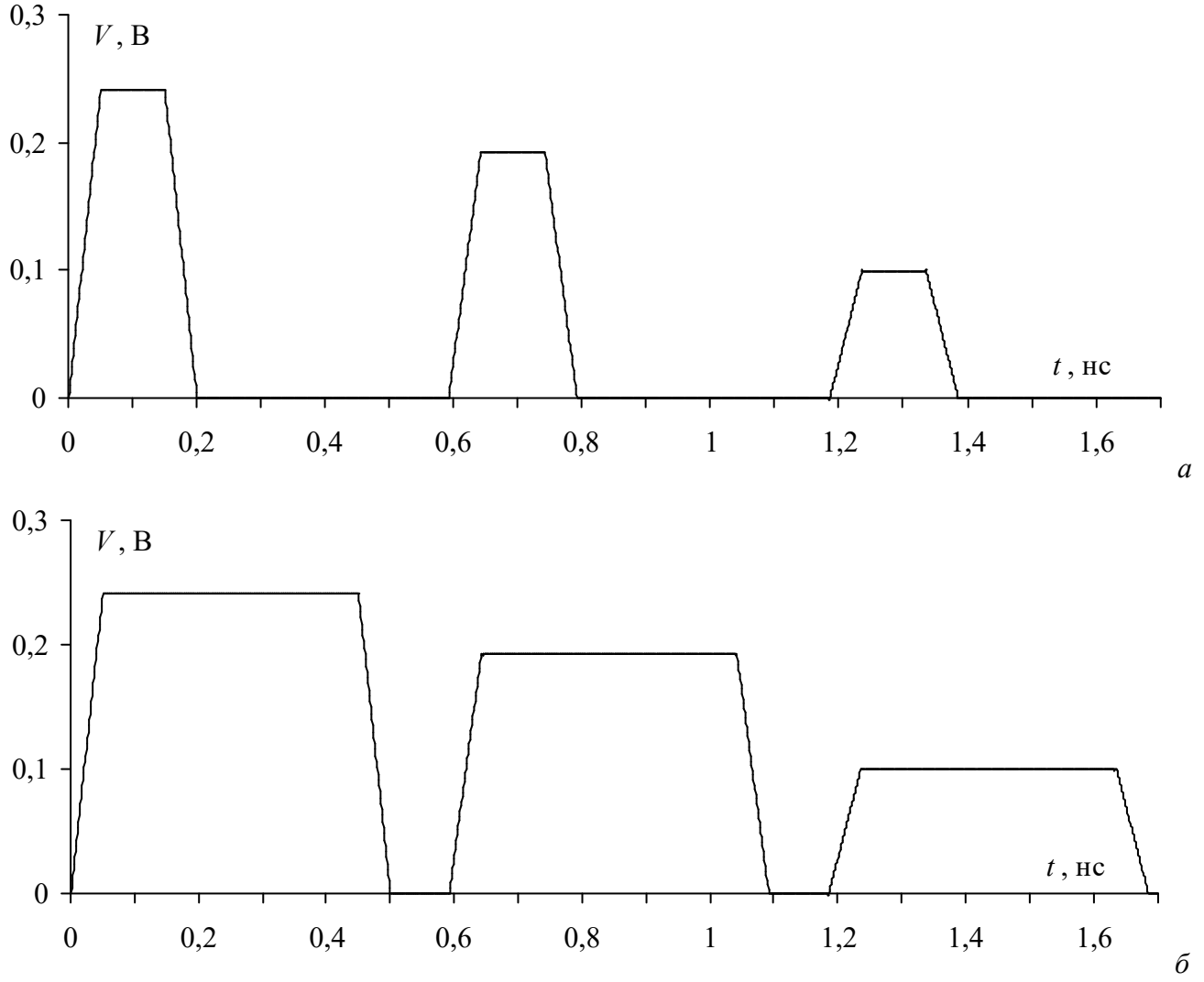


Рисунок 2.37 – Формы напряжения на выходе витка меандровой МПЛ при длительности воздействующих импульсов 200 (*а*) и 500 (*б*) пс и выполнении условия (2.12)

Из рисунка 2.37 видно, что выполнение (2.12) даёт разложение импульсов с длительностью 200 и 500 пс в витке меандровой МПЛ на три основных импульса. В обоих случаях их прохождение по витку меандровой МПЛ приводит к разложению сигнала на три основных импульса, однако эти импульсы имеют разную амплитуду. Максимальная составляет около 50% от амплитуды напряжения в начале линии вне зависимости от длительности воздействующего импульса. Таким образом, меандровая МПЛ обеспечивает разложение импульсов с большей длительностью, но не даёт должного ослабления СКИ. Поэтому выполнена дополнительная оптимизация параметров поперечного сечения из рисунка 2.23 и сопротивлений $R1$ и $R2$ на схеме из рисунка 2.2 для одновременного обеспечения (2.5), (2.7), (2.12) и минимальной амплитуды выходного напряжения. Оптимальные параметры: w=850 мкм, t=452 мкм, s=46 мкм, h_C=540 мкм, ε_{rC}=40, $R1$=$R2$=23 Ом. Важно отметить, что найденное значение резисторов методом перебора обосновано в п. 2.2.8.3 ниже условиями, полученными из аналитических моделей. При этом:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 1100,4 & -696,8 \\ -696,8 & 1100,4 \end{bmatrix}\ \text{пФ/м},\ \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 219,1 & 172,9 \\ 172,9 & 219,1 \end{bmatrix}\ \text{нГн/м}.$$

Формы напряжения при воздействии импульсами с длительностями 200 и 500 пс представлены на рисунке 2.38. Видно, что дополнительная оптимизация дала равные амплитуды первых трех импульсов вне зависимости от длительности воздействующего сигнала. Максимальная амплитуда выходного сигнала составляет 32% от его амплитуды в начале линии. Таким образом, выполнение (2.12) и дополнительная оптимизация позволяют разложить СКИ в витке меандровой МПЛ не только с увеличенной длительностью, но и с дополнительным ослаблением. Отметим, что дальнейший рост задержки между импульсами четной и нечетной мод нецелесообразен, поскольку это не повлияет на разнос между импульсом перекрестной помехи на ближнем конце и импульсом наиболее быстрой моды. Между тем (2.12) полезно для реализации устройств защиты на основе МЛ из двух и более витков. В них каждый из трех основных импульсов (при их должных длительностях и задержках) для второго витка (если рассматривать линию из двух витков) может являться отдельным СКИ, который также будет подвергаться разложению, что позволит значительно увеличить ослабление СКИ на выходе линии.

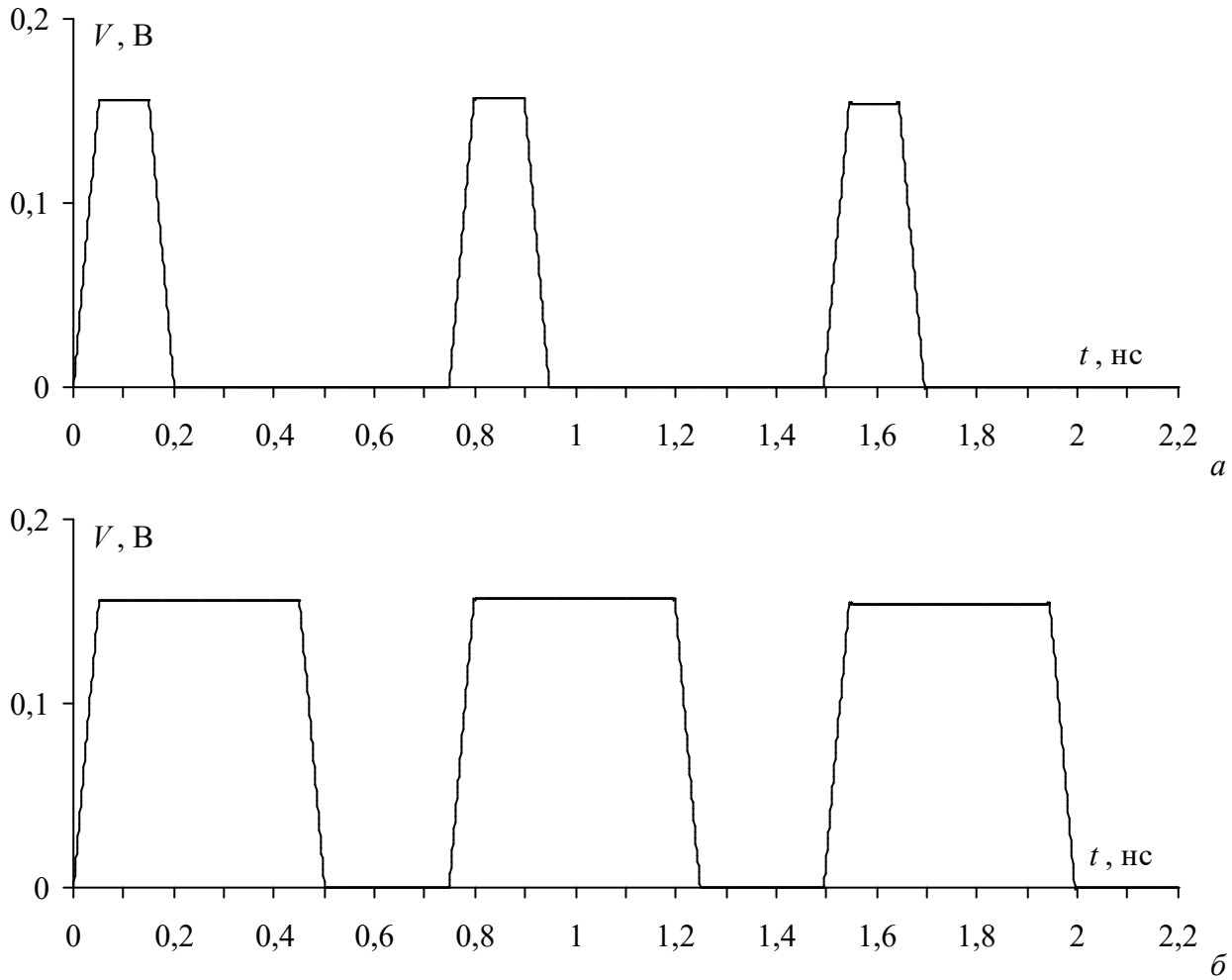


Рисунок 2.38 – Формы напряжения на выходе витка меандровой МПЛ с длительностями воздействующих импульсов 200 (*а*) и 500 (*б*) пс после выполнения (2.12) и дополнительной оптимизации

Хотя выполнение (2.12) позволяет оптимально разнести по времени импульсы мод и максимизировать длительность разлагаемого импульса, оно само по себе не гарантирует минимальную амплитуду на выходе и может приводить к параметрам поперечного сечения, трудно реализуемым на практике. Поэтому, для поиска технологически реализуемых оптимальных параметров, выполнена многокритериальная оптимизация [383]. Её критерии: выполнение (2.12) и минимальная амплитуда СКИ на выходе витка с учетом технологических ограничений производителей печатных плат. В результате получены два набора оптимальных параметров: w=2000 мкм, s=38 мкм, t=420 мкм, h=1600 мкм, ε_r=35, l=60 мм; w=345 мкм, s=38 мкм, t=360 мкм, h=500 мкм, ε_r=100, l=60 мм.

Выполнена многокритериальная параметрическая оптимизация витка посредством ГА по критериям равенства задержек между импульсами мод и амплитудному [397]. Для этого сформулирована целевая функция из двух критериев: равенства задержек между импульсами разложения и минимизации амплитуды выходного напряжения. Примечательно, что даже при малом числе вычислений (30 особей и 30 поколений) результаты приемлемы. Все полученные с

помощью ГА параметры дают выполнение критериев: разложение СКИ на выходе линии на три импульса с равными задержками между ними и минимизацию амплитуды напряжения (ослабление СКИ не менее 2,34 раза). Поэтому для экономии времени возможно использовать 30 поколений. При этом важно отметить, что разные запуски оптимизации могут приводить к различным наборам параметров, обеспечивающим выполнение заданных критериев. Это предоставляет разработчикам дополнительную гибкость: из ряда найденных оптимальных решений может выбираться наиболее предпочтительное для изготовления ПП.

Таким образом, выполнение (2.12) за счет оптимизации поперечного сечения линии даёт приход трех импульсов к выходу линии через равные интервалы времени, что максимизирует длительность ослабляемого импульса.

2.2.6 Воздействие электростатического разряда на виток

Здесь, исследованы возможности разложения импульса ЭСР с формой, близкой к третьей степени жесткости [406], и его ослабления в витке [384–388]. Дополнительное моделирование выполнено электродинамическим подходом.

Параметры поперечного сечения меандровой МПЛ (рисунок 2.23) такие же, как в [378]: w=2,45 мм, t=45 мкм, s=300 мкм, h=2 мм, ε_r=5,4. Они дают $(Z_eZ_o)^{0,5}\approx$50 Ом для минимизации отражений, а также соответствуют технологическим возможностям изготовителей ПП. Виток состоит из двух параллельных проводников длиной l, соединенных между собой на одном конце (рисунок 2.39). Один проводник соединен с генератором воздействия, представленным на схеме идеальным источником тока I с параллельным сопротивлением $R1$, а другой – с приёмным устройством, представленным на схеме сопротивлением $R2$.

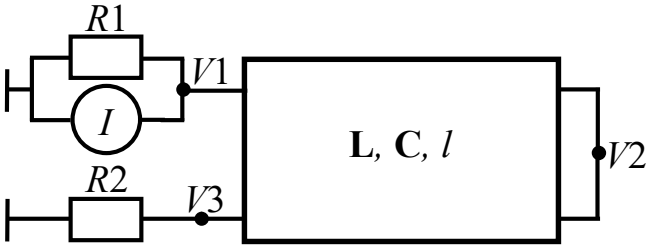


Рисунок 2.39 – Схема соединений витка

Воздействовал импульс ЭСР с формой тока, близкой к третьей степени жесткости (τ_1=1,3 нс, τ_2=1,7 нс, τ_3=6 нс, τ_4=58 нс, I_1=21,51 А, I_2=10,1 А, n=3) по стандарту IEC 61000-4-2 [406]. На рисунке 2.40 приведена форма напряжения в начале витка (в узле $V1$) при l=0,1 м.

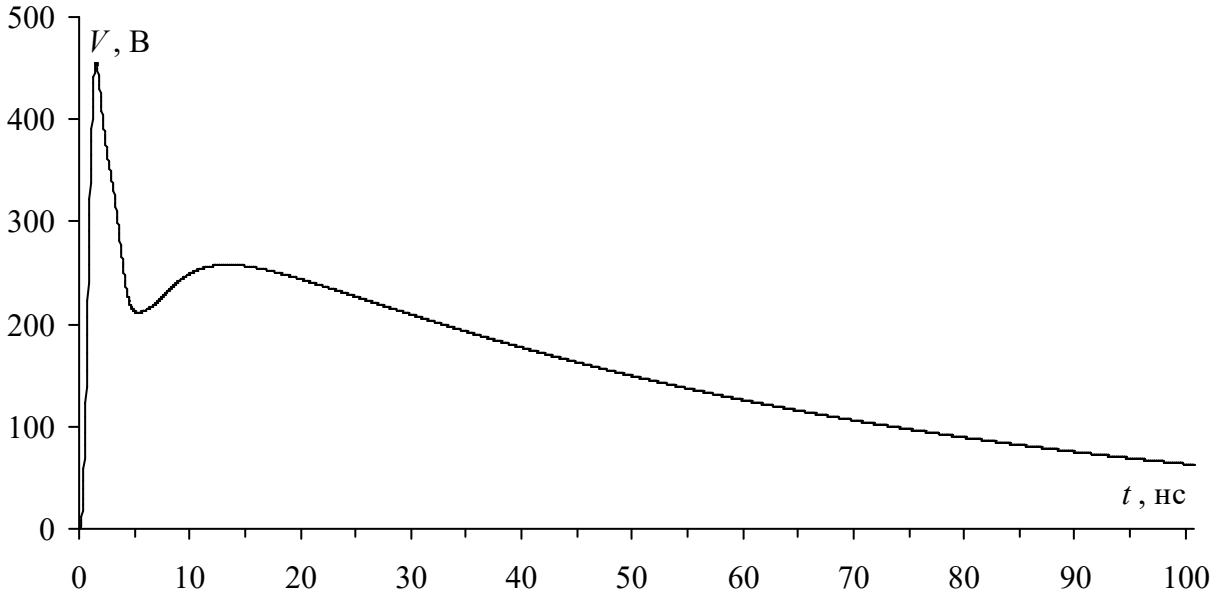


Рисунок 2.40 – Форма напряжения на входе витка (в узле $V1$)

Матрицы параметров линии передачи вычислены методом моментов [302], а временной отклик – модифицированным узловым методом [342]. При s=300 мкм

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 130,7 & -42,5 \\ -42,5 & 130,7 \end{bmatrix} \text{ пФ/м, } \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 352,7 & 151,7 \\ 151,7 & 352,7 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}$$

Вычисленные погонные задержки четной и нечетной мод для исследуемой структуры: τ_e=6,66 нс/м, τ_o=5,9 нс/м. Таким образом, для полного разложения ЭСР длительностью 100 нс (рисунок 2.40) в витке меандровой МПЛ необходимо, как следует из (2.7), обеспечить ее длину l=66 м. Очевидно, что линия такой длины неприемлема для использования в РЭА. Поэтому целесообразно разложение ЭСР не полное, а только его пикового выброса длительностью около 4 нс. Из (2.7) следует, что для этого необходимо выполнить условие

$$2l|\tau_e-\tau_o|\approx 4 \text{ нс}. \qquad (2.13)$$

Тогда достаточно l_{opt}=2,63 м. Для краткости изложения далее используются названия: первая часть ЭСР – пиковый выброс ЭСР длительностью 4 нс, вторая часть ЭСР – часть ЭСР после пикового выброса длительностью 4 нс. Для понимания изменения формы ЭСР в витке меандровой МПЛ выполнено детальное моделирование с ростом l от 0,1 м до 10 м. На рисунке 2.41 приведена зависимость амплитуды напряжения (V_{max}) на выходе витка от l. V_{max} уменьшается до l=2 м. Дальнейшее увеличение l до 3 м незначительно влияет на V_{max}. Так, амплитуда ЭСР при l=0,1 м составляет 510 В, l=2 м – 373 В, l=3 м – 362 В, а l_{opt}=2,63 м – 364 В. Поэтому, рост $l>l_{opt}$ не уменьшает амплитуду ЭСР на выходе линии.

Вычисленные формы выходного напряжения (в узле $V3$) при l=0,1, 0,5, 2, 3,5 м приведены на рисунке 2.42. Видно проявление импульса перекрестной помехи (первый импульс), а также рост задержки основного сигнала (пикового выброса ЭСР) по мере роста l.

Стоит отметить малый (в 1,1 раза) рост V_{max} относительно входа (при l=0,1 м). Это обусловлено наложением пикового выброса, прошедшего по витку, на перекрестную помеху на ближнем конце от него же. С ростом l до 3,5 м все отчетливее проявляются импульсы нечетной и четной мод линии.

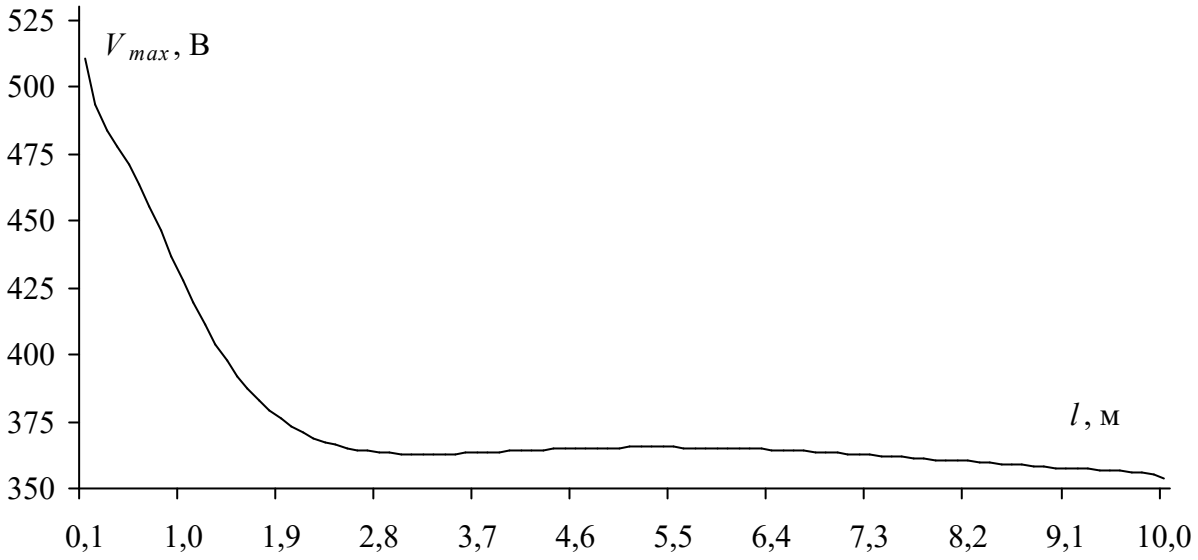


Рисунок 2.41 – Зависимость V_{max} от l при s=300 мкм

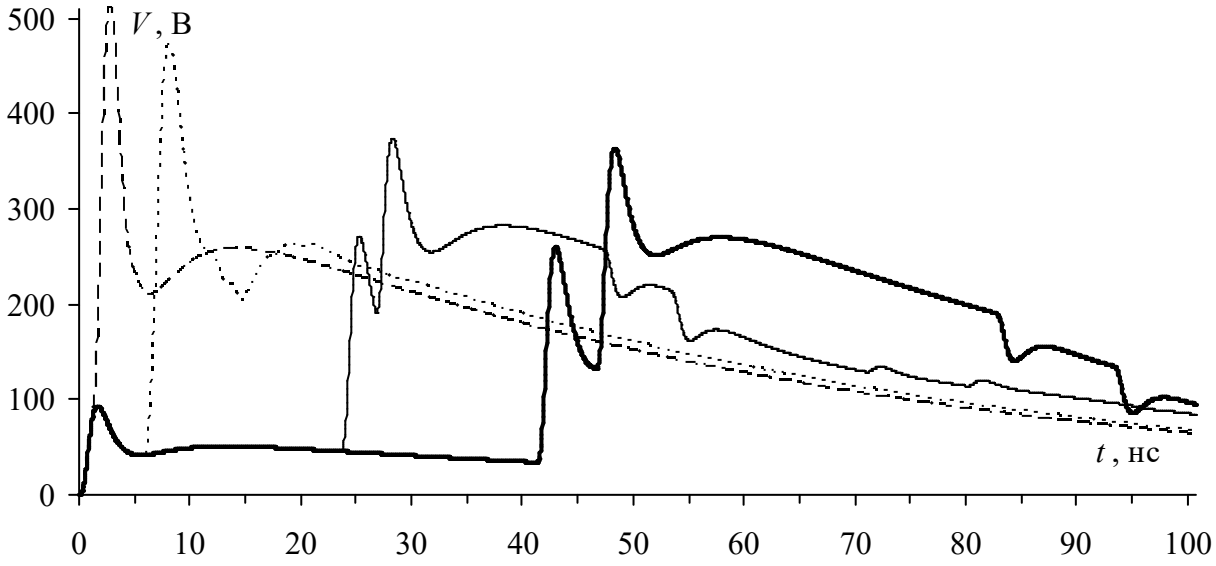


Рисунок 2.42 – Формы напряжения на выходе меандровой МПЛ
при l=0,1 (– –), 0,5 (- -), 2 (——), 3,5 (▬) м

Как выявлено ранее, с ростом связи между проводниками растёт амплитуда импульса перекрестной помехи на ближнем конце и уменьшается амплитуда импульсов нечетной и четной мод линии (основного сигнала). Поэтому, для минимизации V_{max} уменьшалось расстояние (при l=3 м) s от 300 до 1 мкм: до 50 мкм – с шагом 50 мкм, до 10 мкм – 10 мкм, а до 1 мкм – 1 мкм. При моделировании $R1$ и $R2$ принимались равными $(Z_eZ_o)^{0,5}$, меняющимся с изменением s. На рисунке 2.43 приведены графики зависимости амплитуд первых трех

импульсов разложения от пикового выброса (импульсов перекрестной помехи на ближнем конце, нечетной и четной мод линии) от *s*. Видно, что при уменьшении *s* амплитуды напряжения импульсов нечетной и четной мод уменьшаются, а перекрестная помеха возрастает. При *s*=1 мкм амплитуды напряжения всех импульсов около 100 В.

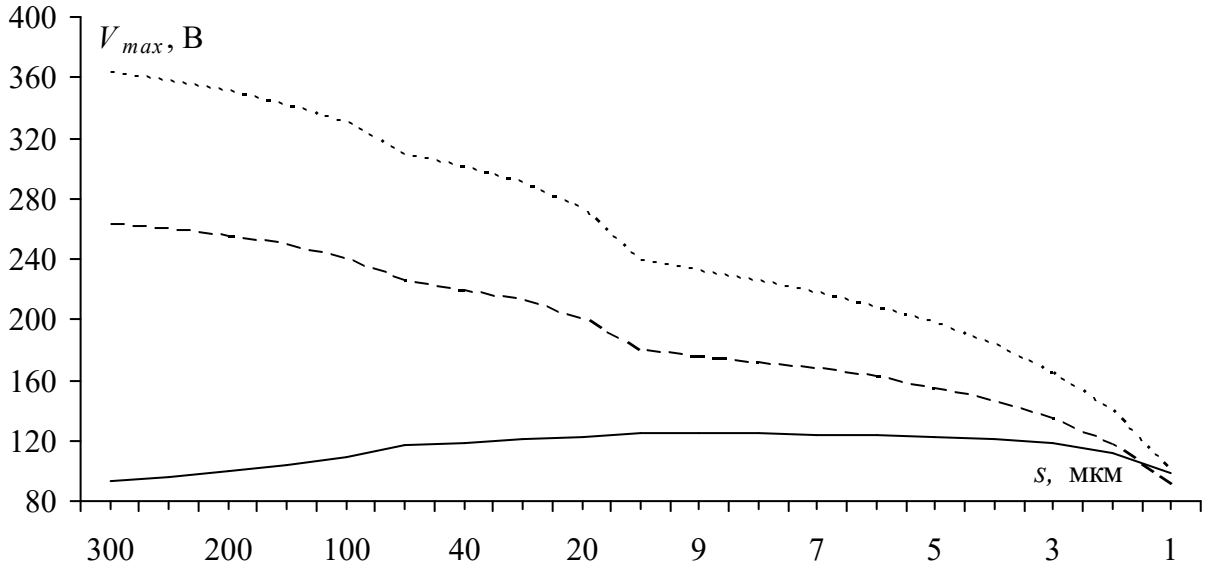


Рисунок 2.43 – Зависимости амплитуд первого (—),
второго (– –) и третьего (- -) пиков на выходе линии от *s* при *l*=3 м

Формы напряжения на выходе линии при *s*=250, 150, 50, 10, 1 мкм представлены на рисунке 2.44. Видно, что моменты прихода первого и третьего пиков выходного напряжения не меняются с уменьшением *s*, тогда как второй пик приходит все раньше. Это объясняет рисунок 2.45, где приведены зависимости погонных задержек нечетной (τ_o) и четной (τ_e) мод, а также их разности (**$\Delta\tau$**) от *s*.

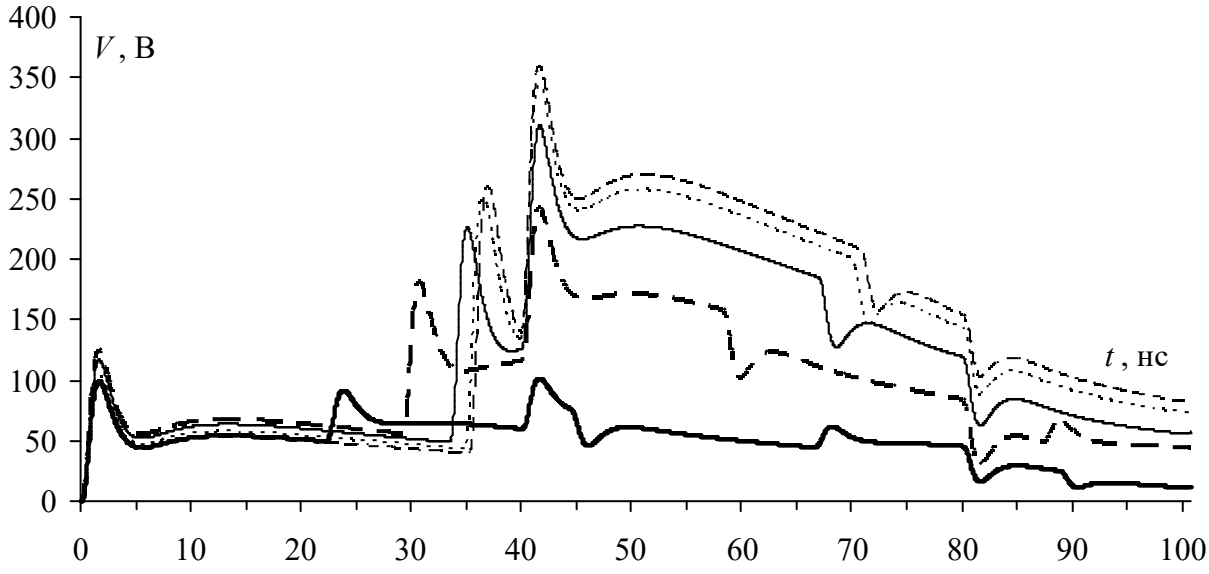


Рисунок 2.44 – Формы напряжения ЭСР на выходе меандровой МПЛ длиной *l*=3 м
при *s*=250 (– –), 150 (- -), 50 (——), 10 (▬ ▬), 1 (▬▬) мкм

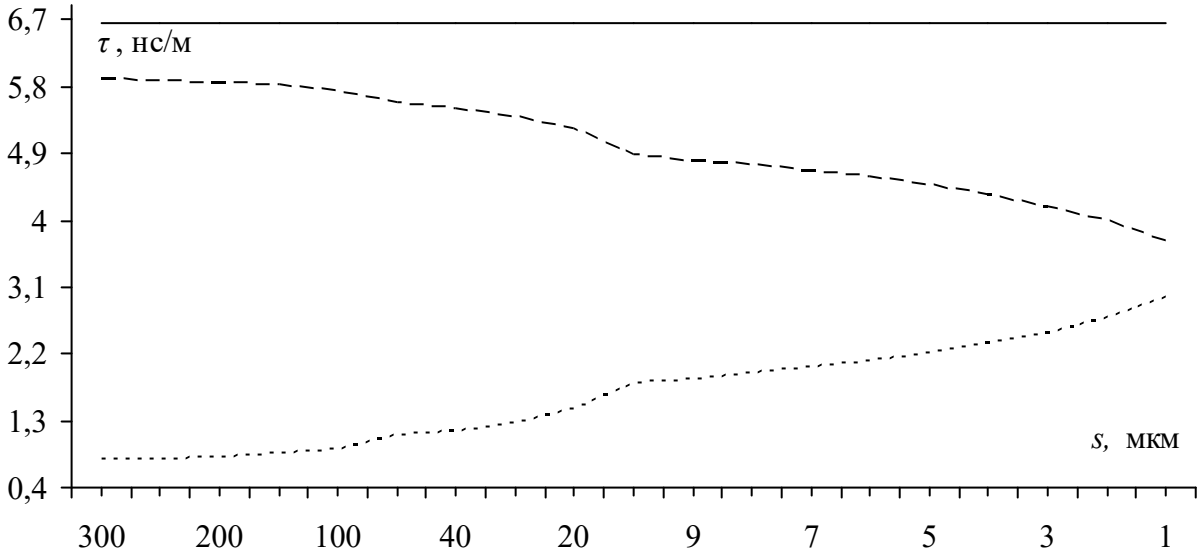


Рисунок 2.45 – Зависимости τ_o (– –), τ_e (—) и $\Delta\tau$ (- -) от s при l=3 м

Как отмечалось выше, $R1$ и $R2$ при моделировании приняты равными $(Z_eZ_o)^{0,5}$, зависящему от s. Поэтому для наглядности на рисунке 2.46 приведены зависимости Z_o и Z_e, а также $(Z_eZ_o)^{0,5}$ от s.

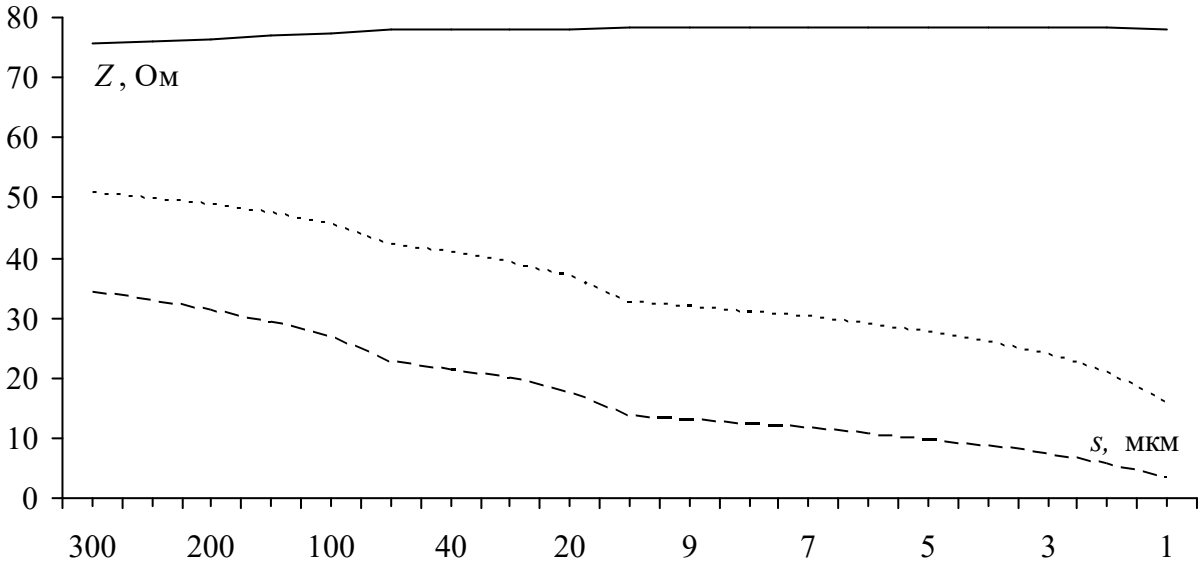


Рисунок 2.46 – Зависимости Z_o (– –), Z_e (—) и $(Z_eZ_o)^{0,5}$ (- -) от s

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

$$\tau_{min}4l=\tau_{max}2l, \quad (2.14)$$

где τ_{min} и τ_{max} – наименьшая и наибольшая из значений погонных задержек четной и нечетной мод соответственно. Упрощение (2.14) даёт (2.12).

Примечательно, что (2.12) может быть выполнено за счет других параметров поперечного сечения (t, h, ε_r, w), и реализация такой линии на практике будет возможна. Кроме того, (2.12) может использоваться для роста длительности СКИ, который может быть разложен в витке меандровой МПЛ полностью, как было показано ранее.

Для проверки достоверности результатов виток моделировался квазистатическим и электродинамическим подходом. На рисунке 2.47 приведены формы выходного напряжения при l=3 м и s=300 мкм, полученные квазистатическим и электродинамическим подходом с грубой и учащенной сетками, а в таблицу 2.8 сведены амплитуды и задержки основных импульсов последовательности. Видно, что формы напряжения хорошо согласуются, но есть отличия. Так, амплитуда напряжения меньше на 3,91 В при электродинамическом анализе (с учащенной сеткой), чем при квазистатическом (отклонение 1,08%). При этом задержка второго импульса меньше на 0,54 нс (1,51%), а третьего – больше на 0,94 нс (2,32%). При электродинамическом анализе учащение сетки уменьшает задержку второго импульса (её значение ближе к задержке второго импульса при квазистатическом анализе), а задержка третьего импульса почти не меняется.

Таблица 2.8 – Максимальные амплитуды и задержки второго и третьего импульсов на выходе МПЛ, полученные электродинамическим и квазистатическим анализом

Подход	t_2, нс	t_3, нс	V_1, В	V_2, В	V_3, В
Квазистатический	35,42	40,11	92,67	262,72	362,73
Электродинамический (с грубой сеткой)	37,16	41,32	84,12	262,19	354,15
Электродинамический (с учащенной сеткой)	35,96	41,05	94,01	261,64	358,82

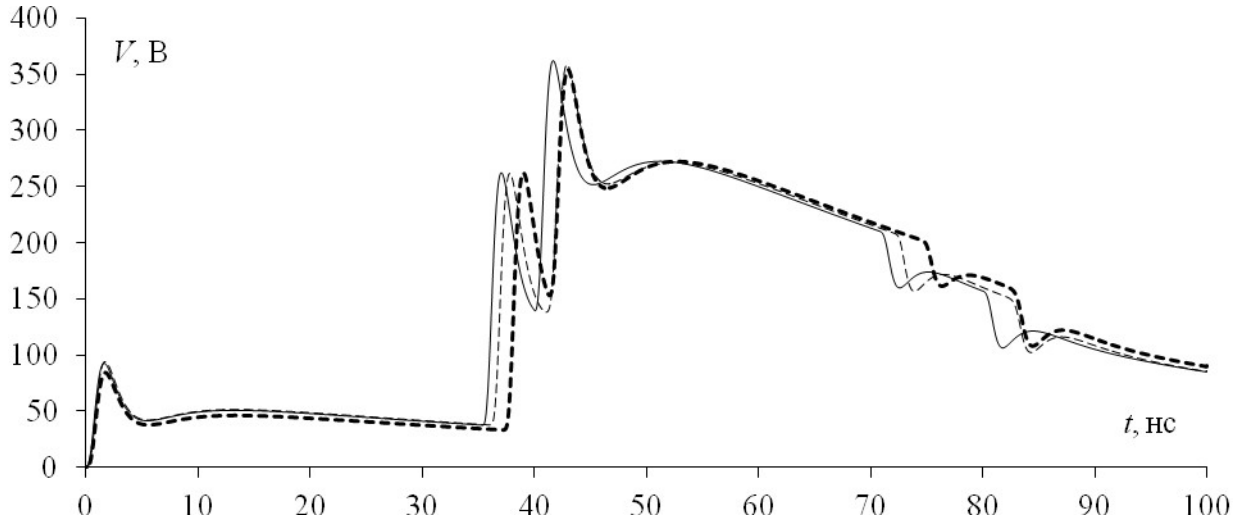


Рисунок 2.47 – Формы напряжения ЭСР на выходе меандровой МПЛ длиной l=3 м при s=300 мкм, полученные квазистатическим анализом (—) и электродинамическим анализом с грубой (- -) и учащенной (– –) сетками

Таким образом, показано изменение формы и амплитуды ЭСР в витке меандровой МПЛ с ростом ее длины. Минимизировался пиковый выброс ЭСР за счет его разложения на импульсы меньшей амплитуды. Выбор оптимальной длины линии дал его ослабление 1,38 раза, а расстояния между проводниками при оптимальной длине линии – 4,6 раза. Среднее геометрическое волновых сопротивлений нечетной и четной мод линии при этом уменьшилось с 50 Ом (при использовании реальных геометрических параметров) до 16 Ом. Однако путем изменения других параметров поперечного сечения возможно выполнение условия $(Z_eZ_o)^{0,5}\approx$*50 Ом. Дополнительный электродинамический анализ дал хорошую согласованность с результатами квазистатического анализа: отклонение по амплитуде 1,08%, а по задержкам – до 2,32%.*

2.2.7 Свернутый виток меандровой микрополосковой линии

Здесь исследован рост ослабления СКИ в витке меандровой МПЛ за счет его сворачивания в витки с усиленной связью [400, 401]. Впервые такое сворачивание показано в [398, 399]. Дополнительно выполнены квазистатический анализ в ADS и электродинамический анализ в EMPro.

Сначала рассмотрен виток меандровой МПЛ. Её поперечное сечение и схема соединений – как на рисунках 2.23 и 2.2 соответственно (виток на рисунке 2.23 далее называется исходным), с d=3w, w=300 мкм, s=100 мкм, t=18 мкм, h=450 мкм, ε_r=10. Эти параметры обеспечивают разложение СКИ на три импульса: перекрестной помехи, нечетной и четной мод. Воздействовал импульс с формой трапеции амплитудой э.д.с. В и длительностью плоской вершины, фронта и спада по 100 пс, $R1$ и $R2$ на рисунке 2.2 приняты по 50 Ом, а l=1 м. Такая длина избыточна для максимального ослабления в такой структуре, как известно из [378], однако она выбрана такой для упрощения анализа искажений. На рисунке 2.48 приведены формы напряжения на выходе исходного витка (в узле $V4$), полученные в системах TUSUR.EMC и ADS.

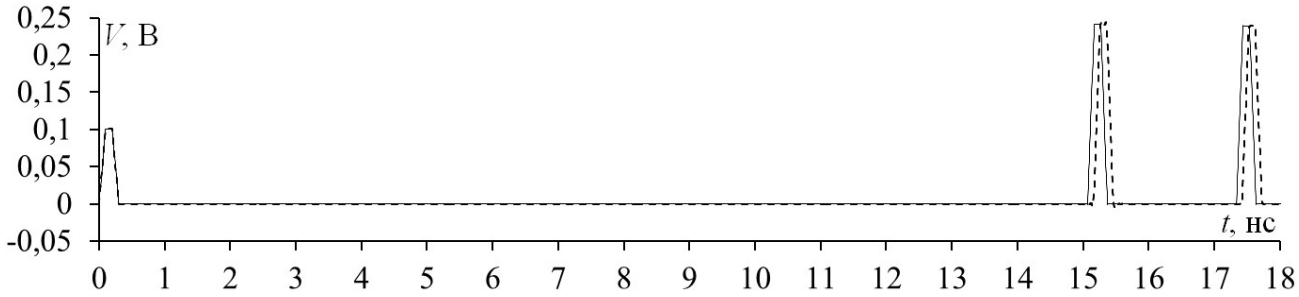


Рисунок 2.48 – Формы напряжения на выходе исходного витка, полученные в системе TUSUR.EMC (—) и ADS (- -)

Из рисунка 2.48 видно, что СКИ раскладывается на последовательность из трех импульсов. Максимальная амплитуда (V_{max}) и задержки нечетной (t_o) и четной мод (t_e) импульсов в системе TUSUR.EMC составили 0,242 В, 15,13 нс и 17,39 нс соответственно, а в ADS – 0,244 В, 15,15 нс и 17,42 нс. Ослабления СКИ (относительно E/2) в TUSUR.EMC и ADS составили 2,07 и 2,05 раза соответственно. Видно, что параметры отличаются незначительно, так что получена хорошая согласованность.

Далее рассмотрен исходный виток (с исходными параметрами поперечного сечения), свернутый в неосновные 2 витка и 1 полувиток (эта структура далее называется свернутым витком). Параметры поперечного сечения свернутого витка такие же, как у исходного. Схема его соединений представлена на рисунке 2.49, где: s_1, s_2, s_3, s_4, s_5 – расстояния между двумя свернутыми проводниками, равные 12 мм, которые в развернутом виде, по существу, являются исходным витком на рисунке 2.2; s_{n1}, s_{n2}, s_{n3}, s_{n4} – расстояния между двумя парами проводников, также равные 12 мм, а l=0,2 м. Эти параметры свернутого витка меандровой МПЛ далее называются исходными.

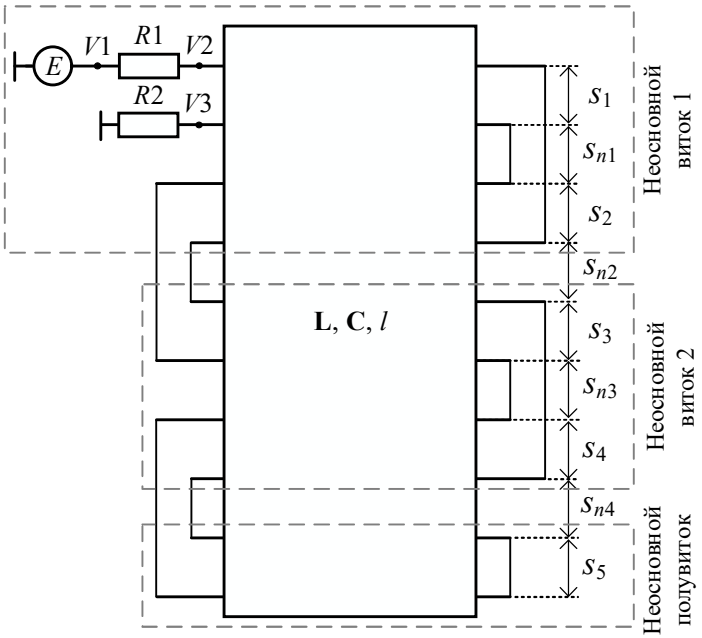


Рисунок 2.49 – Схема соединений свернутого витка меандровой МПЛ

На рисунке 2.50 приведена форма напряжения на выходе свернутого витка меандровой МПЛ (в узле *V*3 на рисунке 2.49).

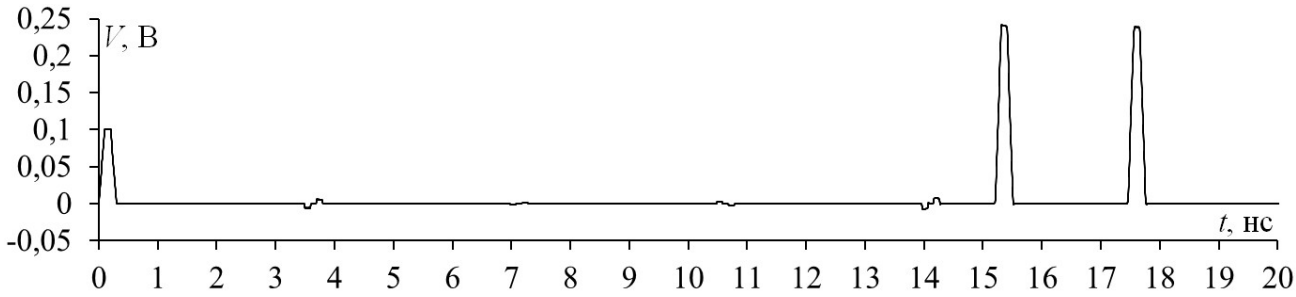


Рисунок 2.50 – Форма напряжения на выходе свернутого витка меандровой МПЛ в ADS

Из рисунка 2.50 видно, что СКИ также раскладывается на три импульса. Ослабление (относительно *E*/2) составило 2,1 раза. Также видно, что в диапазоне 1–15 нс, между первым и вторым импульсами, появляются отражения (до 10 мВ) из-за перемычек (изгибов) и перекрестных помех в неосновных полувитках линии.

Отдельно менялись s_{n1}–s_{n4}. Полученные формы напряжения в узле *V*4 при крайних значениях s_{n1}–s_{n4} представлены на рисунках 2.51–2.54.

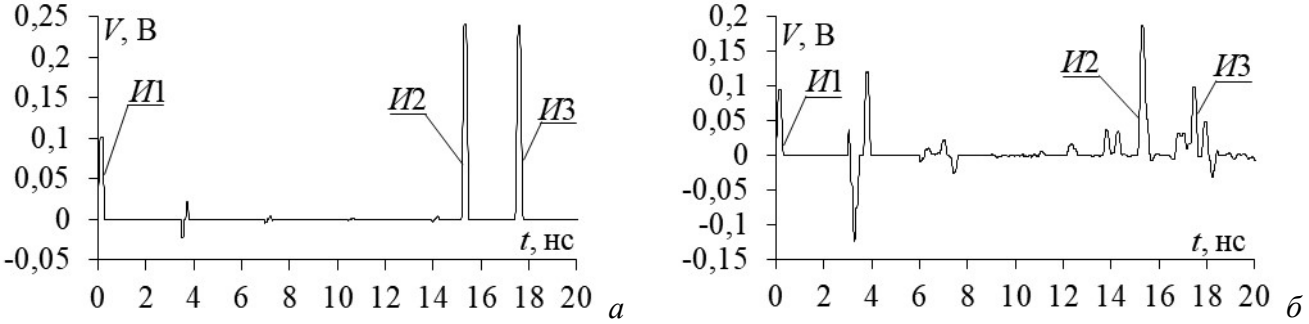


Рисунок 2.51 – Формы напряжения на выходе свернутого витка с s_{n2}=s_{n3}=s_{n4}=12 мм при s_{n1}=6 (*а*) и 0,1 (*б*) мм, полученные в ADS

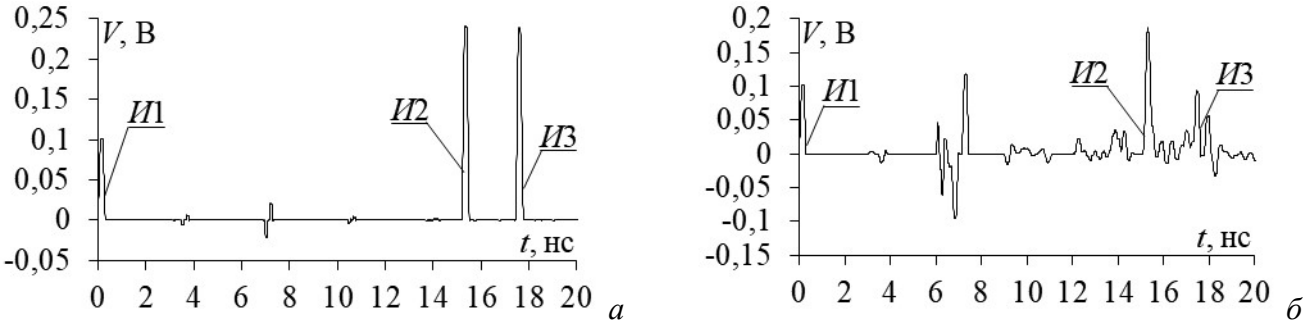


Рисунок 2.52 – Формы напряжения на выходе свернутого витка с $s_{n1}=s_{n3}=s_{n4}=12$ мм при $s_{n2}=6$ (*а*) и 0,1 (*б*) мм, полученные в ADS

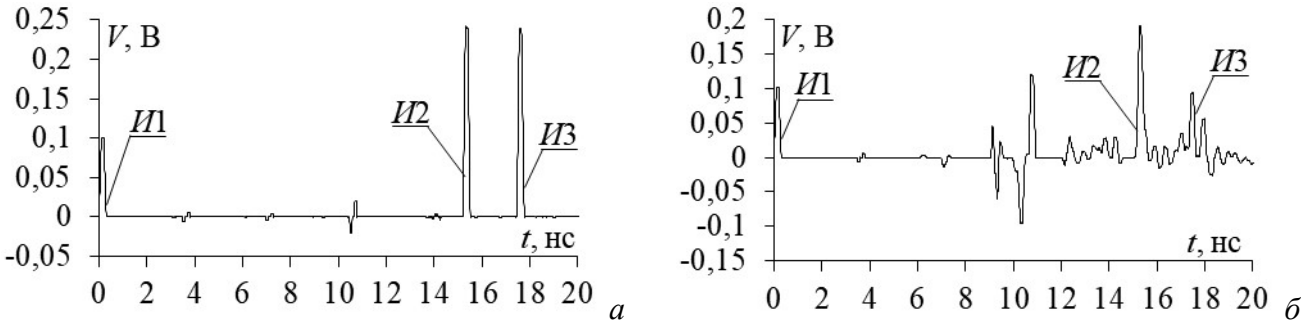


Рисунок 2.53 – Формы напряжения на выходе свернутого витка с $s_{n1}=s_{n2}=s_{n4}=12$ мм при $s_{n3}=6$ (*а*) и 0,1 (*б*) мм, полученные в ADS

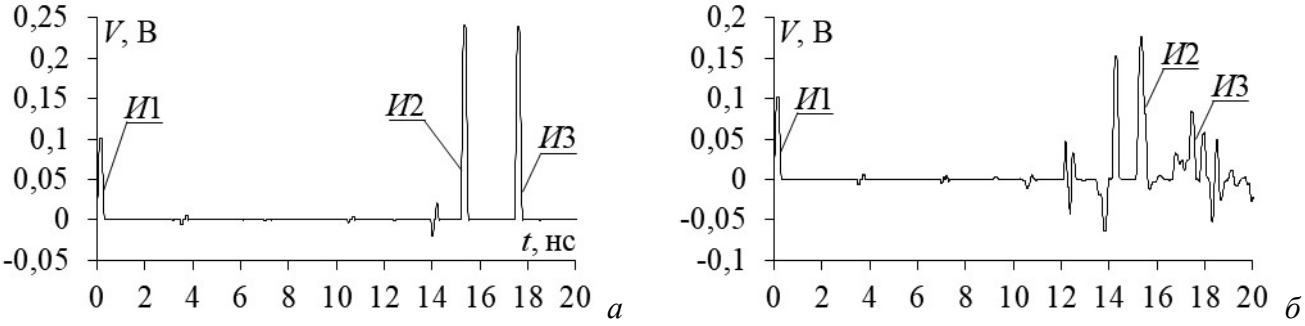


Рисунок 2.54 – Формы напряжения на выходе свернутого витка с $s_{n1}=s_{n2}=s_{n3}=12$ мм при $s_{n4}=6$ (*а*) и 0,1 (*б*) мм, полученные в ADS

Из рисунков 2.51–2.54 видно, что при отдельном уменьшении s_{n1}–s_{n4}, в зависимости от изменяемого параметра s_n, растет амплитуда отражений в различных временных диапазонах: при уменьшении s_{n1} растёт амплитуда импульсов в диапазоне 3–4 нс, при s_{n2} – 6–7,5 нс, при s_{n3} – 9–11 нс, а при s_{n4} – 12–14,5 нс. При уменьшении s_{n1}–s_{n4} влияние осцилляций на форму СКИ увеличивается. При малых s_{n1}–s_{n4} осцилляции накладываются на основные два импульса разложения (*И*2, *И*3) в диапазоне 15–18 нс. Например, при s_{n4} амплитуда *И*2 уменьшается с 241 до 180 мВ, а *И*3 – с 239 до 79 мВ. Амплитуда осцилляций не превышает 120 мВ при малых s_{n1}–s_{n4}. Поэтому уменьшается V_{max}, а максимальное ослабление (относительно $E/2$) составляет 4,9 раза. Более детальная зависимость V_{max} от изменения s_{n1}–s_{n4} по отдельности представлена в таблице 2.9.

Таблица 2.9 – V_{max} при отдельном изменении s_{n1}, s_{n2}, s_{n3} и s_{n4}

s_n, мм	0,1	0,2	0,4	0,8	1,5	3	6
s_{n1}	0,1880	0,2141	0,2294	0,2374	0,2402	0,2412	0,2412
s_{n2}	0,1879	0,2154	0,2300	0,2374	0,2404	0,2415	0,2417
s_{n3}	0,1914	0,2165	0,2301	0,2374	0,2404	0,2415	0,2417
s_{n4}	0,1775	0,2018	0,2245	0,2363	0,2401	0,2411	0,2412

Затем s_{n1}–s_{n4} изменялись одновременно (s_{n1}–s_{n4} обозначены, как s_n). Формы напряжения на выходе свернутого витка при изменении s_n представлены на рисунке 2.55.

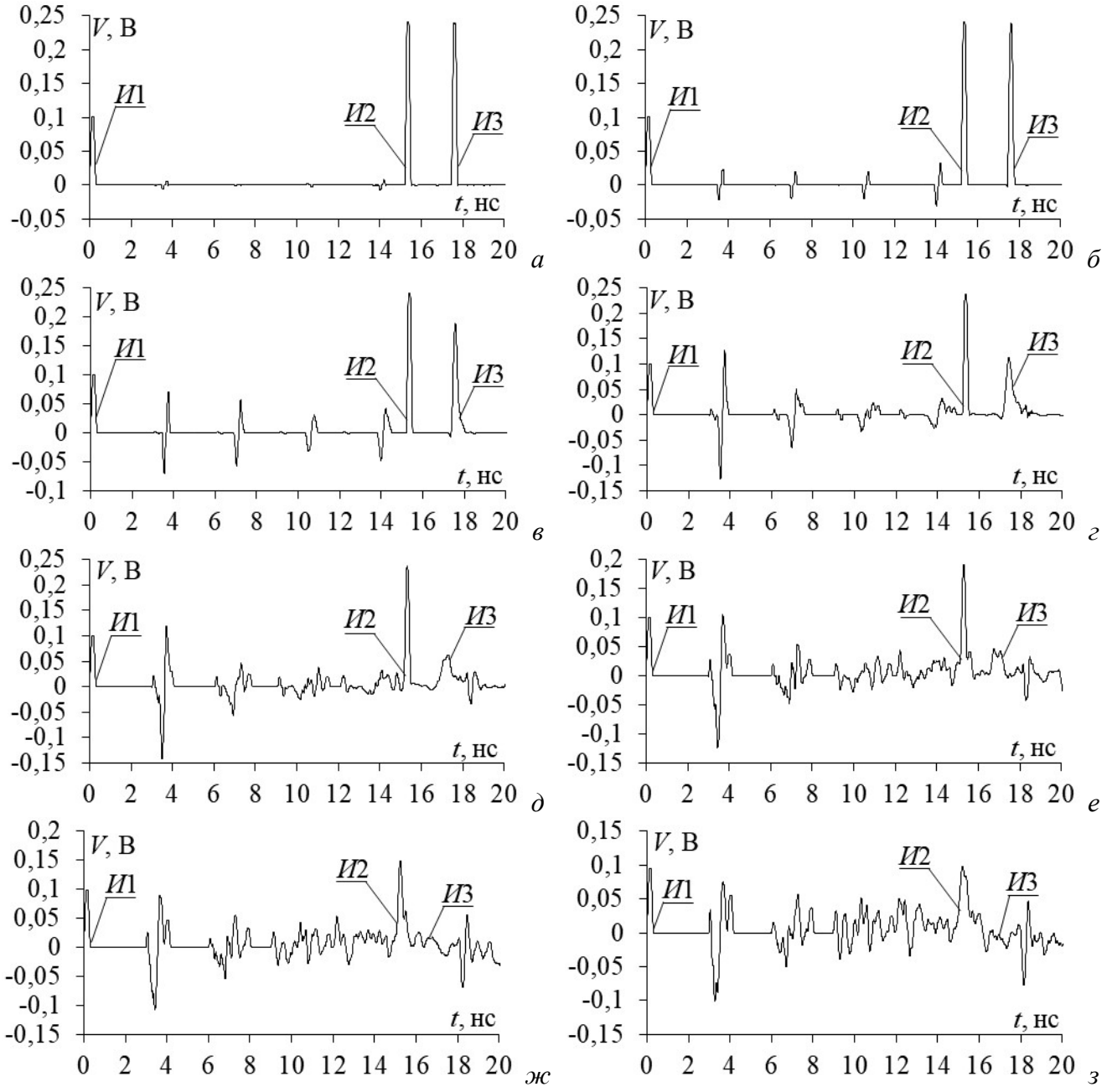


Рисунок 2.55 – Формы напряжения на выходе свернутого витка при s_n=12 (*а*), 6 (*б*), 3 (*в*), 1,5 (*г*), 0,8 (*д*), 0,4 (*е*), 0,2 (*ж*) и 0,1 (*з*) мм, полученные в ADS

Видно, что уменьшение s_n увеличило амплитуды осцилляций во всем временном диапазоне и уменьшило амплитуды импульсов мод, так что ослабление уже составило 5 раз. К

тому же, за счет такого сворачивания линии и уменьшения s_n, ее конечные габариты уменьшаются до 5,7 х 200 мм, когда как у исходного витка они составляют 2,5 × 1000 мм.

Известно, что СКИ опасен для РЭА [128]. Например, его большая амплитуда может привести к электрическому пробою, быстрое время нарастания – к искрообразованию, среднее эффективное значение напряжения – к выгоранию компонентов и т.д. Поэтому для оценки вероятности этих факторов при изменении s_{n1}–s_{n4} использованы N-нормы [80], которые применялись в аналогичных исследованиях [407]. В таблице 2.10 приведены названия, формулы и описания каждой нормы [408, 409].

Таблица 2.10 – Описание и применение N-норм

Норма	Название	Уравнение	Применение
$N1$	Пиковое значение (абсолютное)	$\left\|U(t)\right\|_{\max}$	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
$N2$	Пиковая производная (абсолютная)	$\left\|\frac{dU(t)}{dt}\right\|_{\max}$	Искрение компонента / сбой схемы
$N3$	Пиковый импульс (абсолютный)	$\left\|\int_0^t U(t)\,dt\right\|_{\max}$	Диэлектрический пробой (если U обозначает поле E)
$N4$	Выпрямленный общий импульс	$\int_0^{\infty}\left\|U(t)\right\|dt$	Повреждение оборудования
$N5$	Квадратный корень интеграла действия	$\left\{\int_0^{\infty}\left\|U(t)\right\|^2 dt\right\}^{\frac{1}{2}}$	Выгорание компонента

Сначала сравнены N-нормы в тракте 50 Ом без исследуемой линии (при $E/2$) и на выходе исходного (рисунок 2.23) и свернутого (рисунок 2.49) витков при s_{n1}–s_{n4}=12 мм (таблица 2.11).

Таблица 2.11 – N-нормы без линии и на выходе исходного и свернутого витков при s_{n1}–s_{n4}=12 мм

Структура	$N1$	$N2\cdot10^{9}$	$N3\cdot10^{-10}$	$N4\cdot10^{-10}$	$N5\cdot10^{-6}$
Тракт 50 Ом без линии	0,5	5	5	1,0003	6,457
Исходный виток	0,241	2,406	1	1,373	4,653
Свернутый виток (s_{n1}–s_{n4}=12 мм)	0,241	2,407	1	1,481	4,648

Видно, что в исходном витке $N1$ и $N2$ уменьшаются в 2,08 раза, тем самым значительно уменьшая вероятность электрического пробоя и дугового разряда. $N3$ уменьшилась в 5 раз, что многократно уменьшает вероятность диэлектрического пробоя. $N4$ увеличилась в 1,48 раза из-за импульсов с отрицательной полярностью. $N5$ уменьшилась на 1,39 раза, 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%.

Рассмотрено влияние одновременного изменения s_{n1}–s_{n4} на N-нормы. Зависимости N-норм от s_n представлены в таблице 2.12 и на рисунке 2.56.

Таблица 2.12 – Зависимости *N*-норм от s_n

s_n, мм	*N*1	$N2\cdot10^{9}$	$N3\cdot10^{-9}$	$N4\cdot10^{-10}$	$N5\cdot10^{-6}$
12	0,241	2,407	1	1,481	4,648
6	0,241	2,407	1	1,861	4,649
3	0,241	2,406	1	3,054	4,645
1,5	0,239	2,417	1	4,429	4,595
0,8	0,238	2,289	1,001	5,431	4,604
0,4	0,192	2,105	1,001	5,827	4,326
0,2	0,149	1,728	0,993	6,257	4,23
0,1	0,101	1,431	0,997	6,3	4,12

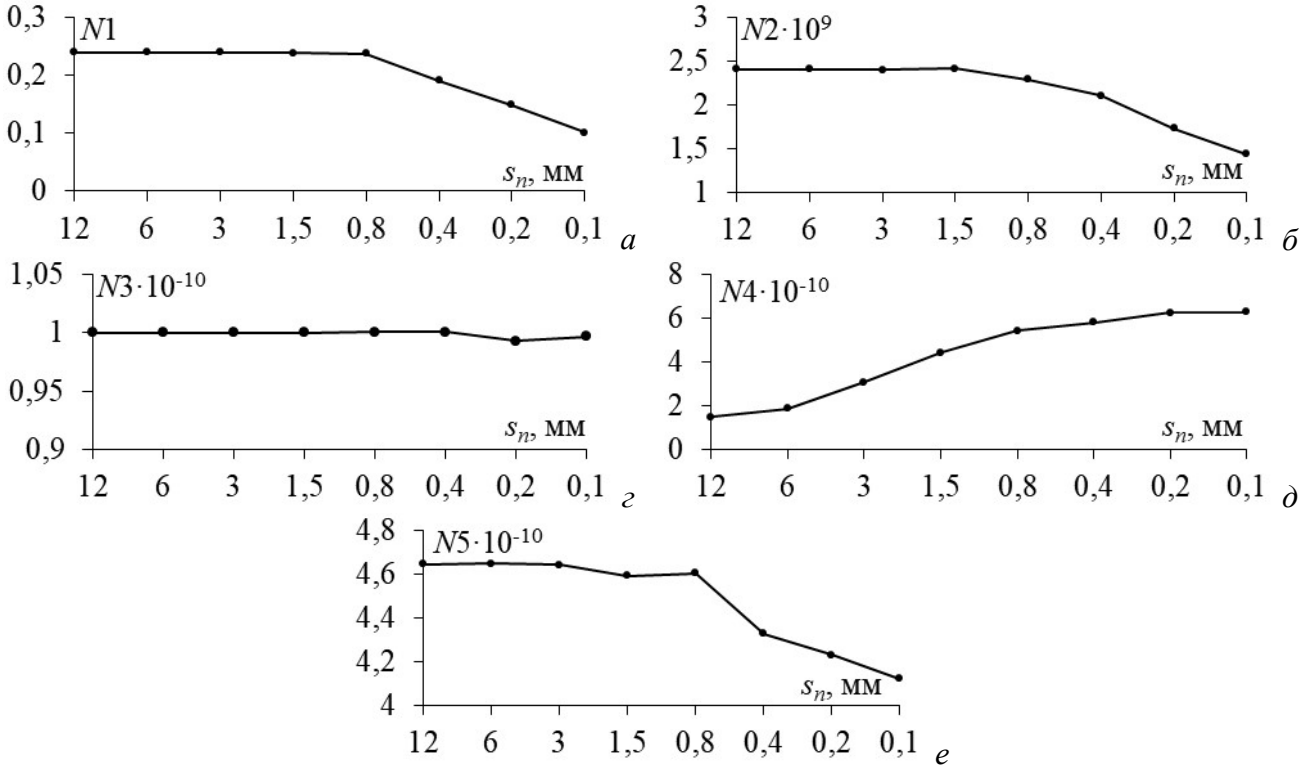


Рисунок 2.56 – Зависимости *N*1 (*а*), *N*2 (*б*), *N*3 (*в*), *N*4 (*г*) и *N*5 (*д*) от s_n

Амплитуда на выходе, характеризуемая нормой *N*1, до s_n=0,8 мм почти не меняется, а далее снижается до 101 мВ. При уменьшении s_n до 0,1 мм *N*2 уменьшается в 1,7 раза. *N*3 почти не меняется при уменьшении s_n. *N*4 увеличивается в 4,3 раза. *N*5 так же, как *N*1, до s_n=0,8 мм почти не меняется, а после уменьшается в 1,128 раза. На рисунке 2.57 представлены формы напряжения на выходе свернутого витка с исходными геометрическими параметрами и s_n=0,1 мм, полученные в ADS и EMPro с учетом потерь и без него. При этих параметрах получено максимальное ослабление.

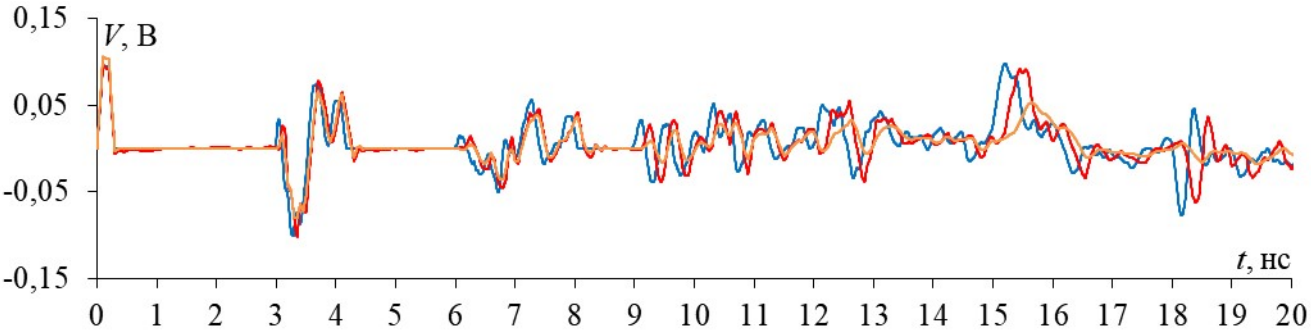


Рисунок 2.57 – Формы напряжения на выходе свернутого витка,
полученные в ADS (—) и EMPro без потерь (—) и с потерями (—)

Видно, что амплитуда на выходе свернутого витка определяется импульсом отрицательной полярности. Её значения, по ADS и САПР EMPro с учетом потерь и без них, близки: около 100 мВ, как и ослабление – около 5 раз.

Важным аспектом является анализ скорости передачи данных в линиях передачи, поэтому рассмотрено искажение полезного сигнала в свернутом витке. Выбор скорости передачи данных должен соответствовать полосе пропускания структуры. Поэтому на рисунке 2.58 представлена частотная зависимость $|S_{21}|$ для свернутого витка МПЛ с исходными параметрами и s_n=0,1 мм. Из нее найдена частота среза 45 МГц. Для дальнейшего анализа использован источник псевдослучайной двоичной последовательности из 10000 бит при скорости передачи данных 50 Мбит/с. Дополнительно рассмотрена скорость передачи данных 100 Мбит/с. На рисунке 2.59 представлены зависимости параметров полезного сигнала от s_n свернутого витка.

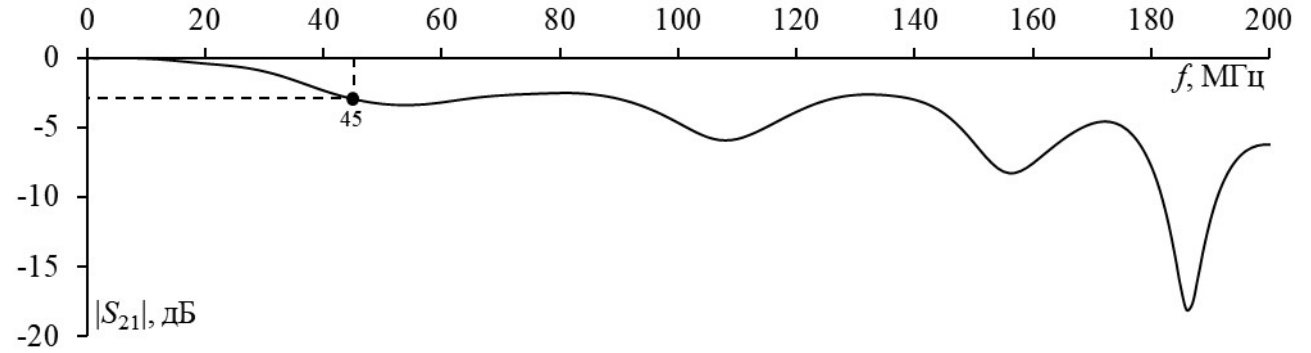


Рисунок 2.58 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ до 200 МГц
по электродинамическому моделированию с учетом потерь

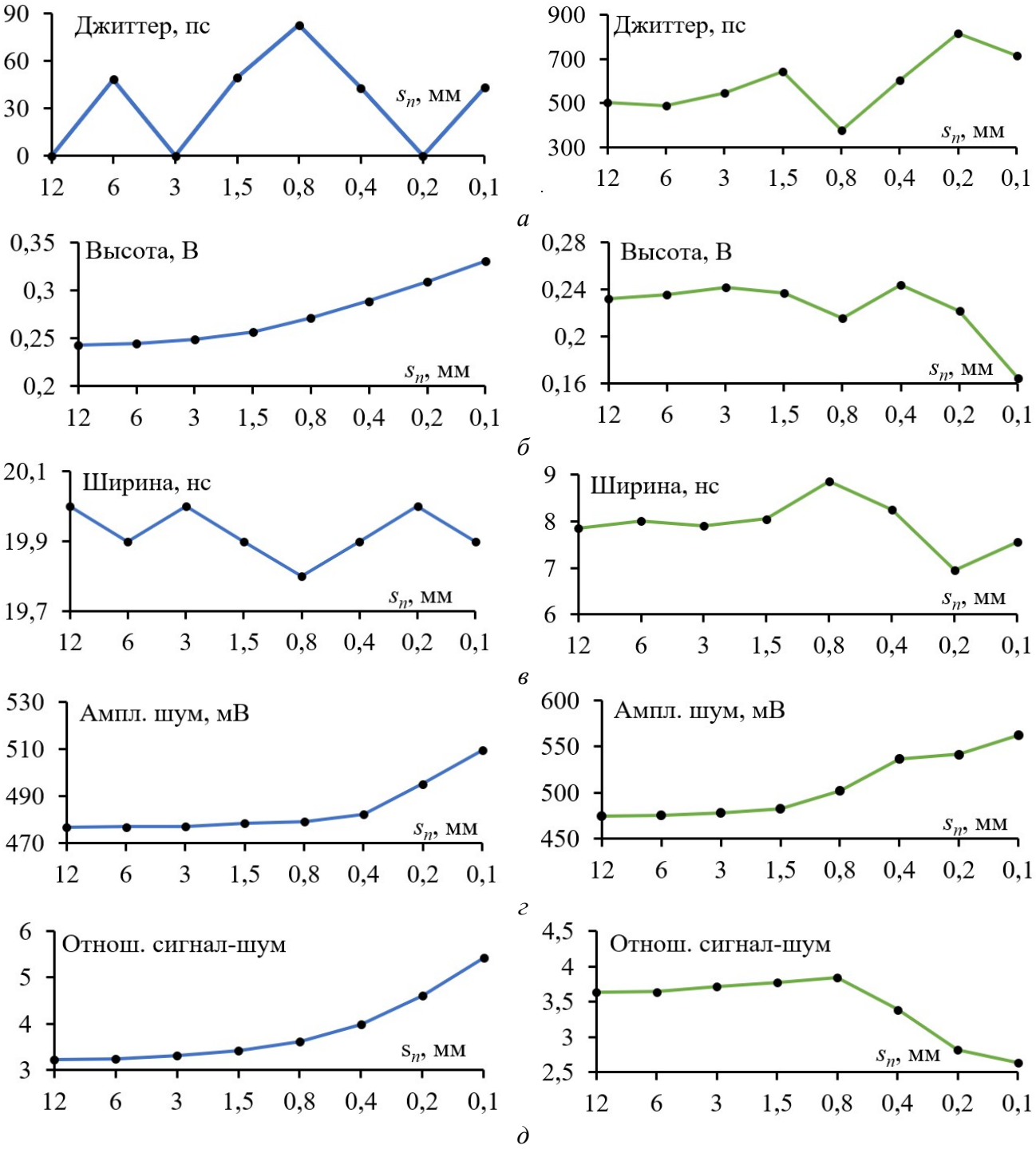


Рисунок 2.59 – Зависимости основных параметров целостности полезного сигнала (джиттер (*а*), высота (*б*) и ширина (*в*) глаза, амплитудный шум (*г*) и отношение сигнал-шум (*д*)) от s_n при битрейтах 50 (слева) и 100 (справа) Мбит/с

Видно, что при 50 Мбит/с зависимость джиттера нелинейна. Такое поведение обусловлено сложной интерференцией полезного сигнала с множественными отражениями и перекрестными наводками, возникающими в свернутой структуре. Например, при s_n=3 мм эти паразитные эффекты взаимно компенсируются, минимизируя джиттер, в то время как при s_n=0,8 мм они складываются, приводя к его максимуму 82 пс. Его минимум – менее 1 пс при s_n=12, 3 и 0,2 мм. При 100 Мбит/с максимум составил 814 пс при s_n=0,2 мм, а минимум – 376 пс

при s_n=0,8 мм. Наибольшее влияние s_n оказывает на амплитудный шум. В результате для 50 Мбит/с отношение сигнал/шум увеличивается с 3,2 до 5,4. Для 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 2.60 и 2.61 показаны глазковые диаграммы. Глаз автоматически центрируется и отображается в середине диапазона горизонтальной оси. Цвет указывает на количество пересечений сегмента в плоскости время-напряжение. Синие области являются холодными, в то время как красный цвет указывает на большее число пересечений. Во всех исследованных случаях глаз остается открытым, поэтому вероятность битовых ошибок низка. Во время моделирования вычислены контуры постоянной вероятности ошибки и добавлены к глазковым диаграммам в виде bit error rate contour.

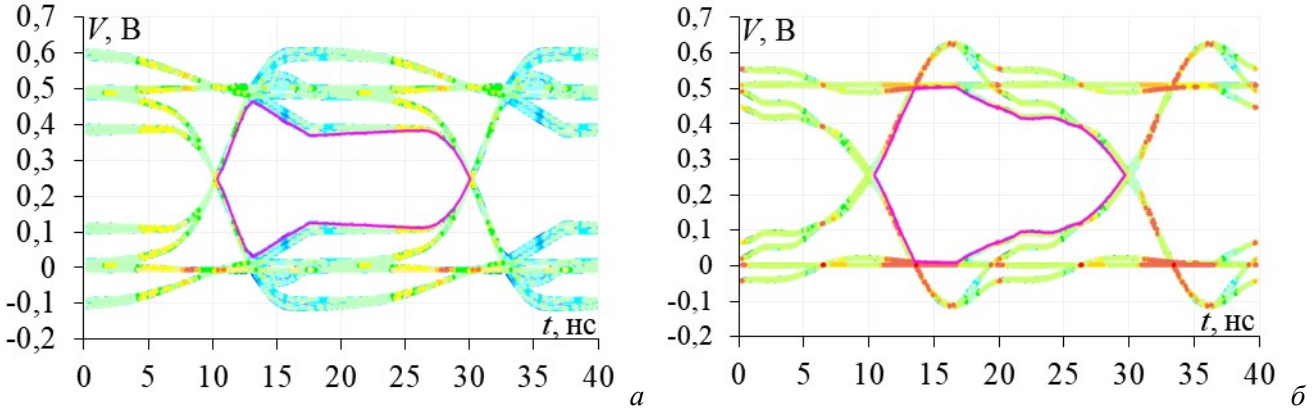


Рисунок 2.60 – Глазковые диаграммы для свернутого витка при s_n=12 (*а*), 0,1 (*б*) мм и битрейте 50 Мбит/с

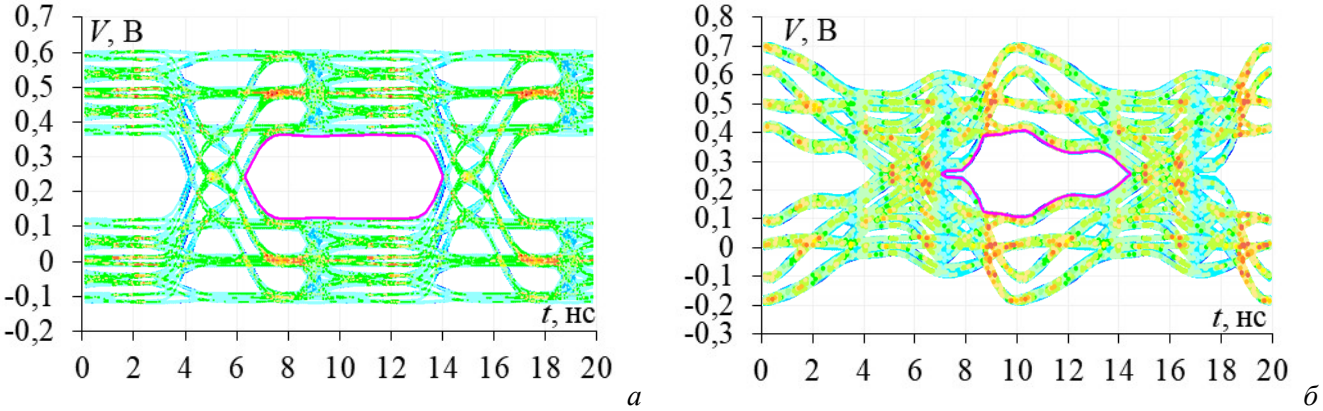


Рисунок 2.61 – Глазковые диаграммы для свернутого витка при s_n=12 (*а*), 0,1 (*б*) мм и битрейте 100 Мбит/с

На основании полученных результатов, можно определить потенциальную область применения свернутого витка. Так как его полоса пропускания при s_n=0,1 мм составила 45 МГц, то он может использоваться для передачи данных в различных интерфейсах, например совместно с PLL1707 [410] (Texas Instruments), который представляет собой многоблочный генератор с фазовой блокировкой (PLL). Его общий джиттер составляет 50 пс при тактовой

частоте 27 МГц, что достижимо в исследуемом свернутом витке. Также важно отметить, что свернутая линия может применяться совместно с газоразрядным устройством. Это актуально, поскольку для газоразрядного устройства характерно недостаточное быстродействие [411], обусловленное тем, что на возникновение электрического разряда в нем требуется значительное время. По этой причине защищаемые цепи в РЭА должны выдерживать воздействие помехи до тех пор, пока устройство не сработает. В этой связи, воздействие мощного СКИ может быть губительным, поскольку газоразрядное устройство не успеет сработать из-за быстрого нарастания СКИ. Однако при совместном использовании исследуемого витка с газоразрядным устройством можно исключить этот недостаток. Так, сначала СКИ будет разложен на последовательность импульсов меньшей амплитуды в свернутом витке, первые из которых, пройдя через газоразрядное устройство, могут «подготовить» его к срабатыванию, а остальные импульсы разложения уже будут отсечены газоразрядным устройством. При этом, чтобы защищаемые цепи выдержали воздействие СКИ до тех пор, пока не сработает газоразрядное устройство, СКИ в свернутой линии может быть разложен на последовательность импульсов с возрастающей амплитудой. Последнее достижимо за счет оптимального подбора параметров s_{n1}, s_{n2}, s_{n3} и s_{n4}, оказывающих разное влияние на амплитуду осцилляций.

Таким образом, выявлено, что уменьшение s_n усиливает влияние искажений на основной сигнал и уменьшает V_{max}. По N-нормам выявлено, что уменьшение s_n уменьшает вероятности электрического пробоя, дугового разряда и выгорания компонента. При этом вероятность пробоя диэлектрика не изменяется, а вероятность повреждения компонента из-за общей энергии импульса уменьшается. Максимальное ослабление СКИ на выходе свернутого витка составило 4,95 раза. Выявлена приемлемая согласованность результатов, полученных в разных программных продуктах. Показано влияние s_n на целостность полезного сигнала. Оно обусловлено интерференцией падающих и отраженных волн, перекрестными помехами, дисперсией и различными задержками мод. Это, в свою очередь, приводит к росту фазового и амплитудного джиттеров. Тем не менее, результаты показывают, что при битрейте 50 Мбит/с некоторые характеристики улучшаются, чего нельзя сказать о битрейте 100 Мбит/с.

2.2.8 Лабораторные эксперименты

Здесь выполнена верификация основных предлагаемых решений посредством экспериментов [377, 378, 402], а также проанализировано прохождение полезного сигнала телевизионного стандарта DVB-T2 по витку меандровой МПЛ [391].

2.2.8.1 Разложение сверхкороткого импульса в витке

Здесь экспериментально подтверждена возможность разложения СКИ в витке меандровой МПЛ на последовательность импульсов меньшей амплитуды, а также исследован коэффициент передачи витков [376, 378].

Для подтверждения возможности защиты РЭА от СКИ за счет его разложения в витке меандровой МПЛ нужно выполнить экспериментальные исследования. Поскольку выше моделировались идеализированные структуры, а не реальные межсоединения ПП, то надо предварительно оптимизировать параметры поперечного сечения меандровой МПЛ в соответствии с реальными параметрами ПП для изготовления макетов.

В качестве основы ПП выбран типовой материал – двухсторонне фольгированный стеклотекстолит марки FR-4 без защитной паяльной маски. Толщина основы ПП и толщина фольги выбранного материала равны h=2 мм и t=35 мкм. Так как часть параметров поперечного сечения линии имеет типовые значения, то выполнена оптимизация только w и s. С целью согласования витка с трактом 50 Ом. Для этого нужно обеспечить $(Z_eZ_o)^{0,5}$. После оптимизации принято w=2,5 мм и s=250 мкм для первого макета. Для остальных макетов s уменьшалось до 100 мкм с шагом 50 мкм для усиления связи между сигнальными проводниками и оценки возможности выравнивания амплитуды первых трех импульсов.

Следующим шагом является выбор значения l, которое обеспечит выполнение (2.7) для разложения СКИ на импульсы четной и нечетной мод. Поскольку полагалось, что эксперимент будет проводиться на базе комбинированного осциллографа С9–11, то известна минимальная длительность воздействующего импульса (около 100 пс), обеспечиваемая генератором. Таким образом, по (2.7) можно вычислить минимум l для разложения СКИ на импульсы. Для этого с помощью метода моментов получены значения погонных задержек четной и нечетной мод линии: τ_e=6,63 нс/м и τ_o=5,80 нс/м при s=250 мкм. Тогда, для выполнения (2.7) l_{min}=60,3 мм. Однако при проведении эксперимента с реальным СКИ и реальной ПП необходимо также учитывать, что, из-за дисперсии, потерь и ряда прочих факторов, в реальном межсоединении СКИ может быть не до конца разложен на импульсы четной и нечетной мод. Также надо учитывать, что дисперсия больше влияет на амплитуду более коротких импульсов. Для исключения влияния описанных факторов с запасом принято l=90 мм. По результатам предварительной оптимизации изготовлена ПП с набором макетов меандровой МПЛ (рисунок 2.62). Длина каждого из полувитков (по длине зазора) составляет 90 мм, а перемычки между ними – ($2w$+s).



Рисунок 2.62 – ПП с макетами меандровых МПЛ

После изготовления ПП, с помощью увеличительного стекла с нанесенной на него измерительной линейкой с ценой деления 0,1 мм и микрометра с ценой деления 0,01 мм измерены реальные геометрические параметры каждого из витков на ПП. Усредненные значения геометрических параметров платы и витков следующие: w=2,45 мм, s=300, 250, 200, 150 мкм, t=45 мкм, h=2 мм. По измеренным данным вычислены и сведены в таблицу 2.13 значения τ_e, τ_o, $\Delta\tau=\tau_e-\tau_o$, Z_e, Z_o и $(Z_eZ_o)^{0,5}$.

Таблица 2.13 – Параметры изготовленных макетов витков меандровых МПЛ

s, мкм	τ_e, нс/м	τ_o, нс/м	$\Delta\tau$, нс/м	Z_e, Ом	Z_o, Ом	$(Z_eZ_o)^{0,5}$, Ом
300	6,720	5,944	0,776	33,636	72,974	49,544
250	6,719	5,922	0,797	32,342	73,384	48,717
200	6,719	5,894	0,824	30,820	72,805	47,694
150	6,718	5,853	0,865	28,953	74,237	46,362

Из таблицы 2.13 видно, что погонная задержка четной моды почти не меняется, а нечетной – снижается с уменьшением s, что увеличивает $\Delta\tau$. При этом слабо (до 3 Ом) уменьшается $(Z_eZ_o)^{0,5}$, что при эксперименте изменит амплитуды импульсов из-за рассогласования.

Для эксперимента, с выхода генератора на вход комбинированного осциллографа С9-11 подавался сигнал с длительностью 40 пс по половине от максимального уровня (527 мВ). Оцифрованная осциллограмма напряжения на выходе генератора (на нагрузке 50 Ом) приведена на рисунке 2.63.

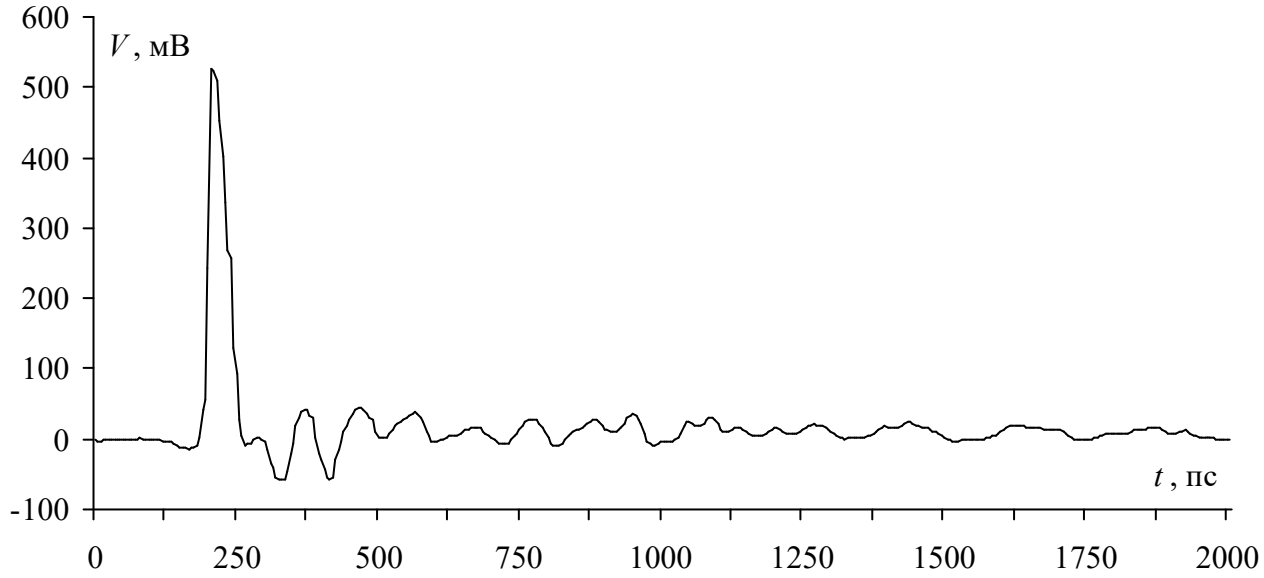


Рисунок 2.63 – Осциллограмма напряжения на выходе генератора (на нагрузке 50 Ом)

Между выходом генератора и входом осциллографа С9-11 по одному включались макеты линий. Осциллограммы сигнала на выходе каждого из макетов представлены на рисунке 2.64. Видно, что сигнал на выходе всех линий представлен тремя основными импульсами, первый из которых является перекрестной помехой на ближнем конце, а второй и третий – импульсами нечетной и четной мод. Осциллограммы качественно подтверждают ожидаемые результаты. Однако, для количественного согласования результатов эксперимента и моделирования необходимо при моделировании использовать реальную форму воздействия, например, за счет оцифровки осциллограммы сигнала на выходе генератора, а также учитывать потери и дисперсию в линии. Максимальное ослабление амплитуды СКИ составило 3,15 раза. Необходимо отметить, что сигнал на выходе линии имеет дополнительную задержку около 550 пс, которая обусловлена наличием в измерительном тракте дополнительных переходных устройств, а также выводов линии на ПП, которые необходимы для ее включения в тракт. Сводные результаты эксперимента представлены в таблице 2.14, где $V1$, $V2$ и $V3$ – амплитуды импульсов 1, 2 и 3 соответственно, $\Delta\tau_{21}=\tau_2-\tau_1$ – разность задержек импульсов 2 и 1, а $\Delta\tau_{32}=\tau_3-\tau_2$ – 3 и 2. Эти значения измерены маркерами осциллографа, установленными в точках максимального напряжения импульсов.

Таблица 2.14 – Экспериментальные зависимости амплитуд первых трех импульсов и разности задержек между их вершинами на выходе макетов меандровых МПЛ от s

s, мкм	V_1, мВ	V_2, мВ	V_3, мВ	$\Delta\tau_{21}$, пс	$\Delta\tau_{32}$, пс
300	67,1	93,8	87	1016	160
250	71,1	89,9	83	1016	160
200	74	86	81,5	1012	164
150	79	84	81	1012	172

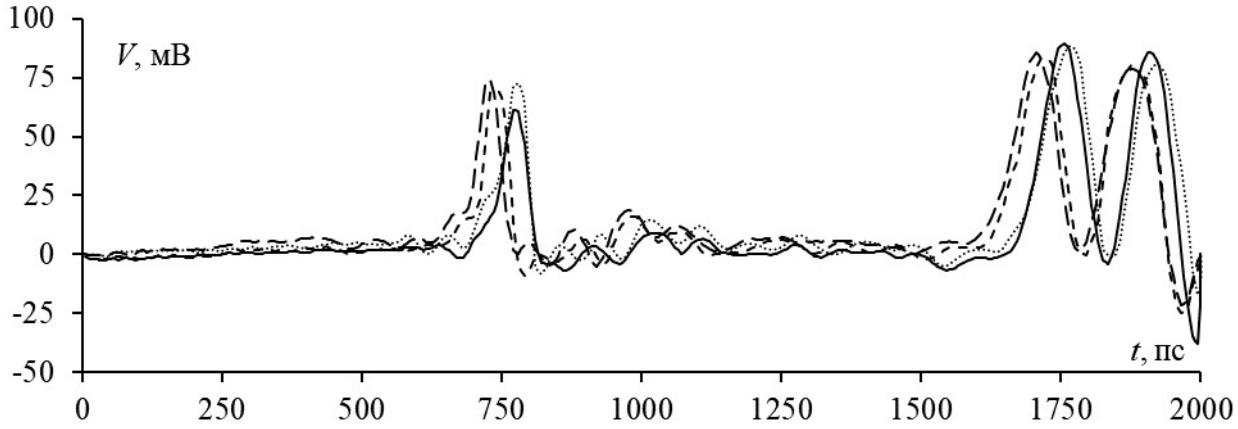


Рисунок 2.64 – Осциллограммы напряжения на выходе макетов меандровых МПЛ при s=300 (—), 250 (···), 200 (- -), 150 (– –) мкм

Из таблицы 2.14 видно, что уменьшение s увеличивает амплитуду импульса 1 (перекрестной помехи на ближнем конце) и уменьшает амплитуды импульсов 2 и 3 (четной и нечетной мод), что подтверждает возможность минимизации амплитуды напряжения на выходе витка меандровой МПЛ за счет выравнивания амплитуд импульсов 1–3. Видно последовательное приближение к оптимальному выбору: амплитуда сигнала на выходе уменьшилась с 93,8 мВ до 84 мВ, а амплитуда первого импульса лишь на 5 мВ меньше. Также видно характерное увеличение $\Delta\tau$ при усилении связи между проводниками за счет уменьшения разноса, способствующее разложению сигнала на моды.

Моделировалась форма напряжения на выходе того же витка с воздействием из рисунка 2.63 и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике для сравнения результатов моделирования и эксперимента. Внутреннее сопротивление генератора и сопротивление нагрузки линии взяты по 50 Ом. Для учета потерь вычислены матрицы погонных сопротивлений **R** (с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости и потерь в опорном проводнике) и проводимостей **G** (по известной модели частотной зависимости ε_r и $\mathrm{tg}\delta$ материала FR-4 [412]). На частоте 1 ГГц

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix}3,49 & 0\\ 0 & 3,49\end{bmatrix}\ \text{Ом/м},\ \mathbf{G}=\begin{bmatrix}10,48 & -3,93\\ -3,93 & 10,48\end{bmatrix}\ \text{мСм/м}.$$

Вычисленные формы напряжения на выходе макетов меандровых МПЛ показаны на рисунке 2.65, а сводные результаты – в таблице 2.15.

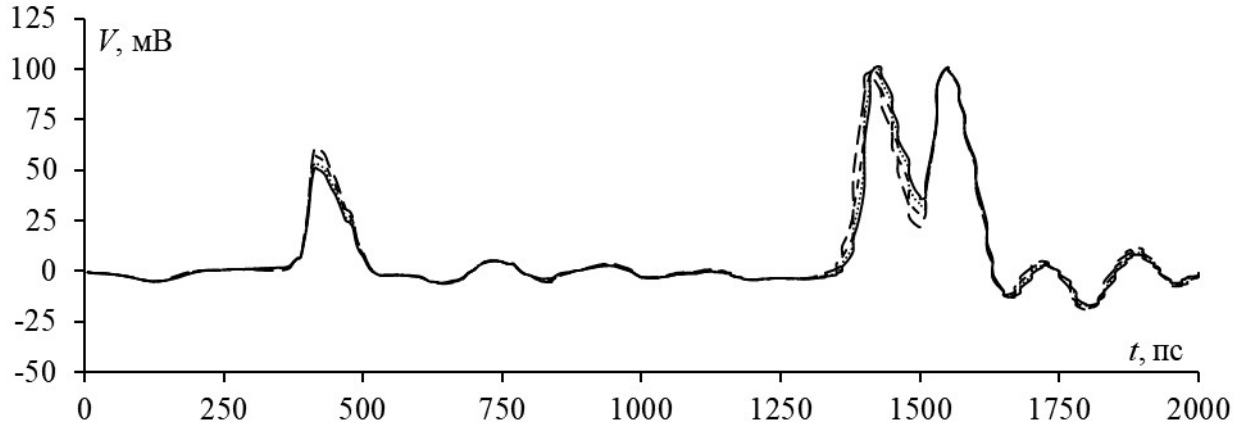


Рисунок 2.65 – Вычисленные формы напряжения на выходе макетов меандровых МПЛ при s=300 (—), 250 (···), 200 (- -), 150 (– –) мкм

Таблица 2.15 – Вычисленные зависимости амплитуд первых трех импульсов и разности задержек между их вершинами на выходе макетов меандровых МПЛ от s

s, мкм	V_1, мВ	V_2, мВ	V_3, мВ	$\Delta\tau_{21}$, пс	$\Delta\tau_{32}$, пс
300	51	100,5	100,5	1015	120,4
250	53,5	100,5	100,5	1007	126,4
200	57	99,5	100,5	1003	129,1
150	61	98,5	101	992	138,2

Из сравнения рисунков 2.64 и 2.65, а также таблиц 2.14 и 2.15 следует, что результаты моделирования и натурного эксперимента хорошо согласуются по времени: разности задержек импульсов 1 и 2 почти совпадают, а 2 и 3 – в эксперименте в 1,2–1,3 раза больше, чем в моделировании. Амплитуды напряжений на выходе меандровых МПЛ также мало отличаются: в эксперименте амплитуда импульса 1 больше в 1,29–1,32 раза в зависимости от s, 2 – меньше в 1,07–1,17 раза, а 3 – меньше в 1,15–1,24 раза. Эта разница объяснима влиянием неоднородностей соединительных устройств и стыка полувитков, которые не учитываются при моделировании, а также недостаточной точностью измерения реальных параметров ПП после ее изготовления.

Вычислен модуль коэффициента передачи $|S_{21}|$ каждого из макетов с учетом их реальных геометрических параметров. Сначала оценено влияние потерь на $|S_{21}|$. Для этого выполнено моделирование без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. Внутреннее сопротивление генератора $R1$ и сопротивление нагрузки $R2$ взяты по 50 Ом. При моделировании без потерь матрицы **R** и **G** приняты нулевыми.

На рисунке 2.66 приведены вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ для каждого из макетов, а в таблицу 2.16 для них сведены полосы пропускания по уровню минус 3 дБ при моделировании с учетом и без учета потерь. Видно, что полоса пропускания каждого из витков составляет 1,2–1,3 ГГц, однако при моделировании с учетом потерь она шире для всех макетов: для s=300 мкм на 70 МГц, а s=150 мкм – 80 МГц. Кроме того, учет потерь приводит к сдвигу резонансов $|S_{21}|$ в область более высоких частот и уменьшению затухания на частотах этих

резонансов. Например, при *s*=300 мкм максимальное затухание с учетом и без учета потерь составляет минус 55 и минус 30,5 дБ соответственно, а *s*=150 мкм – минус 56,5 и минус 40 дБ.

Таблица 2.16 – Полоса пропускания (ГГц) витков меандровой МПЛ

s, мкм	Моделирование		Эксперимент
	без потерь	с потерями	
300	1,28	1,35	1,13
250	1,25	1,34	1,13
200	1,24	1,32	1,12
150	1,22	1,30	1,14

Дополнительно выполнен эксперимент по измерению частотной зависимости $|S_{21}|$ каждого из макетов с использованием скалярного анализатора цепей Р2М-40 в диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц. Для включения макетов в измерительный тракт, к выводам каждого из витков напаяны соединители типа SMA. Для сравнения на рисунке 2.66 приведены измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$, а в таблицу 2.16 сведены полосы пропускания для каждого из витков по уровню минус 3 дБ. Из сравнения полученных результатов видно, что измеренные и вычисленные зависимости согласуются качественно в диапазоне до 5 ГГц. Также видно, что измеренные зависимости имеют меньшую полосу пропускания, которая практически не зависит от разноса между сигнальными проводниками меандра и не превышает 1,15 ГГц. В области выше 5 ГГц наблюдается большое количество резонансов с уровнем до минус 62 дБ. Количественное несовпадение результатов может быть связано с некорректным учетом потерь в проводниках, в том числе на излучение. Кроме этого, несовпадение результатов может быть связано с неоднородностями соединительных устройств и стыка на выходе витка, которые также не были учтены при моделировании. Также, могло повлиять различие реальных и используемых при моделировании значений параметров ПП. Наконец, свой вклад внесли погрешности моделирования и измерения.

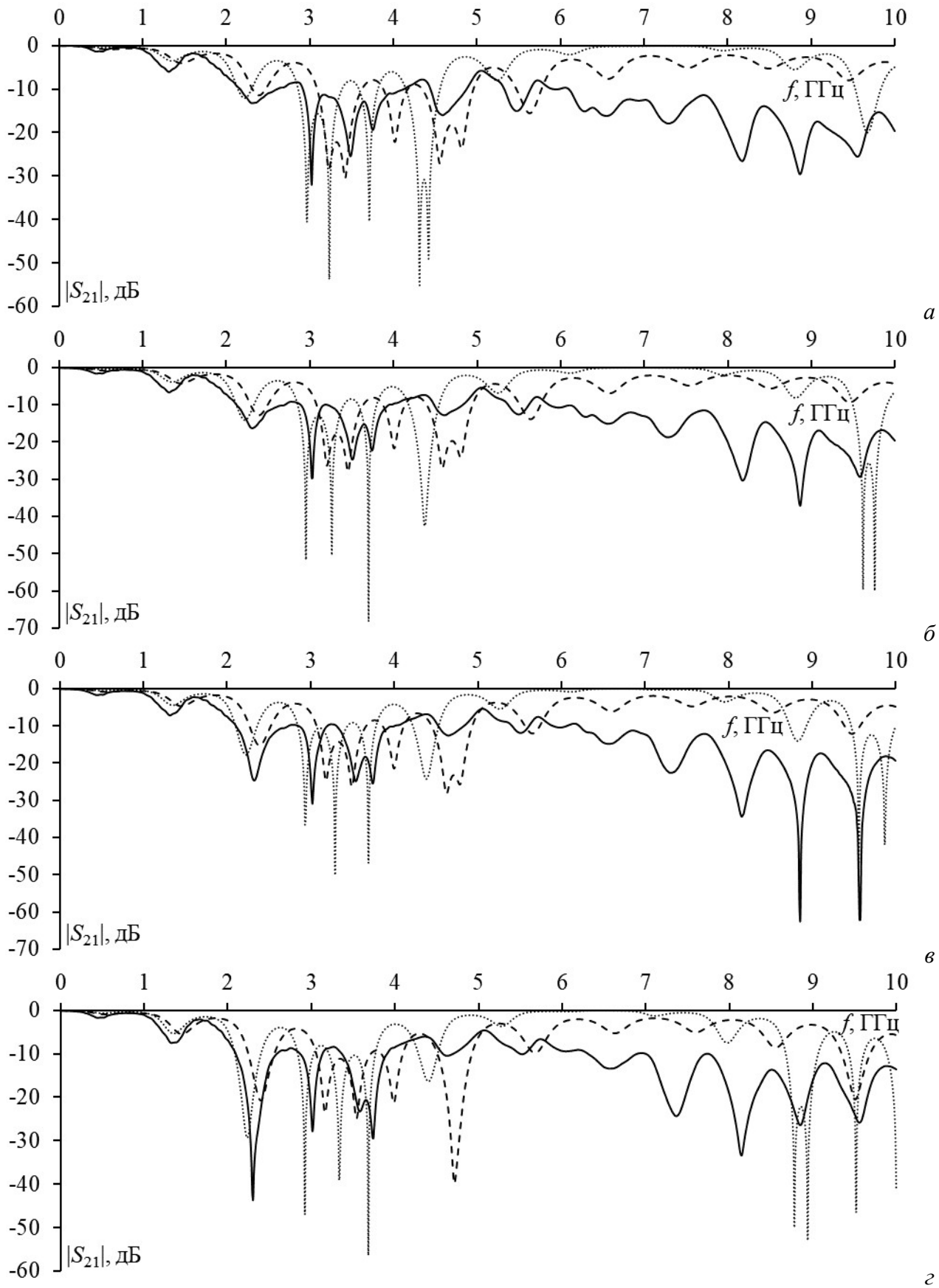


Рисунок 2.66 – Вычисленные без учета (⋯) и с учетом (– –) потерь в проводниках и диэлектрике и измеренные (—) частотные зависимости $|S_{21}|$ исследуемых витков меандровой МПЛ при s=300 (*а*), 250 (*б*), 200 (*в*), 150 (*г*) мкм

Таким образом, экспериментально доказаны возможности разложения СКИ в витке меандровой МПЛ и выравнивания амплитуды первых трех импульсов напряжения на выходе линии за счет оптимизации связи между полувитками. При эксперименте получено максимальное ослабление СКИ – 3,15 раза. При сравнении результатов моделирования и эксперимента получено хорошее согласование по задержкам и амплитудам составляющих выходного сигнала. Небольшая разница объясняется недостаточным согласованием линии с трактом и влиянием неоднородностей соединений в эксперименте. Результаты моделирования и эксперимента в частотной области с результатами временной показали, что виток меандровой МПЛ позволяет защиту РЭА от СКИ за счет его разложения на импульсы меньшей амплитуды. При этом, полезные сигналы с верхней граничной частотой 1,1 ГГц будут проходить по витку линии с минимальными искажениями.

2.2.8.2 Прохождение полезного сигнала телевизионного стандарта DVB-T2

Здесь представлено прохождение полезного сигнала телевизионного стандарта DVB-T2 по витку меандровой МПЛ [391].

В связи с широким распространением цифровых систем связи, основанных на Ortogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) модуляции, таких как Wi-Fi, WiMAX, LTE, DRM, UMTS и применения такого вида модуляции в стандартах цифрового телевизионного вещания DVB, актуальна оценка поведения OFDM сигналов в такой защитной меандровой МПЛ. Поскольку расчетное значение полосы пропускания макета меандровой МПЛ 1,1 ГГц, то целесообразно исследование сигнала стандарта DVB-T2 [413, 414], так как частотные каналы эфирного и кабельного телевидения расположены в диапазоне 48,5–862 МГц. Для эксперимента использована ПП с макетами витка меандровой МПЛ (рисунок 2.62). Анализировались сигналы стандарта DVB-T2, для макета с s=150 мкм.

На рисунке 2.67 показана схема подключения оборудования при эксперименте. Формирование DVB-T2 сигнала с заданными параметрами осуществлялось при помощи платы мультистандартного модулятора DekTec DTA-115 GOLD, подключенного к ПК по интерфейсу PCI. Выходное сопротивление платы модулятора составляет 50 Ом. В качестве транспортного потока использовался MPEG-TS емкостью 22 394 118 bps. Сначала для фиксации частотного спектра сигнала и его основных параметров таких, как уровень сигнала, modulation error ratio (MER) и bit error ratio (BER), плата модулятора напрямую по коаксиальной линии соединялась с анализатором сигналов Planar IT15-T2, подключенным к рабочей станции по USB интерфейсу. Входное сопротивление анализатора сигналов составляет 75 Ом. Макет меандровой МПЛ включался в измерительный тракт между выходом платы модулятора и входом анализатора сигналов с помощью коаксиального кабеля с соединителями типа BNC на его

концах. Волновое сопротивление кабеля составляет 75 Ом. В разрыве кабеля его концы посредством пайки соединены с выводами макета. Управление параметрами передаваемого платой сигнала осуществлялось с помощью программного обеспечения (ПО) StreamXpress компании DekTec, а прием сигнала и фиксация параметров – с помощью ПО ItToolsT2 компании Planar. Визуальный контроль изображения осуществлялся при помощи телевизионного приемника с встроенным DVB-T/T2 тюнером. В таблицу 2.17 сведены параметры DVB-T2 сигнала, используемого в эксперименте, аналогичные параметры используются в вещательных передатчиках первого и второго мультиплекса в г. Томске. Уровень сигнала на выходе модулятора был выставлен в значение минус 30 дБм и не изменялся в течение всех измерений.

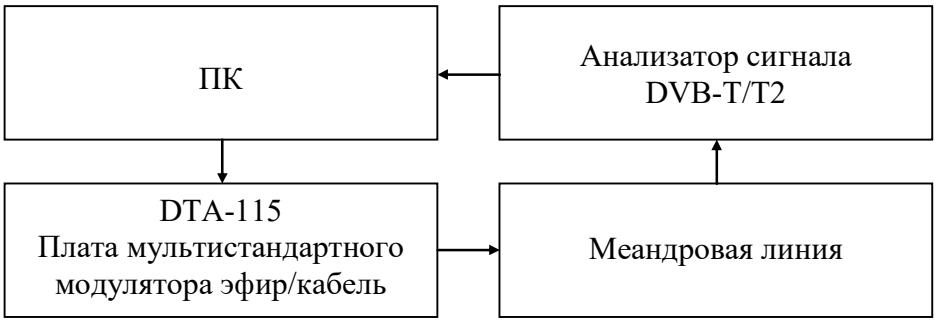


Рисунок 2.67 – Схема экспериментальной установки для испытаний

Таблица 2.17 – Параметры DVB-T2 сигнала

Параметр	Stream type	TX mode	FFT mode	Guard interval	PLP modulation	PLP Code Rate	Pilot pattern	Bitrate
Значение	TS	SISO	32k	1/16	64QAM	2/3	PP4	27641574 bps

Экспериментальные исследования выполнены на несущей частоте ($f_Н$) в диапазоне от 96 МГц до 850 МГц. В ходе эксперимента сначала измерены параметры сигнала напрямую с выхода модулятора, после чего между выходом платы модулятора и входом анализатора сигналов включался макет меандровой МПЛ.

На рисунке 2.68 представлены зависимости напряжения сигнала от частоты в диапазоне 45–900 МГц с выхода платы модулятора, а на рисунке 2.69 – с выхода витка меандровой МПЛ, для крайних частот измеренного диапазона $f_Н$=96, 850 МГц. Из рисунка 2.69 видно, что во всем диапазоне частот исходный сигнал DVB-T2 почти не меняется, кроме слабого уменьшения его уровня с ростом частоты. Из рисунка 2.69 также видно, что сигнал DVB-T2 проходит по меандровой МПЛ без существенных искажений. Во всем частотном диапазоне есть помехи, не более 16 дБ. Вероятной причиной наличия помех является наводка сигналов по радиоканалу, поскольку меандровая МПЛ не экранирована. При прохождении сигнала DVB-T2 по меандровой МПЛ его уровень незначительно уменьшается относительно сигнала на выходе платы модулятора. Так, максимальное ослабление составило около 2,9 дБ. Вероятной причинной ослабления могут являться неоднородности в виде переходных соединителей типа

BNC, пайки коаксиальных кабелей к выводам меандровой МПЛ, а также плохое согласование линии из-за различия волновых сопротивлений измерительного тракта, меандровой МПЛ и соединительных устройств.

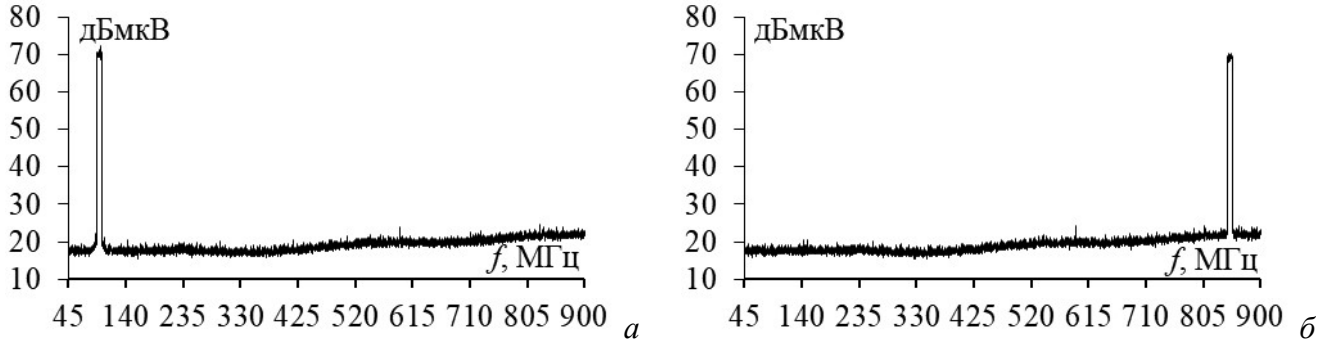


Рисунок 2.68 – Зависимости напряжения сигнала от частоты на выходе платы модулятора на частотах 96 (*а*) и 850 (*б*) МГц

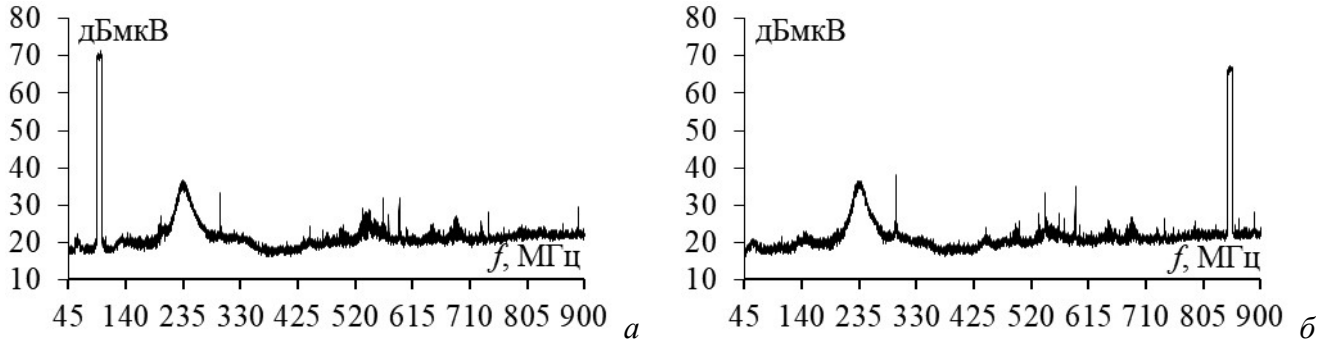


Рисунок 2.69 – Зависимости напряжения сигнала от частоты сигнала на выходе витка меандровой МПЛ на частотах 96 (*а*) и 850 (*б*) МГц

В таблицу 2.18 сведены основные параметры телевизионного сигнала DBV-T2 для всех частотных точек диапазона экспериментальных измерений с выхода модулятора и с выхода меандровой МПЛ соответственно, а для наглядности на рисунке 2.70 представлены сводные зависимости уровня сигнала от частоты.

Таблица 2.18 – Параметры сигнала с выхода модулятора

№	$f_Н$,	Без линии				С линией				ΔU,
	МГц	*U*, дБмкВ	MER, дБ	PreLBER	PostLBER	*U*, дБмкВ	MER, dB	PreLBER	PostLBER	дБмкВ
1	96	70,8	>35	7,4e-6	<1,0e-8	69,6	>35	8,5e-6	<1,0e-8	1,2
2	202	70,9	>35	6,0e-6	<1,0e-8	68,9	>35	7,6e-6	<1,0e-8	2
3	298	70,3	>35	9,6e-6	<1,0e-8	67,4	>35	2,0e-5	<1,0e-8	2,9
4	402	68,9	>35	7,5e-6	<1,0e-8	68,2	>35	6,7e-6	<1,0e-8	0,7
5	498	69,7	>35	7,5e-6	<1,0e-8	67,6	>35	1,4e-5	<1,0e-8	2,1
6	602	68,9	>35	9,8e-6	<1,0e-8	67,6	>35	8,6e-6	<1,0e-8	1,3
7	698	69,8	>35	9,1e-6	<1,0e-8	68,3	>35	9,0e-6	<1,0e-8	1,5
8	802	69,4	>35	7,6e-6	<1,0e-8	68,0	>35	7,8e-6	<1,0e-8	1,4
9	850	68,3	>35	9,0e-6	<1,0e-8	65,6	>35	8,9e-6	<1,0e-8	2,7

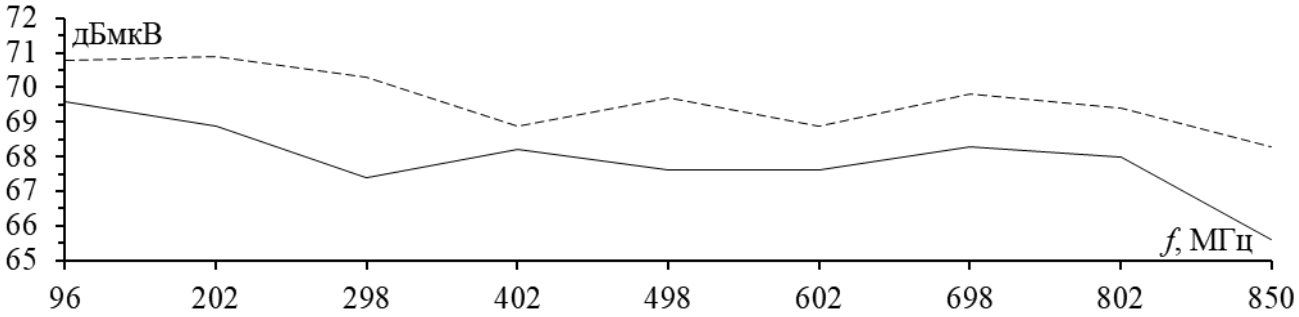


Рисунок 2.70 – Зависимости уровней сигнала DVB-T2
на выходах меандровой МПЛ (—) и платы модулятора (– –)

Из таблицы 2.18 видно, что коэффициент ошибок модуляции MER сигнала в ходе всех измерений без защитной линии и с линией неизменен, а его минимум больше 35 дБ. Вероятность битовых ошибок после декодера LDPC (PostLBER) сигнала для всех измерений без защитной линии и с линией также неизменна и не превышает 1,0e-8. Максимальная вероятность битовых ошибок до декодера LDPC (PreLBER) составила 2,0e-5 для DVB-T2 сигнала на несущей частоте 298 МГц, измеренного на выходе меандровой МПЛ. Из рисунка 2.70 видно уменьшение амплитуды сигнала по мере роста несущей частоты. Максимальное ослабление сигнала по сравнению со случаем без макета не превышает 2,9 дБ.

На рисунке 2.71 представлены фрагменты сигнального созвездия QAM 64 на средней частоте из таблицы 2.18 498 МГц с выхода модулятора и с выхода меандровой МПЛ соответственно. Из данных фрагментов можно сделать вывод, что искажения амплитуды и фазы сигнала существенно не отличаются.

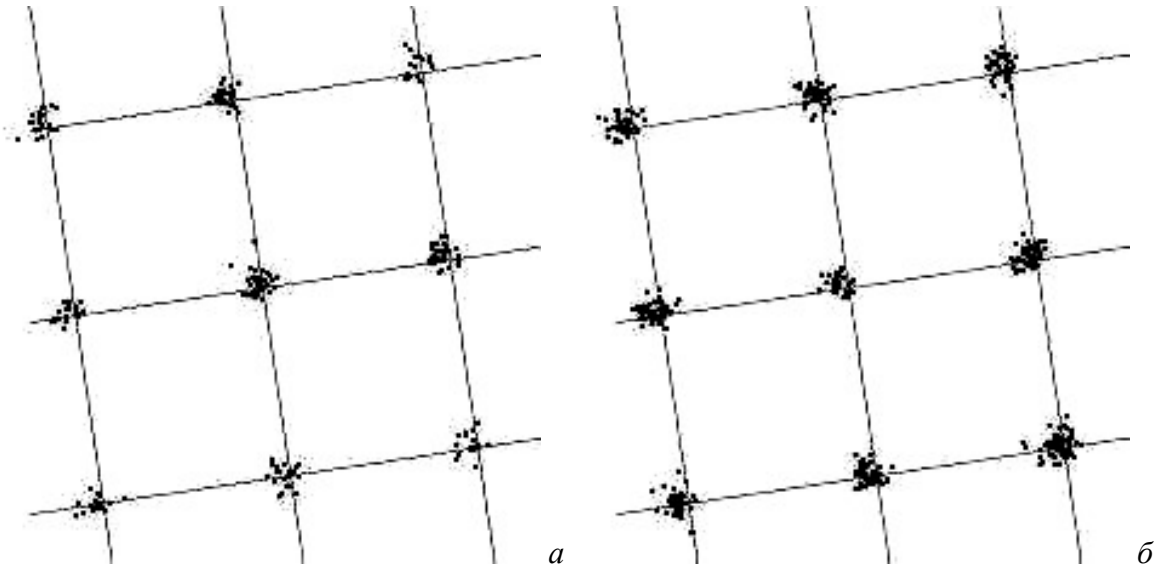


Рисунок 2.71 – Фрагмент сигнального созвездия QAM 64 на выходах платы модулятора (*а*)
и витка меандровой МПЛ (*б*) на частоте 498 МГц

Выявлено, что максимальное ослабление полезного сигнала на выходе меандровой МПЛ не превышает 3 дБ. Показано, что меандровая МПЛ, защищающая от СКИ, может использоваться в цифровых системах передачи данных, основанных на OFDM модуляции. Её

использование почти не искажает OFDM сигналы в расчетной полосе частот. Также выявлено, что меандровая МПЛ обладает свойствами антенны, поскольку принимает эфирные сигналы и шумы, которые накладываются на полезный сигнал и на ряде частот могут привести к его искажению. Решением этой задачи может быть экранирование линии.

2.2.8.3 Разложение сверхкороткого импульса в свернутом витке

Здесь экспериментально подтверждена возможность разложения СКИ в свернутом витке меандровой МПЛ на последовательность импульсов меньшей амплитуды [402]. Для сравнения результатов измерений и моделирования, оно дополнительно выполнено электродинамическим подходом.

Для подтверждения разложения СКИ в структуре из рисунка 2.49 изготовлен её прототип. Его исходные параметры: d=3w, w=300 мкм, расстояние между двумя сигнальными проводниками (s_1–s_5 на рисунке 2.49) и между двумя парами проводников (s_{n1} –s_{n4} на рисунке 2.49) составляет 125 мкм, t=18 мкм, h=450 мкм, ε_r=10, l=1 м, а в качестве диэлектрической подложки принят ламинат FSD1020T с ε_r=10,2±0,05 и $tan\delta$=0,003 на частоте 10 ГГц. Далее эта структура называется структурой 1. Она оптимизируется по критерию минимизации конечных габаритов с сохранением ее защитных свойств, в результате чего сворачивается еще в 3 витка так, что длина основного витка (поперечное сечение которого представлено на рисунке 2.2) не изменилась (l=1 м). Параметры ее поперечного сечения аналогичны исходным. Такое сворачивание (трассировка) уменьшило габариты структуры с 2,5×1000 мм (в п. 2.2.7) до 46×36 мм. В результате изготовлены еще два прототипа такой структуры: при расстоянии между всеми проводниками s=125, 200 мкм. Это сделано для оценки влияния s на форму и амплитуду СКИ на выходе структуры. Далее она будет называться структурой 2. Прототипы структур 1 и 2 представлены на рисунке 2.72.

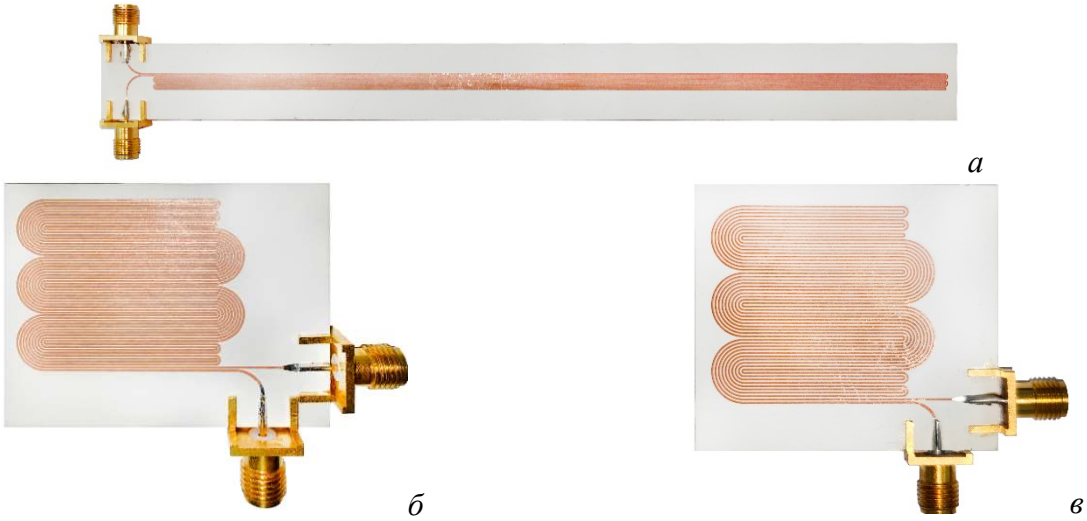


Рисунок 2.72 – Изготовленные прототипы структур 1 (*а*) и 2 при s=125 (*б*), 200 (*в*) мкм

Для достоверности эксперименты выполнены двумя методами: измерениями во временной области и частотной зависимости *S*-параметров с вычислением из неё временного отклика на заданное воздействие. Кроме того, выполнено электродинамическое моделирование структур 1 и 2.

Измерение во временной области выполнено комбинированным осциллографом С9–11. Между выходом генератора и входом осциллографа С9–11 изготовленные прототипы включались через SMA соединители. Схема эксперимента во временной области представлена на рисунке 2.73.

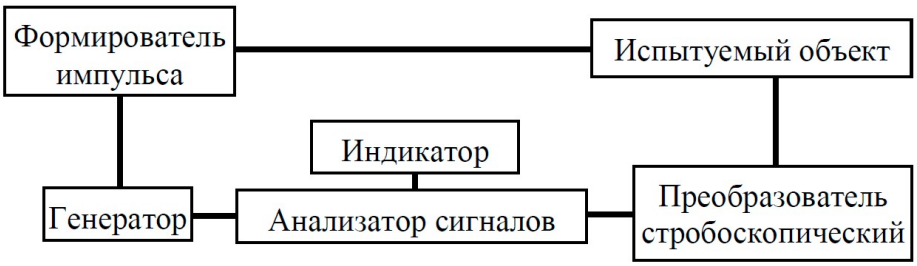
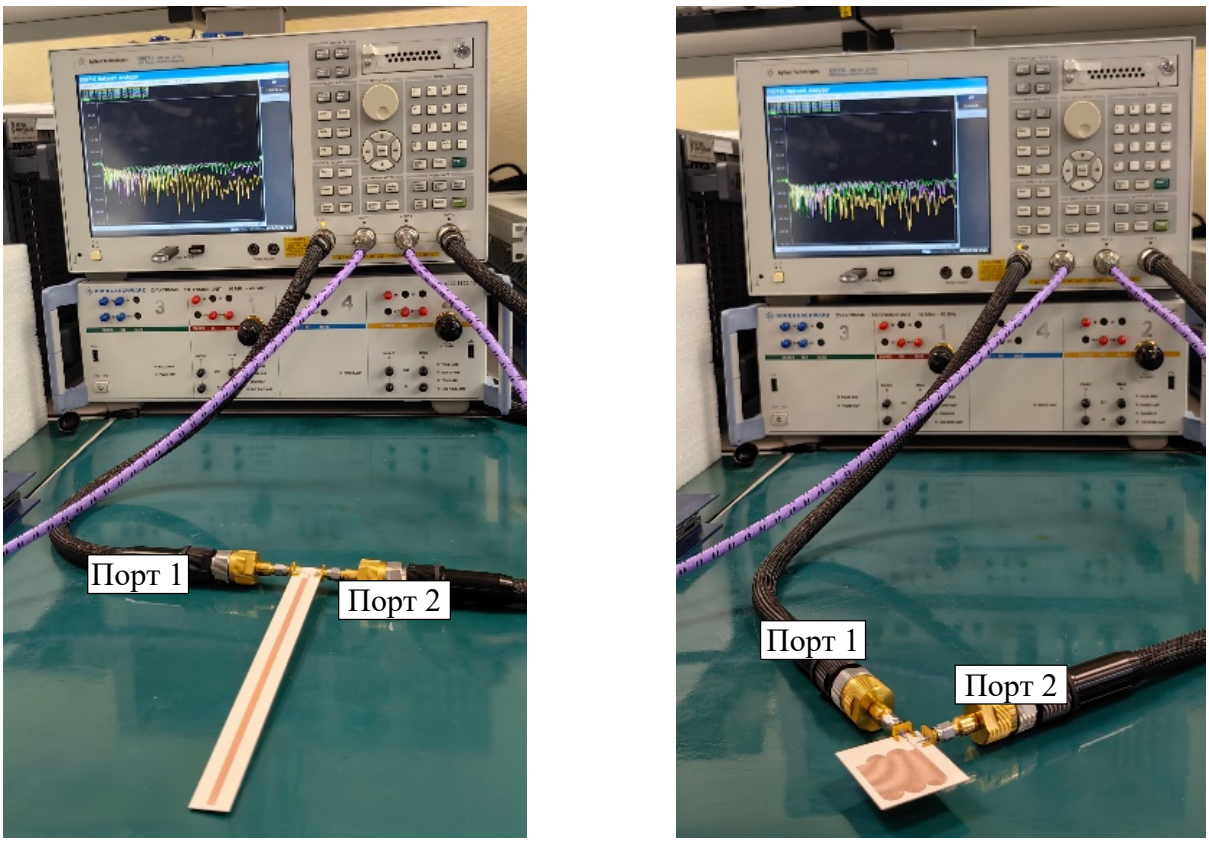


Рисунок 2.73 – Схема эксперимента во временной области

Измерение в частотной области выполнено ВАЦ Agilent Technologies E5071C с диапазоном рабочих частот от 300 кГц до 20 ГГц. Прототипы подключались от их SMA соединителей к двум портам ВАЦ через высокочастотные кабели. Затем по измеренным *S*-параметрам выполнялся анализ во временной области в ADS. Установка для анализа частотных характеристик представлена на рисунке 2.74.



а *б*

Рисунок 2.74 – Установка для измерения частотных характеристик структур 1 (*а*) и 2 (*б*)

Электродинамический анализ сделан в EMPro в диапазоне частот от 0 до 10 ГГц. Для подложки взят ламинат FSD1020T с ε_r=10,2 и tgδ=0,003 (для 10 ГГц). Проводники полагались из меди с проводимостью 59,5 МСм/м.

На рисунке 2.75 представлены формы напряжения на выходе исследуемых структур, полученные с помощью методов 1 и 2, а также электродинамического моделирования в EMPro.

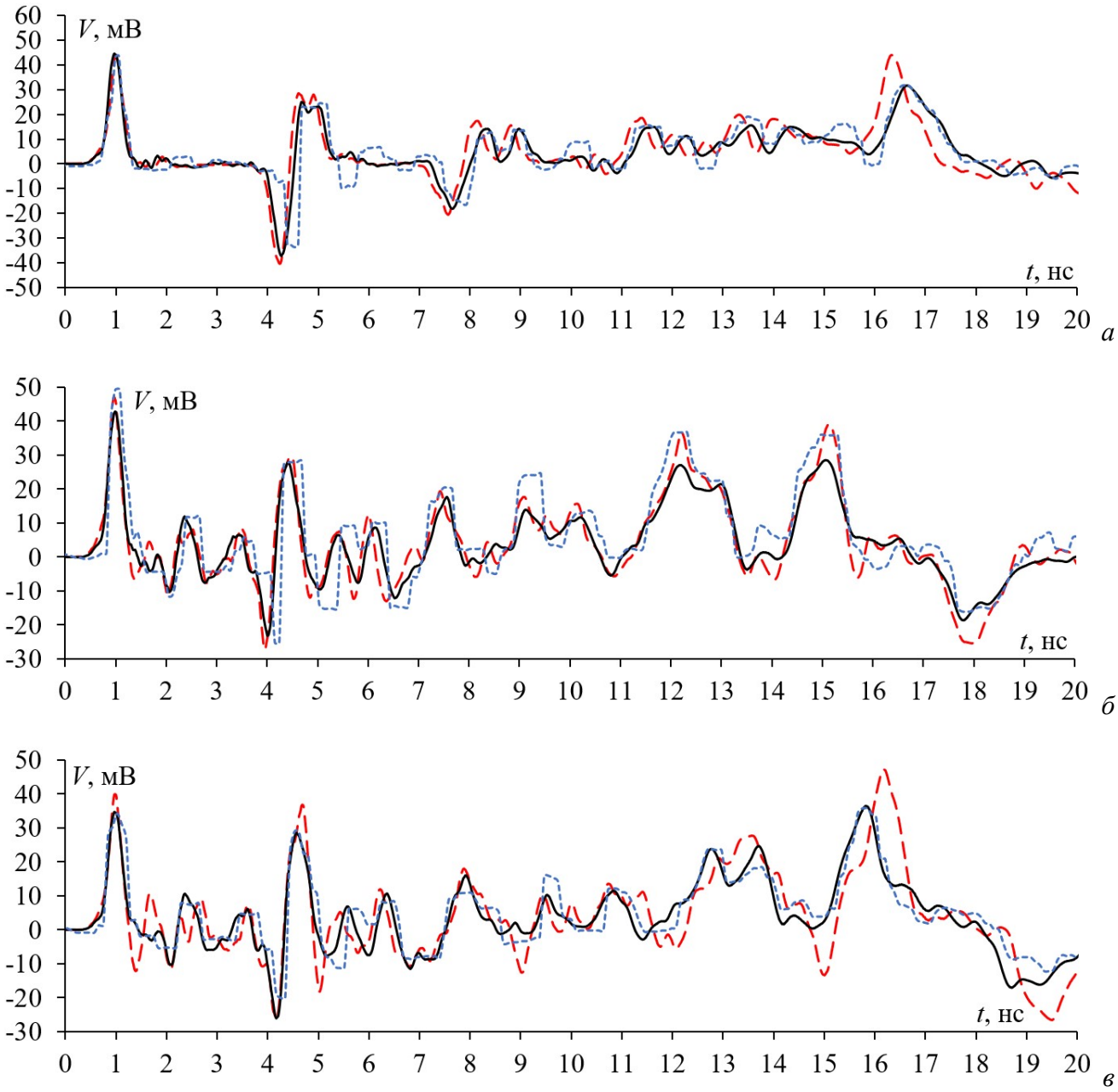


Рисунок 2.75 – Формы напряжения на выходе структуры 1 (*а*), структуры 2 при *s*=125 (*б*), 200 (*в*) мкм, полученные методами 1 (- -), 2 (—) и электродинамическим подходом (– –)

Из рисунка 2.75 видно, что во всех случаях СКИ стал на выходе структур последовательностью импульсов с V_{max} не более 49,3 мВ. Что касается формы напряжения, то видно хорошее качественное согласование результатов, полученных экспериментально двумя методами и моделированием. Видно, что V_{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 с ростом *s* уменьшается связь между проводниками, а значит и амплитуда перекрестной помехи. Однако при этом растут амплитуды некоторых импульсов разложения, в частности последнего. В итоге ослабление СКИ в

структуре 2 при s=200 мкм больше. Для наглядности в таблицу 2.19 сведены V_{max} для всех случаев рисунка 2.75.

Таблица 2.19 – V_{max} на выходе структур 1–3, полученные моделированием и методами 1 и 2

Структура	V_{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

Из таблицы 2.19 разница V_{max}, полученных 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 V_{max}, полученных 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 вычислены N-нормы из таблицы 2.10 в тракте без структур и на выходе структур 1 и 2 по измеренным S-параметрам (таблица 2.20).

Таблица 2.20 – N-нормы на выходе структур 1 и 2 по измеренным S-параметрам

Структура	$N1$	$N2\cdot10^{9}$	$N3\cdot10^{-11}$	$N4\cdot10^{-11}$	$N5\cdot10^{-6}$
Тракт 50 Ом 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

$N1$ в среднем в 6,1 раза меньше, чем в тракте без линии. Таким образом, вероятность электрического пробоя значительно снижается. Минимум $N1$ получен в структуре 2 с s=200 мкм и ослаблением СКИ 6,94 раза. $N2$ уменьшилась в среднем в 5,2 раза, что существенно снижает вероятность дугового разряда. Минимум $N2$ получен в структуре 2 при s=125 мкм. Малые различия $N2$ у структур обусловлены наложением импульсов разной полярности. $N3$ уменьшился незначительно, в среднем на 2,5%, слабо снизив вероятность диэлектрического пробоя. Между тем $N4$ увеличился в среднем в 2,4 раза, что обусловлено учетом импульсов отрицательной полярности. $N5$ уменьшился в среднем в 2 раза, что значительно снижает вероятность выгорания компонентов. Учитывая полученные $N2$–$N5$, 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 2.76 показаны частотные зависимости $|S_{21}|$ для структур, полученные по экспериментальным измерениям (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 2.21 сведены вычисленные параметры целостности полезного сигнала для всех структур.

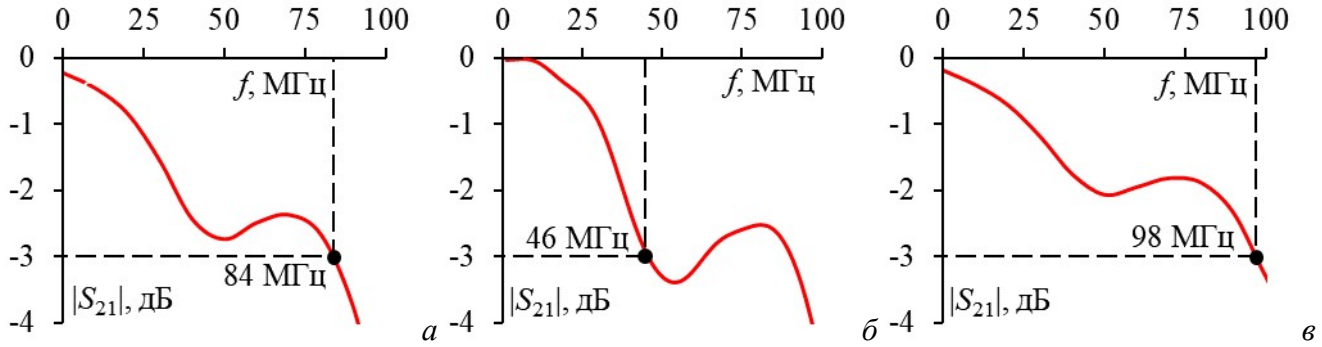


Рисунок 2.76 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ для структуры 1 (*а*), структуры 2 при *s*=200 (*б*), 125 (*в*) мкм

Таблица 2.21 – Параметры целостности полезного сигнала исследуемых структур

Параметры	Структура 1		Структура 2, *s*=125 мкм		Структура 2, *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
Сигнал/шум	5,4	3,14	8,6	3,2	7,6	3,4

Из таблицы 2.21 видно, что с ростом скорости до 100 Мбит/с джиттер и амплитудный шум возрастают, в то время как остальные параметры уменьшаются. Максимум джиттера при 100 Мбит/с получен в структуре 1, а при 50 Мбит/с – в структуре 2 с *s*=200 мкм. При 100 Мбит/с высота глаза во всех структурах одинакова, а при 50 Мбит/с – её максимум получен в структуре 2 с *s*=200 мкм. Максимум ширины глаза при 100 Мбит/с получен в структуре 2 с *s*=200 мкм, а при 50 Мбит/с – с *s*=125 мкм. Максимум амплитудного шума при 100 Мбит/с получен в структуре 2 с *s*=200 мкм, а 50 Мбит/с – с *s*=125 мкм. Наконец, максимум отношения сигнал/шум при 100 Мбит/с получен в структуре 2 с *s*=200 мкм, а при 50 Мбит/с – с *s*=125 мкм. В итоге, для полезного сигнала при 50 Мбит/с оптимальна структура 1, а при 100 Мбит/с – структура 2 с *s*=200 мкм.

Для наглядности на рисунках 2.77–2.79 представлены глазковые диаграммы, полученные в результате эксперимента (метод 2), на которые дополнительно наложен контур, полученный при моделировании. Во всех случаях глаз остается открытым, следовательно, вероятность битовых ошибок низка.

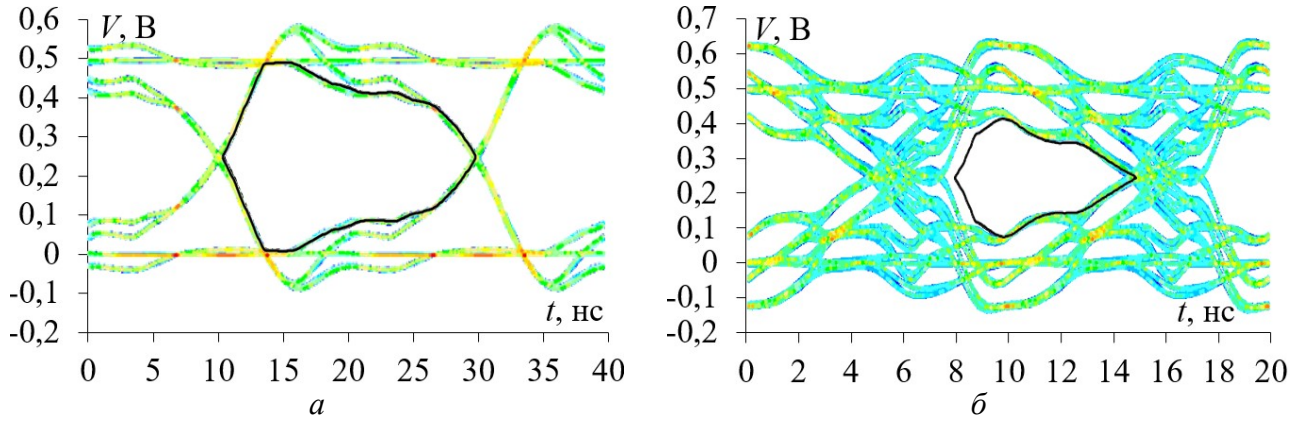


Рисунок 2.77 – Глазковые диаграммы для структуры 1,
полученные методом 2 и моделированием (—), при скоростях 50 (*а*) и 100 (*б*) Мбит/с

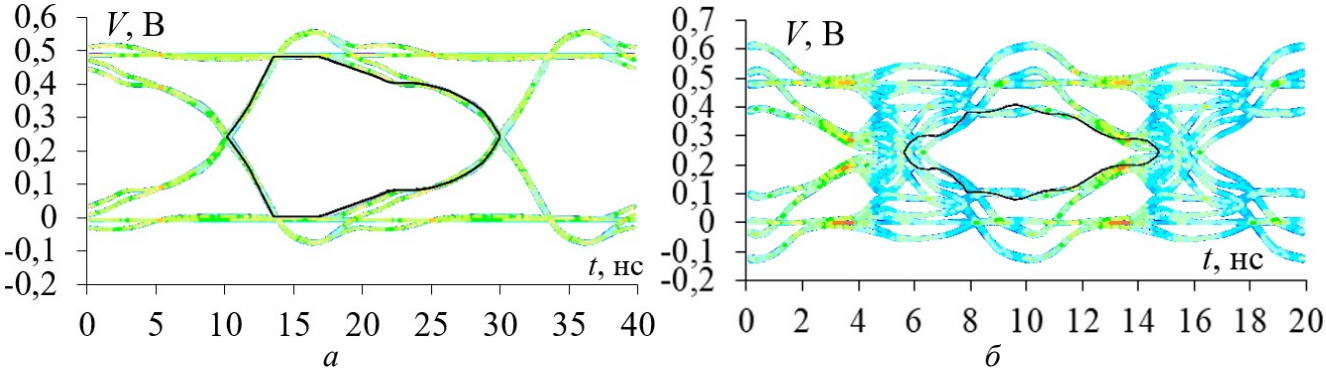


Рисунок 2.78 – Глазковые диаграммы для структуры 2 с *s*=125 мкм,
полученные методом 2 и моделированием (—), при скоростях 50 (*а*) и 100 (*б*) Мбит/с

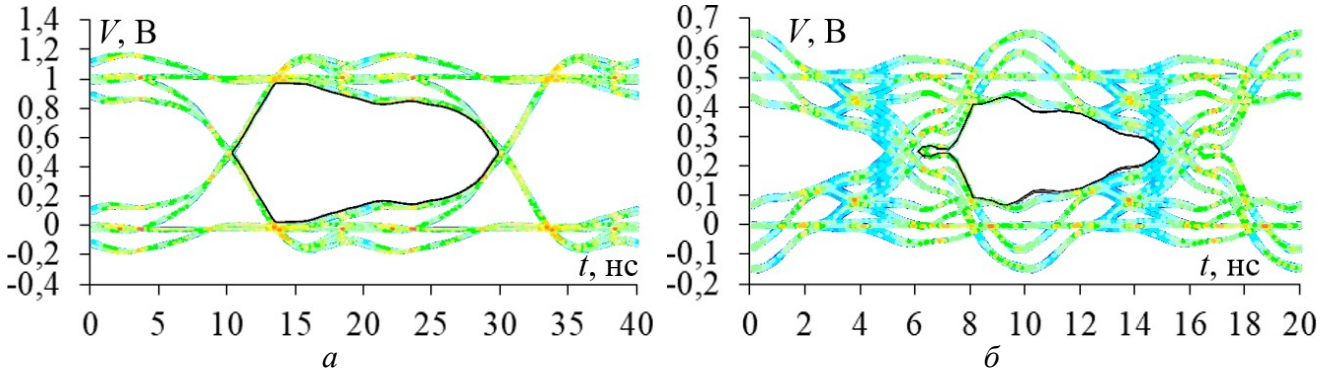


Рисунок 2.79 – Глазковые диаграммы для структуры 2 с *s*=200 мкм,
полученные методом 2 и моделированием (—), при скоростях 50 (*а*) и 100 (*б*) Мбит/с

Из полученных результатов можно определить потенциальную область применения структур 1, 2 с *s*=125 мкм и с *s*=200 мкм. При моделировании в п. 2.2.7 полоса пропускания структуры 1 была 45 МГц. Однако эксперимент показал, что она шире (84 МГц). Это расширяет потенциальную область применения структуры 1. В частности, по таким структурам можно передавать данные в различных интерфейсах, например, совместно с PLL1707 (Texas Instruments), аналогично п. 2.2.7.

Экспериментально подтверждено разложение СКИ в трех свернутых структурах на основе витка меандровой МПЛ. Достоверность результатов подтверждена моделированием и

экспериментом. Выявлено, что дополнительное сворачивание витка позволяет дополнительно ослабить 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 и 2 с s=125, 200 мкм составило 5,6, 5,8 и 6,9 раза соответственно. При этом анализ выявил важный инженерный компромисс: структура 2 с s=200 мкм обеспечивает наибольшее ослабление СКИ, однако структура 2 с s=125 мкм обладает более широкой полосой пропускания (98 МГц против 46 МГц). Анализ целостности полезного сигнала показал, что рассмотренные структуры могут использоваться, например, совместно с многоблочным генератором с фазовой автоподстройкой частоты PLL1707. Таким образом, выбор оптимальной структуры зависит от приоритетов конкретной задачи: для цепей, где критично максимальное подавление помех, предпочтительнее структура 2 с s=200 мкм; для более высокоскоростных сигнальных цепей, где важны целостность сигнала и широкая полоса – структура 2 с s=125 мкм.

2.3 Аналитические модели временного отклика и условия выравнивания амплитуд его составляющих

Здесь предложены математические модели для аналитического вычисления временного отклика в витке МЛ [370, 415]. На основе моделей получены условия, обеспечивающие выравнивание и минимизацию амплитуд импульсов разложения [416]. Представлены результаты апробации и верификации математических моделей, в том числе экспериментальной [417]. Дополнительно выполнена верификация электродинамическим анализом в EMPro.

2.3.1 Теоретические основы

Вычисление временного отклика может быть весьма затратным в ряде вычислительных задач, например, при многовариантном моделировании устройства в диапазоне длительностей воздействия или при параметрической оптимизации. Примечательно, что виток МЛ является частным случаем пары связанных линий, закороченных на дальнем конце. Поэтому для него могут быть получены простые модели в замкнутом виде для быстрой оптимизации, без вычисления отклика как такового. Для этого могут быть эффективно использованы подходы и методы из [343, 418, 419]. Например, модели из [343] успешно модифицированы в работе [420] для сложных структур, но также могут быть использованы и для витка МЛ.

На рисунке 2.80*а* показана схема соединений исследуемого витка МЛ, где прямоугольником обозначен отрезок регулярной связанной линии длиной l с проводниками,

соединенными между собой на дальнем конце, а на ближнем – с источником э.д.с. E с внутренним адмиттансом Y_0, а другой – также нагрузкой Y_0.

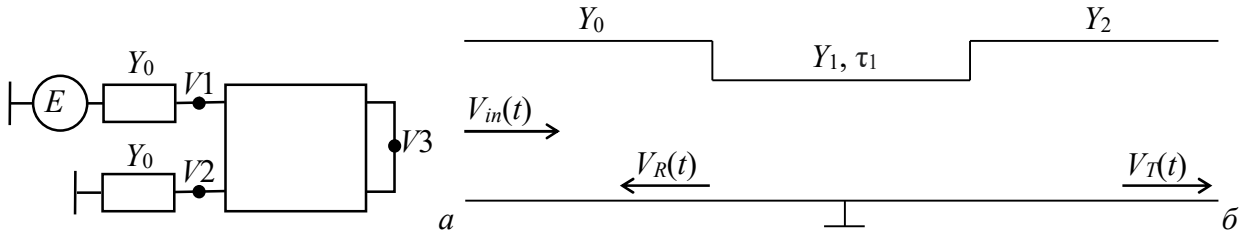


Рисунок 2.80 – Схема соединений витка МЛ (*а*) и эквивалентная схема одиночного отрезка линии передачи с окончаниями [343] (*б*)

Поскольку сигнал в конце витка МЛ представлен последовательностью составляющих, то сначала нужно получить их амплитуды в аналитическом виде. Для этого удобно использовать модели для отрезка симметричной связанной линии передачи, полученные на основе моделей для одиночной линии с адмиттансом Y_1 и задержкой τ_1 (рисунок 2.80*б*) [343].

Для ясности дальнейшего изложения, представлены эти модели. Компоненты отклика для дальнего (учитывающие проходящую волну $V_0(t)$) и ближнего (учитывающие отражение от начала $V_1'(t)$ и конца $V_1''(t)$ отрезка линии) концов:

$$V_0(t)=\frac{2Y_0}{Y_0+Y_1}\frac{2Y_1}{Y_1+Y_2}V_{in}(t-\tau_1),$$

$$V_1'(t)=\frac{Y_0-Y_1}{Y_0+Y_1}V_{in}(t), \qquad (2.15)$$

$$V_1''(t)=\frac{2Y_0}{Y_0+Y_1}\frac{2Y_1}{Y_0+Y_1}\frac{Y_1-Y_2}{Y_2+Y_1}V_{in}(t-2\tau_1),$$

где $V_{in}(t)=E(t)/2$.

Следующие выражения, когда задано четное или нечетное число отражений (k_{ref}), позволяют соответственно вычислить отклик на дальнем (с учетом компонент, испытавших четное число отражений) или ближнем (с учетом компонент, испытавших нечетное число отражений) концах линии:

$$V_T(t)=V_0(t)+\sum_{k=1}^{k_{ref}/2}V_{outK}(t),\ V_R(t)=V_1'(t)+V_1''(t)+\sum_{k=1}^{\left(k_{ref}-1\right)/2}V_{refK}(t), \qquad (2.16)$$

где

$$V_{outK}(t)=\frac{2Y_0}{Y_0+Y_1}\frac{2Y_1}{Y_1+Y_2}V_{in}(t-(2k+1)\tau_1)\prod_{i=1}^{k}\frac{Y_1-Y_2}{Y_1+Y_2}\frac{Y_1-Y_0}{Y_0+Y_1},$$

$$V_{refK}(t)=\frac{2Y_0}{Y_0+Y_1}\frac{2Y_1}{Y_0+Y_1}\frac{Y_1-Y_2}{Y_1+Y_2}V_{in}(t-2(k+1)\tau_1)\prod_{i=1}^{k}\frac{Y_1-Y_2}{Y_1+Y_2}\frac{Y_1-Y_0}{Y_0+Y_1}.$$

Выражения (2.16) для одиночной линии применимы для симметричной (в поперечном сечении и по нагрузкам) связанной, если записать их отдельно, заменив индекс «1» в Y_1 и τ_1 на

индексы «*e*» и «*o*» для четной и нечетной мод соответственно. Эти компоненты дают отклик в узлах связанной линии:

$$V_1(t)=\frac{1}{2}\left[V_R^e(t)+V_R^o(t)\right],\ V_2(t)=\frac{1}{2}\left[V_R^e(t)-V_R^o(t)\right],$$
$$V_3(t)=\frac{1}{2}\left[V_T^e(t)+V_T^o(t)\right],\ V_4(t)=\frac{1}{2}\left[V_T^e(t)-V_T^o(t)\right], \quad (2.17)$$

где $V_1(t)$ и $V_3(t)$ – отклики в начале и конце активного проводника, а $V_2(t)$ и $V_4(t)$ – пассивного.

2.3.2 Модели для вычисления временного отклика

Структура на рисунке 2.80 – это связанная линия с проводниками без окончаний и закороченных на дальнем конце. Поэтому на дальнем конце (на рисунке 2.80*а* и в (2.16)) $Y_2=\infty$ для нечетной моды и $Y_2=0$ – четной. Тогда (2.16) для каждой моды упростятся, а (2.17) даст

$$V_1(t)=\frac{V_{in}(t)}{2}\left(\frac{Y_0-Y_e}{Y_0+Y_e}+\frac{Y_0-Y_o}{Y_0+Y_o}\right)+2Y_0\left(\frac{Y_eV_{in}(t-2l\tau_e)}{(Y_e+Y_0)^2}-\frac{Y_oV_{in}(t-2l\tau_o)}{(Y_o+Y_0)^2}\right)+$$
$$+2Y_eY_0\sum_{i=2}^{k_{ref}}(-1)^{i+1}V_{in}(t-2l\tau_e i)(Y_e+Y_0)^{-(1+i)}(Y_0-Y_e)^{i-1}-$$
$$-2Y_oY_0\sum_{i=2}^{k_{ref}}V_{in}(t-2l\tau_o i)(Y_o+Y_0)^{-(1+i)}(Y_0-Y_o)^{i-1}, \quad (2.18)$$

$$V_2(t)=\frac{V_{in}(t)}{2}\left(\frac{Y_0-Y_e}{Y_0+Y_e}-\frac{Y_0-Y_o}{Y_0+Y_o}\right)+2Y_0\left(\frac{Y_eV_{in}(t-2l\tau_e)}{(Y_e+Y_0)^2}+\frac{Y_oV_{in}(t-2l\tau_o)}{(Y_o+Y_0)^2}\right)+$$
$$+2Y_eY_0\sum_{i=2}^{k_{ref}}(-1)^{i+1}V_{in}(t-2l\tau_e i)(Y_e+Y_0)^{-(1+i)}(Y_0-Y_e)^{i-1}+$$
$$+2Y_oY_0\sum_{i=2}^{k_{ref}}V_{in}(t-2l\tau_o i)(Y_o+Y_0)^{-(1+i)}(Y_0-Y_o)^{i-1}, \quad (2.19)$$

$$V_3(t)=V4(t)=\frac{2Y_0V_{in}(t-l\tau_e)}{(Y_e+Y_0)}+2Y_0\sum_{i=2}^{k_{ref}}(-1)^{i+1}V_{in}\left(t-l\tau_e(2i-1)\right)(Y_e+Y_0)^{-i}(Y_0-Y_e)^{i-1}. \quad (2.20)$$

Для проверки (2.18)–(2.20) вычислены временные отклики в узлах *V*1, *V*2, *V*3 на импульсное воздействие в системе TUSUR.EMC численным методом в частотной области. Параметры поперечного сечения витка, источника и нагрузки взяты из п. 2.2.1. Полученные формы сигналов полностью совпали (рисунок 2.81).

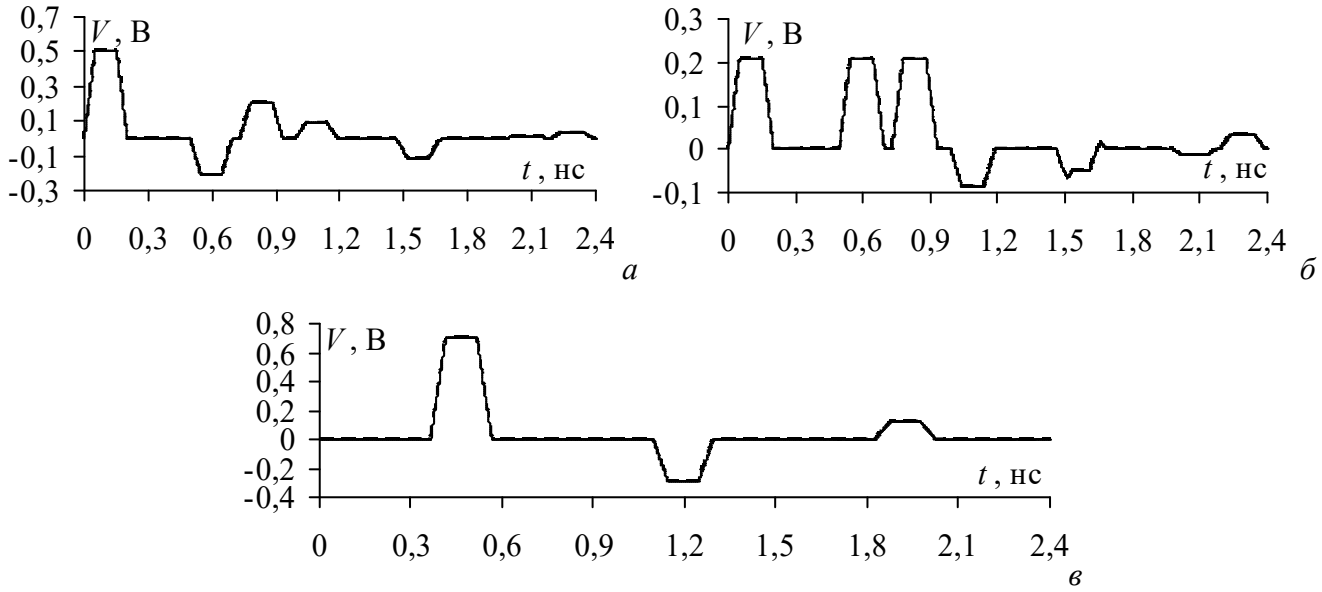


Рисунок 2.81 – Формы напряжения в узлах *V*1 (*а*), *V*2 (*б*), *V*3 (*в*) схемы на рисунке 2.80, вычисленные по (2.18)–(2.20) (- -) и в TUSUR.EMC (—)

2.3.3 Условия выравнивания амплитуд составляющих временного отклика

Модель (2.19) пригодна для воздействия произвольной формы, но для определенности рассмотрен СКИ. Для выравнивания амплитуд импульсов его разложения на выходе витка МЛ, сначала необходимо определить нормированные амплитуды каждой составляющей временного отклика. Из (2.19) легко получить их выражения для первого (перекрестной помехи на ближнем конце – V_c), второго (нечетной моды – V_o) и третьего (четной моды – V_e) импульсов:

$$V_c = \frac{Y_0(Y_o - Y_e)}{(Y_o + Y_0)(Y_e + Y_0)},\ V_o = \frac{2Y_0Y_o}{(Y_o + Y_0)^2},\ V_e = \frac{2Y_0Y_e}{(Y_e + Y_0)^2}. \qquad (2.21)$$

Далее можно приравнять амплитуды импульсов и вывести окончательные выражения.

2.3.3.1 Выравнивание амплитуд двух импульсов

Если погонные задержки четной и нечетной мод МЛ одинаковы (например, при однородном диэлектрическом заполнении), то на её выходе только два импульса: перекрестной помехи на ближнем конце и основного импульса, определяемого суммой четной и нечетной мод линии. Тогда, равенство амплитуд первого и второго импульсов (V_c=V_o+V_e) с учетом (2.21) даёт

$$\frac{Y_o + 3Y_e}{Y_0} + \frac{3Y_0 + Y_e}{Y_o} + \frac{Y_0 - Y_o}{Y_e} = -8. \qquad (2.22)$$

Рассмотрим частный случай минимизации отражений сигнала от концов проводников, когда Y_0=$\sqrt{(Y_eY_o)}$. Тогда после подстановки k=$\sqrt{(Y_o/Y_e)}$, имеющей физический смысл коэффициента связи, получим уравнение 4-й степени

$$k^4 - 2k^3 - 8k^2 - 6k - 1 = 0,$$

имеющее один физичный корень $k=\sqrt{5}+2\approx 4{,}236$, который даёт нормированную к амплитуде $V_{in}(t)$ амплитуду напряжения на выходе витка МЛ $(k-1)/(k+1)=(\sqrt{5}-1)/2\approx 0{,}618$.

Для проверки моделей и оценок вычислены матрицы погонных параметров и временные отклики в узлах $V1$ и $V2$ на импульсное воздействие в системе TUSUR.EMC. Параметры воздействия, поперечного сечения МЛ в воздухе, генератора и нагрузки взяты из п. 2.1.1. Матрицы **C** и **L** структуры, вычисленные методом моментов, и вычисленная из них матрица **Z**:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 153{,}16 & -136{,}99 \\ -136{,}99 & 153{,}16 \end{bmatrix}\text{пФ/м},\quad \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 363{,}35 & 325{,}00 \\ 325{,}00 & 363{,}35 \end{bmatrix}\text{нГн/м},\quad \mathbf{Z}=\begin{bmatrix} 108{,}93 & 97{,}43 \\ 97{,}43 & 108{,}93 \end{bmatrix}\text{Ом}.$$

Вычислены волновые сопротивления нечетной и четной мод линии (Z_o=11,50 Ом, Z_e=206,36 Ом), как разность и сумма по строке матрицы **Z**, обеспечивающие условие $k=\sqrt{(Z_e/Z_o)}\approx 4{,}236$. На рисунке 2.82 представлены формы напряжений в узлах $V1$ и $V2$. Первые два импульса на выходе витка имеют одинаковые амплитуды, около 61,8% от амплитуды $V_{in}(t)$.

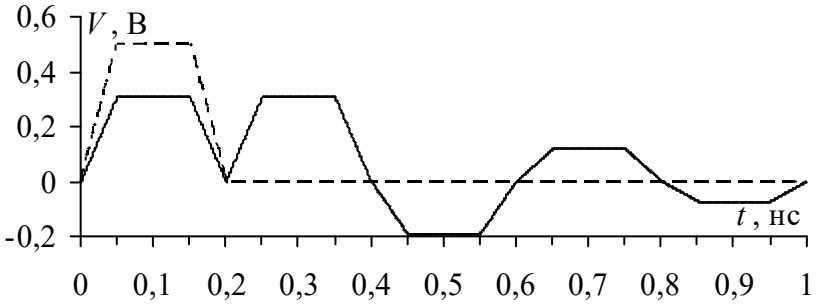


Рисунок 2.82 – Формы напряжения в узлах $V1$ (– –) и $V2$ (—) витка МЛ в воздухе при $k\approx 4{,}236$

2.3.3.2 Выравнивание амплитуд трех импульсов

Если погонные задержки четной и нечетной мод линии различны (в неоднородном диэлектрическом заполнении), то их импульсы можно разнести по времени. Тогда, приравнивание их амплитуд ($V_o=V_e$ из (2.21)) даёт

$$Y_0 = \sqrt{Y_e Y_o}. \tag{2.23}$$

Равенство амплитуд первого и второго импульсов ($V_c=V_o$) даёт

$$\frac{Y_0 - 3Y_e}{Y_o} + \frac{Y_e}{Y_o} = 1. \tag{2.24}$$

Подстановка $k=\sqrt{(Y_o/Y_e)}$ с учётом (2.23) даёт кубическое уравнение

$$k^3 - k^2 - 3k - 1 = 0,$$

имеющее один физичный корень $k=\sqrt{2}+1\approx 2{,}414$, который даёт нормированную амплитуду напряжения на выходе витка $(k-1)/(k+1)=\sqrt{2}-1\approx 0{,}414$. Для проверки, параметры воздействия,

поперечного сечения меандровой МПЛ, источника и нагрузки взяты из п. 2.2.1. Матрицы **C** и **L** структуры такие же, как в п. 2.2.1, а

$$\mathbf{Z}=\begin{bmatrix}50,55 & 35,73\\ 35,73 & 50,55\end{bmatrix}\ \text{Ом},$$

откуда Z_o=14,82 Ом, Z_e=86,28 Ом, что даёт $k=\sqrt{Z_e/Z_o}\approx 2{,}413$, что очень близко к $\sqrt{2}+1\approx 2{,}414$. На рисунке 2.83 показаны формы напряжения в узлах $V1$ и $V2$. Видно, что первые три импульса на выходе витка имеют одинаковую амплитуду, около 41,4% от амплитуды $V_{in}(t)$.

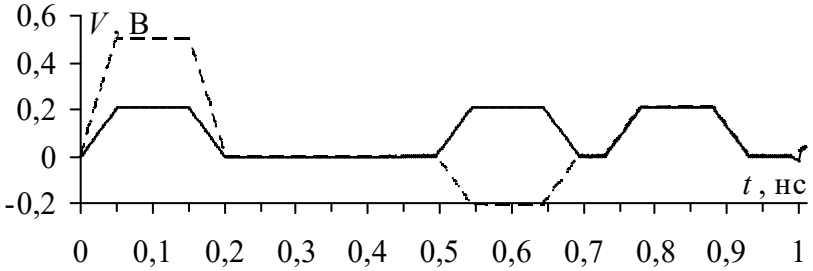


Рисунок 2.83 – Формы напряжения в узлах $V1$ (– –) и $V2$ (—) витка МПЛ при $k\approx 4{,}236$

2.3.3.3 Дополнительное уменьшение амплитуд трех импульсов

Для дополнительного уменьшения амплитуды напряжения на выходе витка МЛ сначала нужно обеспечить равенство моментов прихода импульса поздней моды и отраженного (от начала, а затем стыка МЛ) импульса ранней моды отрицательной полярности (импульсы 3 и 4 на рисунке 2.81*б*). Для этого нужно обеспечить (2.12), где τ_{max} и τ_{min} – погонные задержки поздней и ранней мод. Пусть далее для определенности они будут погонными задержками четной (τ_e) и нечетной (τ_o) мод, хотя может быть и наоборот.

Для этого дополнительно надо определить амплитуду импульса 4 (отраженного импульса нечетной моды – V_{Ro}) на выходе МЛ (рисунок 2.81*б*), нормированную относительно амплитуды $V_{in}(t)$:

$$V_{Ro}=-\frac{2Y_oY_0(Y_o-Y_0)}{(Y_o+Y_0)^3}. \qquad (2.25)$$

Приравнивание V_c и V_o из (2.21) даёт

$$Y_0=\frac{Y_o(Y_o-3Y_e)}{Y_o+Y_e}. \qquad (2.26)$$

Приравнивание V_o и V_e+V_{Ro} из (2.21) и (2.25) даёт

$$\frac{Y_e}{(Y_e+Y_0)^2}=\frac{2Y_o}{(Y_o+Y_0)^3}. \qquad (2.27)$$

Подстановка (2.26) в (2.27) даёт

$$Y_e^2-Y_o^2+4Y_oY_e=0, \qquad (2.28)$$

с двумя физичными корнями:

$$Y_o/Y_e=\sqrt{5}+2\approx 4{,}236, \tag{2.29}$$

$$Y_o/Y_e=\sqrt{5}-2\approx 0{,}236. \tag{2.30}$$

Второй корень обратен первому, что означает взаимозамену значений Y_o и Y_e в (2.29) или (2.30), поэтому далее для определенности используется первый корень. Выражение Y_o из (2.29) и подстановка в (2.26) даёт

$$Y_0=Y_e. \tag{2.31}$$

Таким образом, при выполнении (2.29) достаточно выполнить (2.31) вместо (2.26).

Рассмотрим случай, когда (2.29) и (2.31) выполняются, так что $V_c=V_o=V_e+V_{Ro}$. Тогда вычислить нормированную амплитуду первых трех импульсов можно, например, по второму выражению из (2.21) после подстановки в него (2.26) с учетом (2.29):

$$V_o=(\sqrt{5}-1)/4\approx 0{,}309. \tag{2.32}$$

Таким образом, при выполнении (2.12), (2.29) и (2.32) амплитуда первых трех импульсов на выходе линии должна составлять 30,9% от амплитуды $V_{in}(t)$. Для проверки этого вычислен временной отклик в узле $V2$ на воздействие СКИ численным методом в системе TUSUR.EMC. Параметры поперечного сечения выбраны такими же, как в п. 2.2.4, поскольку они практически обеспечивают выполнение (2.12) и равенство амплитуд первых трех импульсов. Матрицы **C** и **L** структуры такие же, как в п. 2.2.4, а

$$\mathbf{Z}=\begin{bmatrix} 14{,}575 & 9{,}027 \\ 9{,}027 & 14{,}575 \end{bmatrix} \text{ Ом}.$$

Квадратный корень собственных значений произведения матриц **C** и **L** дает погонные задержки четной (τ_e=16,608 нс/м) и нечетной (τ_o=8,307 нс/м) мод. Тогда $2\tau_o$=16,614 нс/м, что отличается от τ_e=16,608 нс/м на 0,04%. Из **Z** вычислены Z_o=5,548 Ом и Z_e=23,603 Ом. Тогда, $Z_e/Z_o=Y_o/Y_e$=4,254, что отличается от значения в (2.29) на 0,4%. Полученное выше значение Z_e=23,603 Ом отличается от 23 Ом и п. 2.2.4 на 2,6%. Таким образом, условия (2.12), (2.29) и (2.32) выполняются с достаточной точностью. Вычислен отклик численным методом на воздействие СКИ с амплитудой э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 400 пс, а фронта и спада – по 50 пс, при l=45 мм. На рисунке 2.84 показана форма напряжения в узле $V2$ схемы.

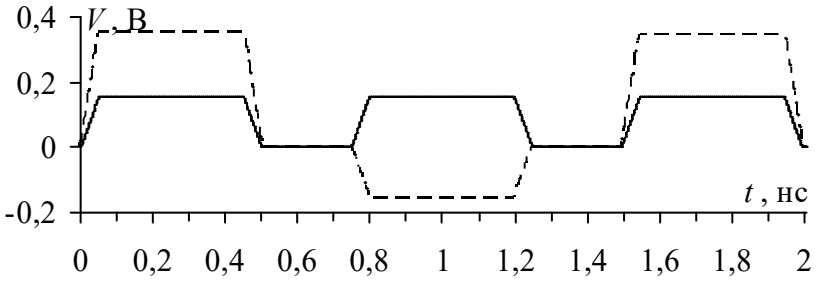


Рисунок 2.84 – Формы напряжения в узлах $V1$ (– –) и $V2$ (—) витка меандровой МПЛ при выполнении (2.12), (2.29) и (2.32)

Из формы сигнала на рисунке 2.84 видно, что сигнал на выходе линии представлен последовательностью из трех импульсов с близкими амплитудами: перекрестной помехи на ближнем конце (0,156 В), нечетной моды (0,157 В), а также суммы четной и отраженной нечетной мод (0,154 В), составляющими 31,2%, 31,4% и 30,8% от амплитуды $V_{in}(t)$ соответственно, что отличается от 30,9% из (380) менее, чем на 0,5%. Таким образом, полученная аналитически амплитуда напряжения на выходе МЛ подтверждается моделированием численным методом, а выполнение (2.12), (2.29) и (2.32) позволяет дополнительно уменьшить амплитуду сигнала. Для наглядного сравнения в таблицу 2.22 сведены результаты по ослаблению СКИ ($V1/V2$) при выполнении выведенных условий в рассмотренных структурах. Из нее видно, что при усложнении структуры и учете возникающих из-за этого факторов увеличивается ослабление СКИ.

Таблица 2.22 – Результаты по ослаблению СКИ в МЛ при выполнении выведенных условий

Структура	$(Z_e/Z_o)^{0,5}$	Y_0	$V1/V2$
$\tau_{max}=\tau_{min}$ (п. 2.3.3.1)	4,236	$(Y_eY_o)^{0,5}$	0,31
$\tau_{max}\neq\tau_{min}$ (п. 2.3.3.2)	2,414	$(Y_eY_o)^{0,5}$	0,21
$\tau_{max}=2\tau_{min}$ (п. 2.3.3.3)	2,058	$Y_0=Y_e$,	0,15

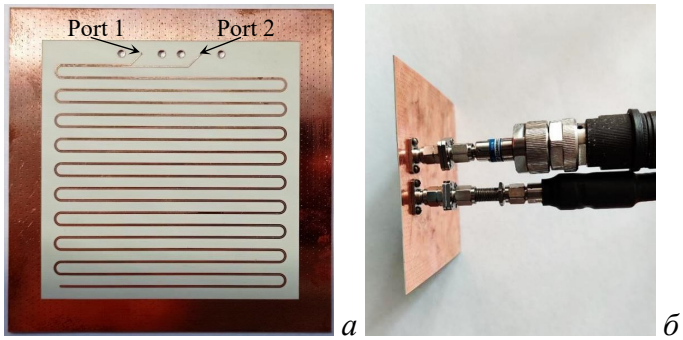
Получены математические модели для аналитического вычисления отклика витка МЛ с симметричными поперечным сечением и окончаниями витка. Выполнена их проверка численным моделированием. Полученные модели отличаются от сложных алгоритмических моделей, основанных на численных методах, использованием простых выражений в замкнутой форме. Достоинства моделей (по сравнению с анализом численными методами) заключаются в точности (за счет аналитики) и гораздо меньших вычислительных затратах (в т.ч. за счет учета заданного числа отражений во временном отклике). Разработанные модели позволили получить условия равенства амплитуд первых составляющих отклика на выходе витка МЛ для трех случаев разложения импульсного воздействия: на 2 импульса (при равных погонных задержках мод) с уровнем 61,8%; на 3 импульса (при разных погонных задержках мод) с уровнем 41,4%; на 3 импульса с уменьшением амплитуды (за счет наложения на импульс поздней моды отраженного импульса ранней моды отрицательной полярности) с уровнем

30,9%. Проверка условий также выполнена за счёт численного моделирования. Полученные для трёх случаев МЛ условия равенства амплитуд импульсов позволят добиться его гораздо эффективнее: вовсе не вычисляя временной отклик, в отличие от того, как это делалось ранее. Кроме того, полученные аналитические оценки коэффициента связи и уровня напряжения позволят выбрать конструкцию МЛ с учетом имеющихся технологических ограничений до анализа и оптимизации.

2.3.4 Лабораторный эксперимент

Здесь сравнены временные отклики, полученные по аналитической модели, электродинамическому (в EMPro) и квазистатическому (в TUSUR.EMC) подходам, а также измерениям.

Для измерений изготовлена ПП с макетом микрополосковой МЛ из материала Rogers 4003C толщиной 0,508 мм и ε_r=3,38±0,05, *tan*δ=0,0027 на частоте 10 ГГц (при T=23°C). Габариты ПП 80×80 мм. До изготовления ПП оптимизированы параметры поперечного сечения и длина МЛ по критерию разложения СКИ общей длительностью 1 нс. В результате получены w=300 мкм и s=100 мкм. Они дают τ_e=5,41 нс/м и τ_o=4,81 нс/м, позволяя разложить в такой линии при длине 1 м СКИ длительностью 1,2 нс (без учета влияния потерь и дисперсии). Для изготовления витка длиной 1 м на плате размерами 80×80 мм^2 он свернут в несколько неосновных витков. Для минимизации влияния перекрестных связей расстояние между неосновными полувитками принято равным 10w. Соединители для включения линии в измерительный тракт занимают определенную площадь на плате и расположены в 6 мм от концов линии. В результате, исходный виток свернут в 19 неосновных полувитков длиной 65,86 мм (без учета изгибов), при общей длине проводника линии 2502,68 мм. На рисунке 2.85 представлен вид изготовленного макета.



а *б*

Рисунок 2.85 – Виды макета линии сверху (*а*) и сбоку с кабелями (*б*)

Сначала сравнены частотные зависимости S-параметров макетов, вычисленные электродинамическим подходом в EMPro и измеренные векторным анализатором цепей

Rohde&Schwarz ZNB 20 с TOSM калибровкой (Through-Open-Short-Match). На рисунках 2.86 и 2.87 представлены результаты до 1 и 6 ГГц соответственно (с шагом 1 МГц).

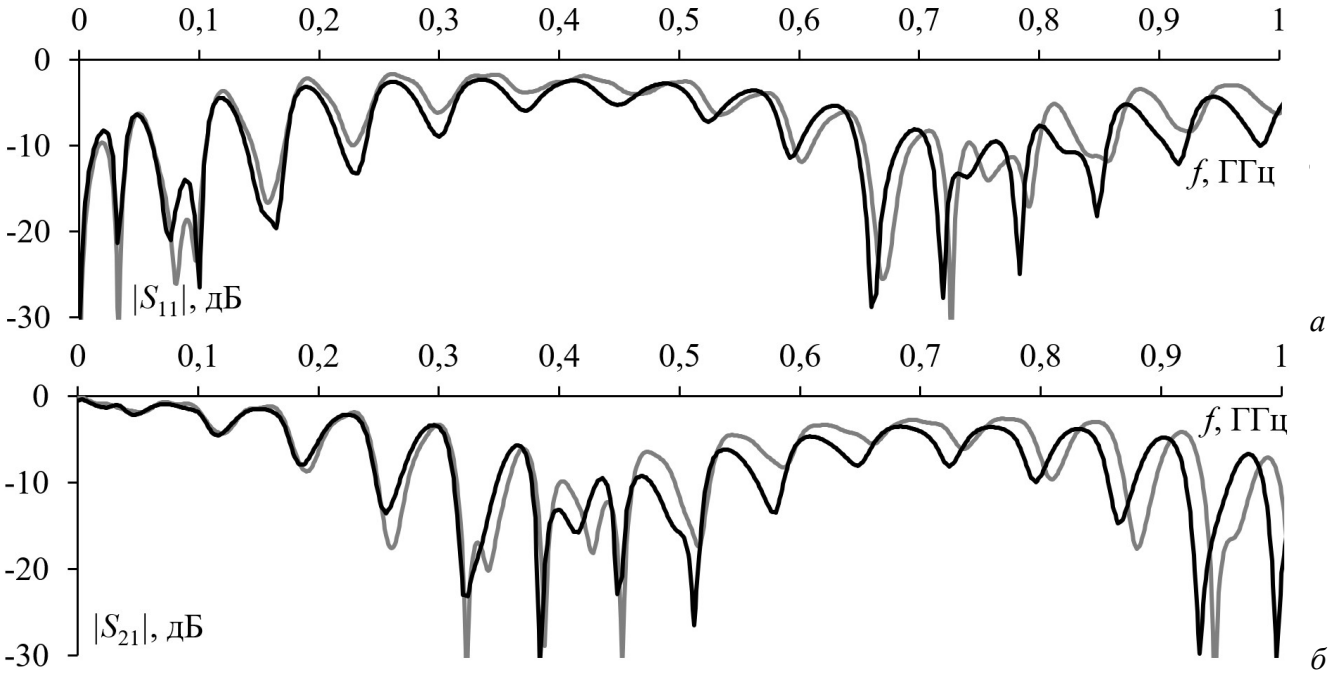


Рисунок 2.86 – Вычисленные в EMPro (—) и измеренные (—) частотные зависимости $|S_{11}|$ (*а*) и $|S_{21}|$ (*б*) в диапазоне до 1 ГГц

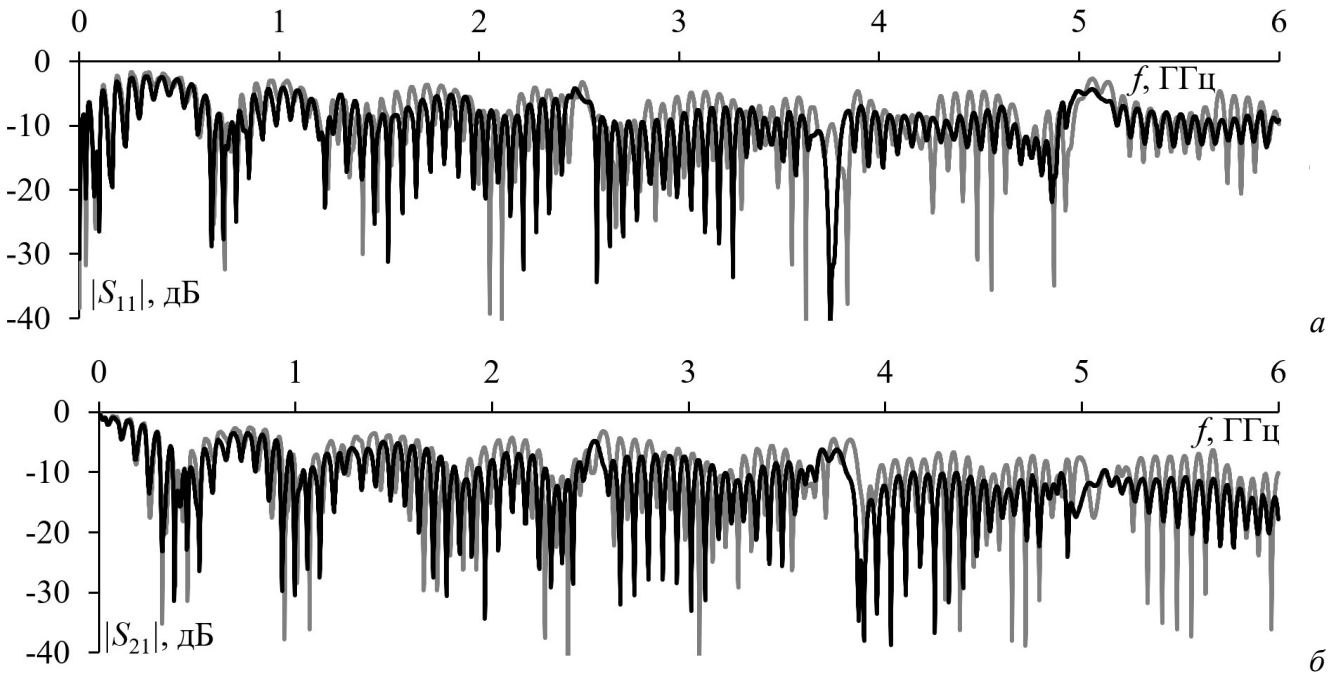


Рисунок 2.87 – Вычисленные в EMPro (—) и измеренные (—) частотные зависимости $|S_{11}|$ (*а*) и $|S_{21}|$ (*б*) в диапазоне до 6 ГГц

Затем измерен отклик во временной области на базе осциллографа С9-11 (рисунок 2.88*а*). Для фиксации и исключения эмиссий извне линия помещена в мини ТЕМ-камеру [421]. Осциллограмма воздействия на нагрузке 50 Ом с длительностью 885 пс по уровню половины амплитуды показана на рисунке 2.88*б*.

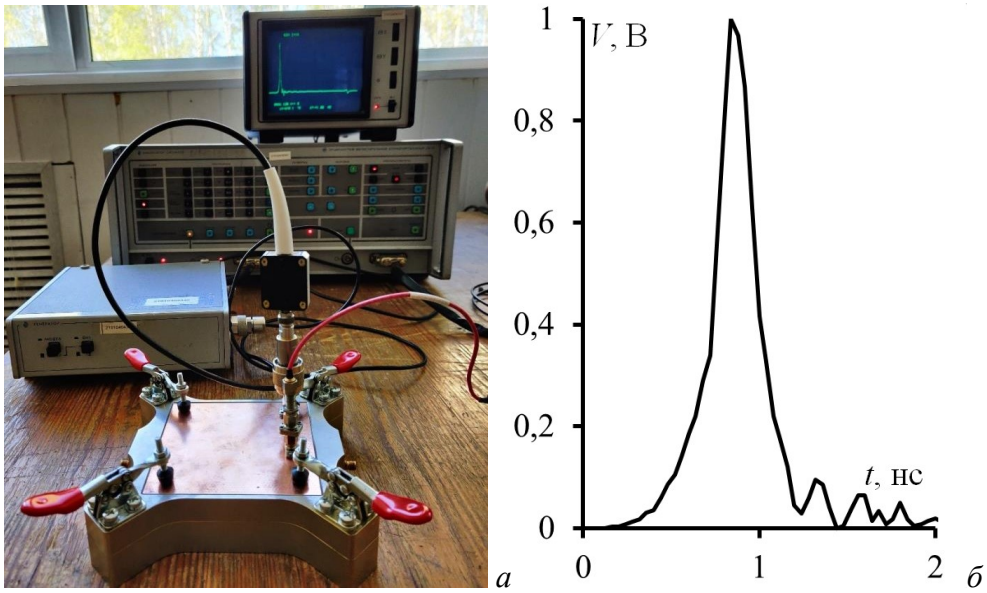


Рисунок 2.88 – Вид экспериментальной установки (*а*) и форма воздействия (*б*)

На рисунке 2.89 показаны формы напряжения на выходе МЛ, полученные разными подходами: по модели (2.19), квазистатическим и электродинамическим подходами и измеренные. При моделировании квазистатическим подходом не учтены изгибы линии в конце полувитков, которые обеспечивают дополнительную задержку около 115 пс. Электродинамическое моделирование выполнено в EMPro. Для наглядности в таблицу 2.23 сведены амплитуды (V_1, V_2, V_3) и задержки (T_1, T_2, T_3) импульсов разложения на выходе МЛ по уровню половины от максимальной амплитуды. Для результатов измерений учтена задержка (320 пс), вносимая соединителями для включения макета в тракт.

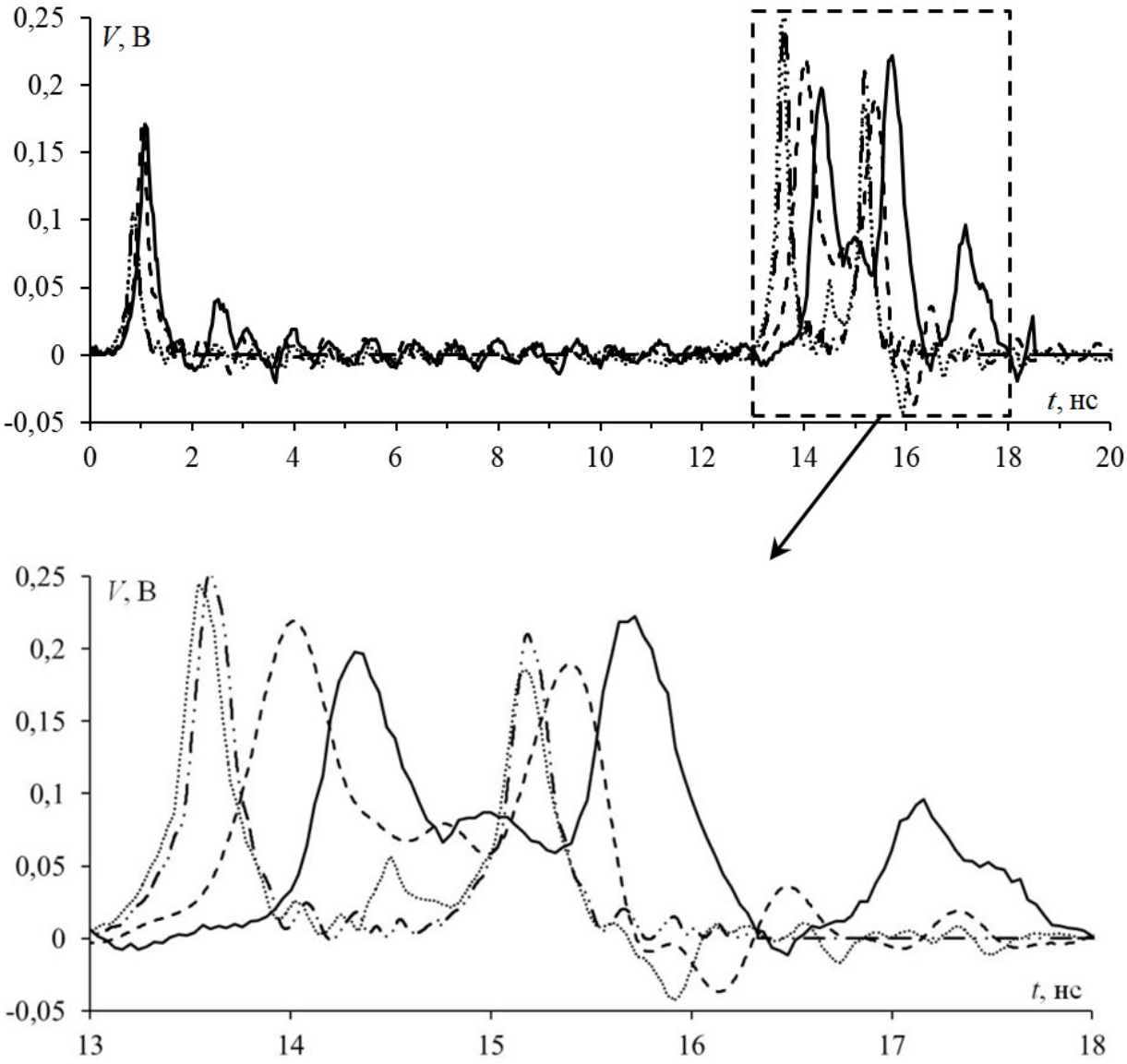


Рисунок 2.89 – Формы напряжения на выходе МЛ, полученные с помощью измерений (—), модели (2.19) (– ·· –), электродинамическим (– –) и квазистатическим (····) подходами

Таблица 2.23 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения на выходе макета МЛ

Подход	V_1	T_1	V_2	T_2	V_3	T_3
Аналитика	106	0,85	253	13,6	210	15,19
Квазистатика	105	0,84	245	14,18	186	15,5
Электродинамика	169	1,03	219	14,02	190	15,4
Измерения	171	1,04	198	14,32	222	15,72

Из временных откликов, полученных разными методами, видно, что они хорошо согласуются качественно. Импульс 1 является перекрестной помехой на ближнем конце и приходит к выходу линии с задержкой около 1 нс, которая вызвана задержкой в выводах линии для подключения соединителей и переходных устройствах для её включения в тракт. Все результаты, полученные разными подходами, хорошо совпадают по форме сигналов, амплитудам и задержке импульса 1. Это связано с тем, что этот импульс не распространяется вдоль витка, а является перекрестной помехой на ближнем конце. Поэтому отражения, потери и дисперсия почти не влияют на него. Максимальная разность амплитуд составляет всего 7 мВ.

Разница во времени его прихода около 0,2 нс, при сравнении электродинамического подхода и измерений. Это обусловлено влиянием выводов линии. Из-за этого основной сигнал распространяется сначала в одиночном проводнике линии длиной около 23 мм (с задержкой около 115 пс). Импульсы 2 и 3 – нечетная и четная моды. Каждый последующий подход к получению результатов является более точным, чем предыдущий, поскольку учитывает больше факторов (изгибы линии, отражения, потери и дисперсию), влияющих на форму сигнала. Их влияние уменьшает амплитуды и увеличивает задержки (из-за дисперсии) импульсов. Для сравнения параметров импульсов, полученных разными подходами, вычислены отклонения, как

$$\delta = \pm 100\% \cdot |a - r| / (a + r), \tag{2.33}$$

где a – результат модели, r – результат другого метода.

Для аналитического и квазистатического подходов отклонения V_2 и V_3 составили около 16 и 19%, а T_2 и T_3 – 0,77 и 0,17% соответственно. Выявленные различия объясняются тем, что модель (2.19) разработана для одного витка (связанной линии, закороченной на дальнем конце) и не учитывает, возникающие из-за сворачивания витка в 19 полувитков, перекрестные связи.

Для аналитического и электродинамического подходов отклонения больше: V_2 и V_3 – 31,6 и 18,9 %, а T_2 и T_3 – 1 и 0,42 % соответственно. Большие отклонения амплитуд объяснимы учетом в электродинамическом анализе всех типов волн и видов потерь.

Для аналитического и измеренного результатов различия ещё выше: 35,1 и 21,3 % для V_2 и V_3, 2,57 и 1,75 % для T_2 и T_3 соответственно. Из-за потерь увеличилось время нарастания и спада импульсов, что привело к росту их задержек и уменьшению амплитуд. На задержки импульсов также мог повлиять неточный учет задержек в соединителях. Не смотря на различия результатов аналитической модели (2.19) и других подходов, можно считать приемлемой точность и корректность модели, как минимум, на начальном этапе проектирования устройств для предварительных оценок отклика и ослабления в витке.

Сравнены временные отклики по аналитической модели, электродинамическому и квазистатическому подходам и измерению. Выявлена хорошая качественная и приемлемая количественная согласованность временных откликов.

2.4 Многовитковые меандровые микрополосковые линии

Здесь рассмотрено разложение СКИ в одном, двух и более витках, соединенных последовательно [283, 370, 422–430.

2.4.1 Микрополосковая линия из двух витков

Здесь представлено разложение СКИ в МЛ из двух витков, соединенных последовательно, сформулированы условия его разложения, продемонстрирована возможность

его ослабления [422, 426, 429] и сформулирована многокритериальная целевая функция для оптимизации его параметров посредством ГА [425]. Дополнительное моделирование выполнено электродинамическим подходом.

Поперечное сечение витков одинаково, как на рисунке 2.23, а её схема соединений представлена на рисунке 2.90. Начало витка 1 длиной l_1 соединено с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. и внутренним сопротивлением $R1$. Выход витка 1 соединен последовательно с началом витка 2 длиной l_2, а конец витка 2 – с приемным устройством, представленным $R2$. Для минимизации отражений от концов линии, внутреннее сопротивление источника э.д.с. принято равным $(Z_eZ_o)^{0,5}$ витка 1, а нагрузки – витка 2. Для воздействия выбран СКИ с рисунка 2.3.

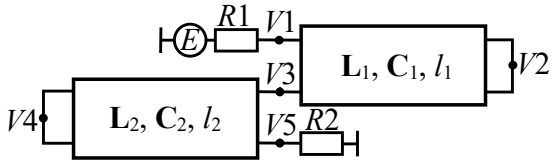


Рисунок 2.90 – Схема соединений меандровой МПЛ из двух витков

Известно, что СКИ может быть разложен в витке меандровой МПЛ на последовательность из трех основных импульсов (перекрестной помехи на ближнем конце, нечетной и четной мод) с равными интервалами между ними [378, 381]. Условие такого разложения такое же, как (2.11). По существу, выполнение (2.11) позволяет увеличить длительность СКИ, разлагаемого в меандровой МПЛ, до значения, равного произведению минимальной из погонных задержек и длины линии.

Для полного разложения СКИ сначала надо его разложить в первом витке на три основных импульса: перекрестной помехи на ближнем конце, нечетной и четной мод. Затем надо разложить каждый из основных импульсов из витка 1 в витке 2 на три таких же импульса. Поскольку прохождение СКИ по МЛ из двух витков довольно сложно из-за ряда отражений, целесообразно обеспечить (2.11) только в витке 1. Это позволит исключить наложение основных импульсов разложения на импульсы, вызванные отражениями, и минимизировать амплитуду СКИ.

Для разложения импульсов из витка 1 в витке 2 надо обеспечить такие их задержки в витке 2, что каждый из них разложится на три импульса. Также необходимо учитывать перекрестные помехи на ближнем конце от них с выхода витка 1 (узел $V3$) на вход витка 2 (узел $V5$), задержка которых на выходе линии определяется задержкой только в витке 1, поскольку они наводятся в момент начала распространения импульсов в витке 2. На выходе также будут отражения от стыков между полувитками (узлы $V2$ и $V4$), витками (узел $V3$) и концов окончаний (узлы $V1$ и $V5$), которые могут накладываться на основной сигнал.

Многочисленные результаты моделирования в диапазоне параметров показали, что для частичного исключения наложений целесообразно в витке 2 выполнить условие

$$\tau_{max} \geq 3\tau_{min}, \tag{2.34}$$

что, в свою очередь, поможет минимизировать амплитуду СКИ на выходе линии.

С учетом (2.11) оптимизированы параметры витка 1 по критериям разложения СКИ и минимизации его амплитуды на выходе линии: w_1=100 мкм, t_1=160 мкм, h_1=200 мкм, s_1=19,78 мкм, ε_{r1}=480. Для витка 1:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 6,76 & -3,15 \\ -3,15 & 6,76 \end{bmatrix} \text{ нФ/м, } \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 3,47 & 2,89 \\ 2,89 & 3,47 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м.}$$

Условие (2.34) в витке 2 обеспечивается параметрами: w_2=400 мкм, t_2=600 мкм, h_2=200 мкм, s_2=20,2592 мкм, ε_{r2}=120. Для витка 2:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 3,58 & -1,06 \\ -1,06 & 3,58 \end{bmatrix} \text{ нФ/м, } \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 1,63 & 1,45 \\ 1,45 & 1,63 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м.}$$

Из матриц получены погонные задержки четной и нечетной мод витков 1 и 2 линии [175]: τ_{e1}=47,88 нс/м, τ_{e2}=27,88 нс/м, τ_{o1}=23,94 нс/м, τ_{o2}=9,29 нс/м. После предварительного моделирования временного отклика, для исключения наложения импульсов, взято: l_1=45 мм, l_2=25 мм.

На рисунке 2.91 представлена форма напряжения на выходе витка 1 (в узле *V*3) при выполнени и (2.11).

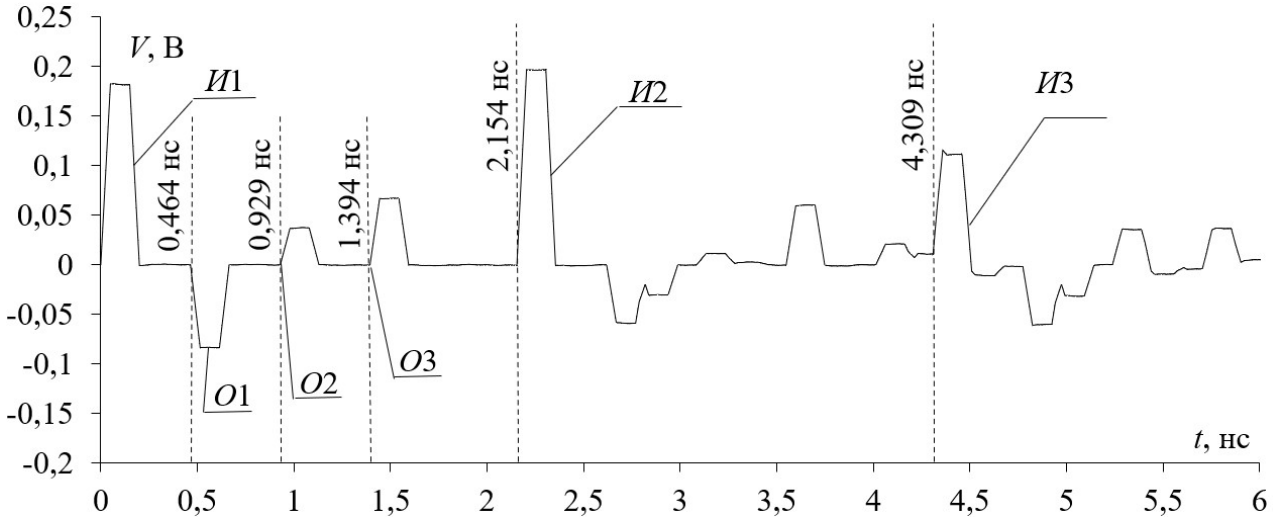


Рисунок 2.91 – Форма напряжения на выходе витка 1 (в узле *V*3) меандровой МПЛ из двух витков при выполнении (2.11)

Из рисунка 2.91 видно, что напряжение на выходе витка 1 представлено тремя основными импульсами: перекрестной помехи на ближнем конце (*И*1), нечетной (*И*2) и четной (*И*3) мод. Также видно, что задержка импульса четной моды ($\tau_{e1}l_1$=47,87 нс/м·45 мм=2,154 нс) в два раза больше, чем нечетной (значения есть на

рисунке 2.91). Амплитуда напряжения на выходе витка 1 составляет 0,196 В. На графике есть импульсы (между импульсами *И*1 и *И*2, и *И*2 и *И*3), вызванные отражениями. Для примера, подробно рассмотрим импульсы *О*1, *О*2 и *О*3, вызванные отражениями. По существу, *О*1 (нечетная мода) и *О*3 (четная мода) – результаты разложения в витке 2 отраженного от выхода линии импульса перекрестной помехи на ближнем конце, пришедшего на выход витка 2 (узел *V*5) из узла *V*1, а импульс *О*2, в результате отражения от стыка между витками, является дважды прошедшим по второму витку импульсом *О*1. Тогда, задержки импульсов *О*1, *О*2 и *О*3 можно однозначно определить как $t_{O1}=\tau_{o2}2l_2=0{,}464$ нс, $t_{O2}=\tau_{o2}4l_2=0{,}929$ нс, $t_{O3}=\tau_{e2}2l_2=1{,}394$ нс.

На рисунке 2.92 представлена форма сигнала на выходе меандровой МПЛ из 2 витков при выполнении (2.11) и (2.34) в витках 1 и 2 соответственно.

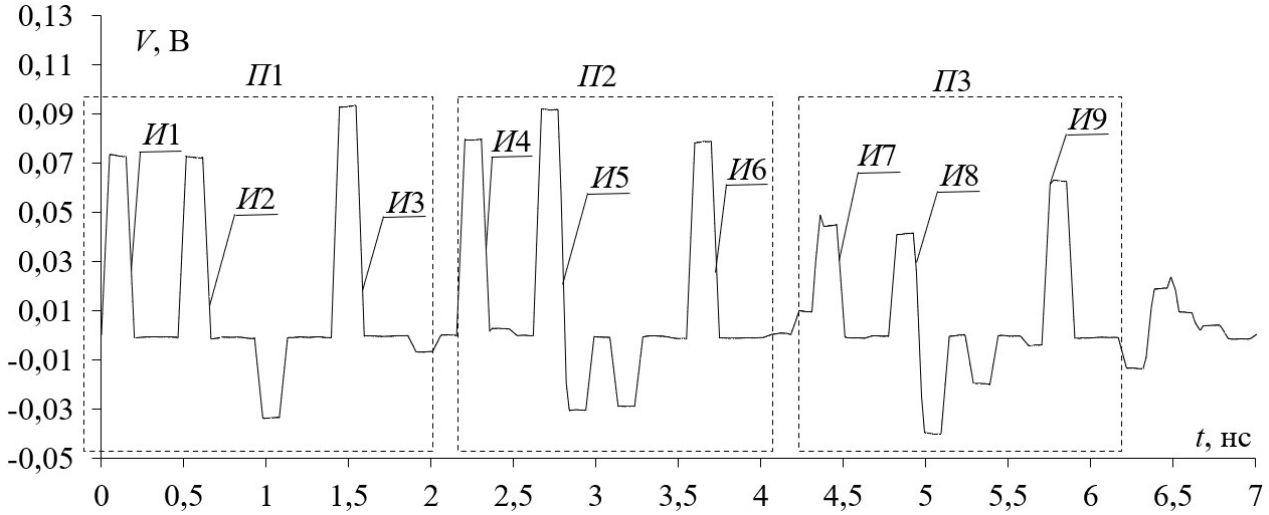


Рисунок 2.92 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ из двух витков при выполнении условий (2.11) и (2.34) в витках 1 и 2 соответственно

Из рисунка 2.92 видно, что СКИ на выходе меандровой МПЛ из двух витков представлен рядом импульсов меньшей амплитуды, не превышающей 94 мВ. Первая последовательность импульсов (*П*1) – результат разложения импульса перекрестной помехи на ближнем конце в витке 2, наведенной из узла *V*1 в узел *V*3, вторая (*П*2) – нечетной моды из витка 1 (*И*2 на рисунке 2.91), а третья (*П*3) – четной моды из витка 1 (*И*3 на рисунке 2.91) в виток 2. Так, *И*1 – перекрестная помеха на выходе (узел *V*5) от импульса перекрестной помехи, наведенного из узла *V*1 в узел *V*3 и затем в узел *V*5, а *И*2 и *И*3 – импульсы нечетной и четной мод витка 2 от импульса перекрестной помехи в узле *V*3. Импульс *И*4 – перекрестная помеха в узле *V*5 от импульса нечетной моды из витка 1 (*И*2 на рисунке 2.91) в узел *V*3, а *И*5 и *И*6 – импульсы нечетной и четной мод от импульса нечетной моды витка 1, *И*7 – перекрестная помеха в узле *V*5 от импульса четной моды, пришедшего из витка 1 (*И*3 на рисунке 2.91) в узел *V*3, а *И*8 и *И*9 являются импульсами нечетной и четной мод от импульса четной моды витка 1). Из рисунка 2.92 также видно, что на выходе линии присутствуют импульсы меньшей

амплитуды (по сравнению с основными импульсами трех последовательностей), вызванные отражениями. В результате, ослабление СКИ на выходе меандровой МПЛ из двух витков составило 5,2 раза.

Для полноты понимания процесса разложения СКИ в меандровой МПЛ из двух витков, задержки каждого из основных импульсов (*И*1–*И*9) трех последовательностей (*П*1–*П*3) на выходе линии (рисунок 2.92) сведены в таблицу 2.24, где t_c (с использованием индексов *c* – crosstalk, *e* – even, *o* –odd) – задержка импульса 1, t_{co} – задержка импульса 2, t_{ce} – задержка импульса 3, t_{oc} – задержка импульса 4, t_{oo} – задержка импульса 5, t_{oe} – задержка импульса 6, t_{ec} – задержка импульса 7, t_{eo} – задержка импульса 8, t_{ee} – задержка импульса 9 (где индексы *co* – нечетная мода от перекрестной помехи в узле *V*3, *ce* – четная мода от перекрестной помехи в узле *V*3, *oc* – перекрестная помеха в узле *V*5 от импульса нечетной моды из витка 1, *oo* – нечетная мода от импульса нечетной моды витка 1, *oe* – четная мода от импульса нечетной моды витка 1, *ec* – перекрестная помеха в узле *V*5 от импульса четной моды, пришедшего из витка 1, *eo* – нечетная мода от импульса четной моды витка 1, *ee* – четная мода от импульса четной моды витка 1). Так как первая последовательность импульсов – результат разложения импульса перекрестной помехи на импульс перекрестной помехи и импульсы нечетной и четной мод только в витке 2, то задержка импульса 1 определяется как t_c=0 нс, импульса 2 – $t_{co}=\tau_{o2}2l_2$ (где τ_{o2} – погонная задержка нечетной моды витка 2, а l_2 – длина витка 2), а импульса 3 – $t_{ce}=\tau_{e2}2l_2$ (где τ_{e2} – погонная задержка четной моды витка 2). Вторая последовательность – результат разложения импульса нечетной моды из витка 1 (*И*2 на рисунке 2.91) на импульс перекрестной помехи и импульсы нечетной и четной мод в витке 2, поэтому задержка импульса 4 определяется как $t_{oc}=\tau_{o1}2l_1$ (где τ_{o1} – погонная задержка нечетной моды витка 1, а l_1 – длина витка 1), задержка импульса 5 – $t_{oo}=\tau_{o1}2l_1+\tau_{o2}2l_2$, а импульса 6 – $t_{oe}=\tau_{o1}2l_1+\tau_{e2}2l_2$. Третья же последовательность импульсов – результат разложения импульса четной моды из витка 1 (*И*3 на рисунке 2.91) в витке 2. Тогда задержка импульса 7 определяется как $t_{ec}=\tau_{e1}2l_1$ (где τ_{e1} – погонная задержка четной моды витка 1), импульса 8 – $t_{eo}=\tau_{e1}2l_1+\tau_{o2}2l_2$, а импульса 9 – $t_{ee}=\tau_{e1}2l_1+\tau_{e2}2l_2$.

Таблица 2.24 – Вычисленные задержки (нс) каждого из основных импульсов трех последовательностей на выходе меандровой МПЛ из двух витков

*П*1 (*И*1–*И*3)			*П*2 (*И*4–*И*6)			*П*3 (*И*7–*И*9)		
t_c	t_{co}	t_{ce}	t_{oc}	t_{oo}	t_{oe}	t_{ec}	t_{eo}	t_{ee}
0	0,46	1,39	2,15	2,61	3,54	4,3	4,77	5,69

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

$$t_{co} \geq t_{\sum}, \tag{2.35}$$

$$t_{ce} \geq t_{co} + t_{\sum}, \tag{2.36}$$

$$t_{oo} \geq t_{oc} + t_{\sum}, \tag{2.37}$$

$$t_{oe} \geq t_{oo} + t_{\sum}, \tag{2.38}$$

$$t_{eo} \geq t_{ec} + t_{\sum}, \tag{2.39}$$

$$t_{ee} \geq t_{eo} + t_{\sum}, \tag{2.40}$$

где $t_{\sum}$ – общая длительность СКИ.

Зная, как определяются задержки каждого из основных импульсов трех последовательностей (t_c, t_{co}, … , t_{ee}), после простых алгебраических преобразований (2.35), (2.37) и (2.39) примут одинаковый вид

$$2l_2\tau_{o2} \geq t_{\sum}, \tag{2.41}$$

а (2.36), (2.38) и (2.40) –

$$2l_2|\tau_{e2} - \tau_{o2}| \geq t_{\sum}. \tag{2.42}$$

Тогда, для исключения наложения основного сигнала на импульс перекрестной помехи на ближнем конце в каждой последовательности импульсов (*П*1–*П*3) на рисунке 2.92, достаточно выполнить (2.41), а для разложения основного сигнала на импульсы нечетной и четной мод – (2.42). После подстановки известных значений переменных в (2.41) получим 0,46 нс ≥ 0,2 нс, а в (2.42) – 0,93 нс ≥ 0,2 нс. Таким образом, условия (2.41) и (2.42) выполняются с запасом.

Важно отметить, что *И*3 может накладываться на *И*4, а *И*6 на *И*7, например, при воздействии СКИ с большей длительностью или при большей длине витка 2. Для исключения этого необходимо дополнительно выполнить условия

$$t_{oc} \geq t_{ce} + t_{\sum}, \tag{2.43}$$

$$t_{ec} \geq t_{oe} + t_{\sum}. \tag{2.44}$$

После простых алгебраических преобразований (2.43) примет вид

$$2l_1\tau_{o1} - 2l_2\tau_{e2} \geq t_{\sum}, \tag{2.45}$$

а (2.44) –

$$2l_1(\tau_{e1} - \tau_{o1}) - 2l_2\tau_{e2} \geq t_{\sum}. \tag{2.46}$$

После подстановки известных значений переменных в (2.45) и (2.46) получим 0,76 нс ≥ 0,2 нс в обоих случаях, поскольку левые части (2.45) и (2.46) равны. Это обусловлено тем, что в витке 1 выполняется (2.11), при котором максимальная из погонных задержек четной и нечетной мод витка 1 равна удвоенной минимальной. Таким образом (2.45) и (2.46) выполняются с запасом.

Для проверки (2.41), (2.42), (2.45) и (2.46) рассмотрен случай, когда они не выполняются: сначала, когда не выполняется (2.41), например, за счет уменьшения l_2. На рисунке 2.93 представлены формы выходного напряжения при l_2=10, 5 мм, а l_1=45 мм.

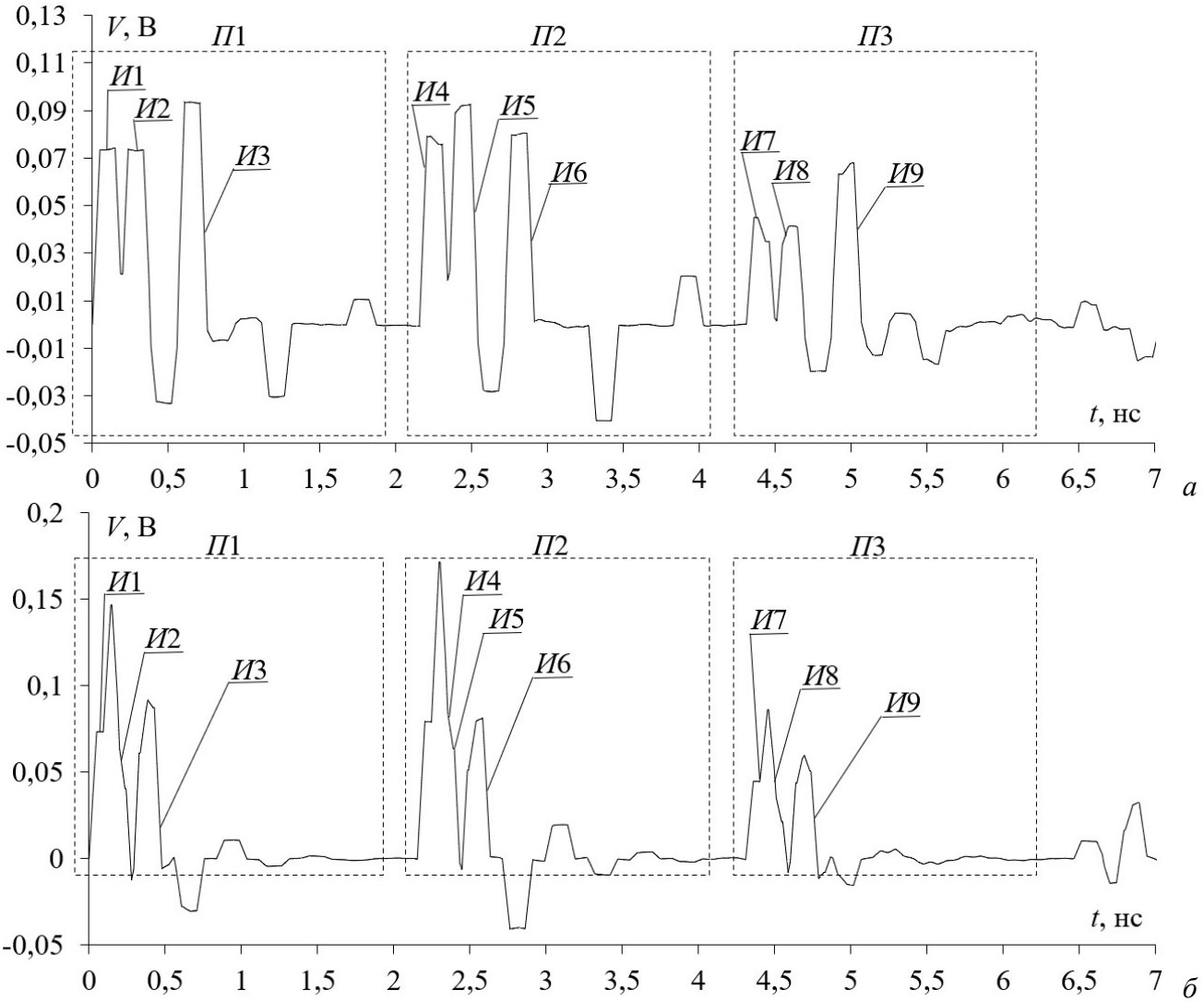


Рисунок 2.93 – Формы напряжения на выходе меандровой МПЛ из двух витков при l_2=10 (*а*), 5 (*б*) мм

Из рисунка 2.93 видно, что при l_2=10 мм фронты импульсов нечетной моды (*И*2, *И*5, *И*8 на рисунке 2.93*а*) накладываются на спады импульсов перекрестной помехи на ближнем конце (*И*1, *И*4, *И*7 на рисунке 2.93*а*). При этом амплитуда выходного напряжения также не превышает 94 мВ, поскольку, по-прежнему, определяется амплитудой импульса *И*3. Однако при l_2=5 мм (рисунок 2.93*б*) она уже равна 0,171 В. Так, при l_2=10 мм условие (2.41) не выполняется (0,18 нс ≤ 0,2 нс), как и при l_2=5 мм (0,093 нс ≤ 0,2 нс).

Рассмотрен случай, когда не выполняется (2.42), например, за счет уменьшения ε_{r2} до 5 (при l_2=25 мм), когда 0,12 нс ≤ 0,2 нс. На рисунке 2.94 представлена форма выходного напряжения при ε_{r2}=5.

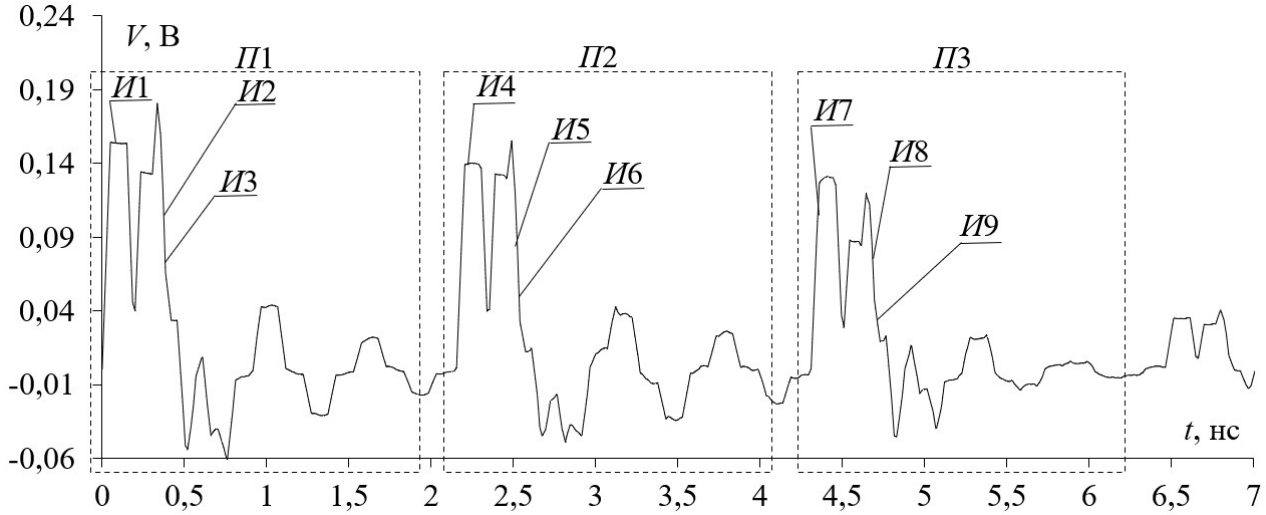


Рисунок 2.94 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ из 2 витков при ε_{r2}=5

Из рисунка 2.94 видно, что основные импульсы трех последовательностей не раскладываются на импульсы нечетной (*И*2, *И*5, *И*8) и четной (*И*3, *И*6, *И*9) мод. При этом амплитуда выходного напряжения равна 0,18 В.

Наконец, рассмотрен случай, когда не выполняются (2.45) и (2.46), например, за счет роста l_2 до 35 мм, а общей длительности СКИ – до 0,3 нс. Форма выходного напряжения при l_2=35 мм и длительности СКИ 0,3 нс представлена на рисунке 2.95.

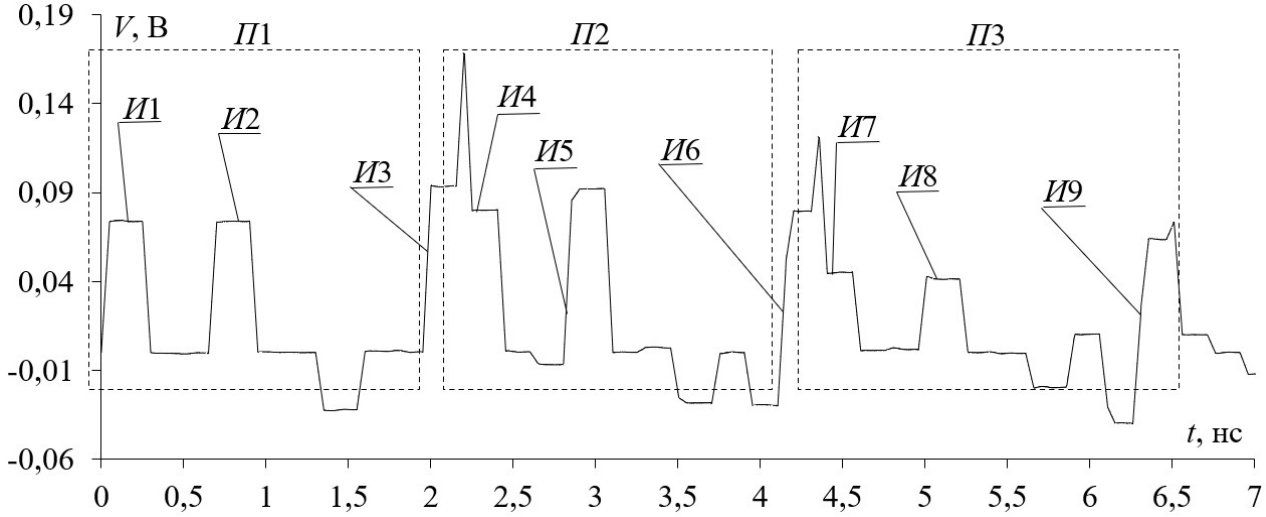


Рисунок 2.95 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ из 2 витков при l_2=35 мм и длительности СКИ 0,3 нс

Из рисунка 2.95 видно, что импульс четной моды первой последовательности (*И*3) накладывается на импульс перекрестной помехи на ближнем конце второй последовательности (*И*4), а импульс четной моды второй последовательности (*И*6) накладывается на импульс перекрестной помехи на ближнем конце третьей последовательности (*И*7). Амплитуда выходного напряжения составила 0,168 В. В результате подстановки значений переменных в (2.45) и (2.46) в обоих случаях получим 0,2 нс ≤ 0,3 нс.

Аналогичное моделирование выполнено электродинамическим подходом, в результате чего получено хорошее совпадение форм напряжения [426].

Для возможности оптимизации такой структуры, например посредством ГА, сформулирована многокритериальная целевая функция по критериям полного разложения СКИ [425]:

$$F = \frac{f_1}{f_{1\max}} + \frac{f_2}{f_{2\max}} + \frac{f_3}{f_{3\max}} + \frac{f_4}{f_{4\max}}, \tag{2.47}$$

где $f_{1\max}$, $f_{2\max}$, $f_{3\max}$, $f_{4\max}$ – нормировочные коэффициенты, которые равны максимальным значениям f_1, f_2, f_3 и f_4 соответственно, а f_1, f_2, f_3, f_4 – критерии, обеспечивающие (2.41), (2.42), (2.45), (2.46) соответственно:

$$f_1 = t_\Sigma - 2l_2\tau_{o2}, \tag{2.48}$$

$$f_2 = (2l_2\tau_{o2} + t_\Sigma) - 2l_2\tau_{e2}, \tag{2.49}$$

$$f_3 = (2l_2\tau_{e2} + t_\Sigma) - 2l_1\tau_{o1}, \tag{2.50}$$

$$f_4 = (2l_1\tau_{o1} + 2l_2\tau_{e2} + t_\Sigma) - 2l_1\tau_{e1}. \tag{2.51}$$

Сформулированные критерии реализованы в разработанном программном модуле для оптимизации такой структуры посредством ГА [427]. Поскольку для высокой разности задержек требуются большие значения ε_r диэлектрика, то для этого может быть применена технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC), дающая высокую разность задержек мод и компактность устройства [431].

Таким образом, продемонстрировано разложение СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды в меандровой МПЛ из двух витков. В результате выполнения (2.11) в витке 1 и (2.34) в витке 2 получено ослабление СКИ на выходе 5,2 раза. Сформулированы условия разложения каждого импульса с выхода витка 1 в витке 2, позволяющие исключить наложение импульсов четной моды из каждой последовательности на импульс перекрестной помехи на ближнем конце следующей последовательности. Необходимо отметить, что оптимальные параметры, при которых обеспечиваются необходимые условия, трудно реализовать на практике. Однако, выполнение соответствующих условий в витках 1 и 2 возможно за счет выбора других значений параметров поперечного сечения. Например, это может быть выполнено посредством оптимизации с использованием ГА, когда задаётся необходимый диапазон оптимизируемых параметров. Еще одним решением этого может быть технология LTCC. Тем не менее, представленные результаты позволяют утверждать, что при выполнении соответствующих условий в витках 1 и 2 возможна минимизация амплитуды СКИ в меандровой МПЛ из двух витков посредством его разложения на импульс перекрестной

помехи на ближнем конце и импульсы нечетной и четной мод сначала в витке 1, а затем, аналогично, каждого из них в витке 2.

2.4.2 Микрополосковая линия из трех витков

Здесь исследовано полное разложение СКИ в МЛ из трёх витков, сформулированы условия его разложения и показана возможность его ослабления [428, 430].

Аналогично моделировалась меандровая МПЛ из 3 витков. Поперечные сечения ее витков такие же, как на рисунке 2.23, схема соединений представлена на рисунке 2.96. Воздействие такое же, как в п. 2.4.1. Для минимизации отражений от концов линии, $R1$ принято равным $(Z_eZ_o)^{0,5}$ витка 1, а нагрузки – витка 3.

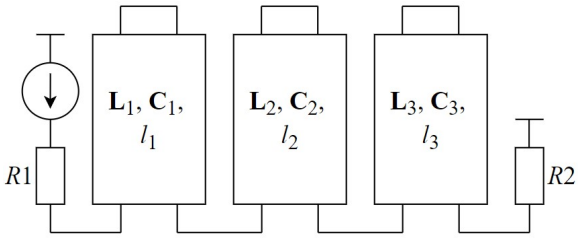


Рисунок 2.96 – Схема соединений меандровой МПЛ из 3 витков

В структуре на рисунке 2.96, СКИ может быть разложен на 27 импульсов меньшей амплитуды. Для этого, как и в линии из 2 витков, необходимо чтобы задержка каждого из основных импульсов (кроме первого) была больше задержки предыдущего импульса, просуммированной с длительностью СКИ.

Сначала определены задержки каждого из 27 основных импульсов разложения, как это сделано в п. 2.4.1: $t_{И1}$=0 нс, $t_{И2}=2l_3\tau_{o3}$, $t_{И3}=2l_3\tau_{e3}$, $t_{И4}=2l_2\tau_{o2}$, $t_{И5}=2l_2\tau_{o2}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И6}=2l_2\tau_{o2}+2l_3\tau_{e3}$, $t_{И7}=2l_2\tau_{e2}$, $t_{И8}=2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И9}=2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{e3}$, $t_{И10}=2l_1\tau_{o1}$, $t_{И11}=2l_1\tau_{o1}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И12}=2l_1\tau_{o1}+2l_3\tau_{e3}$, $t_{И13}=2l_1\tau_{o1}+2l_2\tau_{o2}$, $t_{И14}=2l_1\tau_{o1}+2l_2\tau_{o2}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И15}=2l_1\tau_{o1}+2l_2\tau_{o2}+2l_3\tau_{e3}$, $t_{И16}=2l_1\tau_{o1}+2l_2\tau_{e2}$, $t_{И17}=2l_1\tau_{o1}+2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И18}=2l_1\tau_{o1}+2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{e3}$, $t_{И19}=2l_1\tau_{e1}$, $t_{И20}=2l_1\tau_{e1}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И21}=2l_1\tau_{e1}+2l_3\tau_{e3}$, $t_{И22}=2l_1\tau_{e1}+2l_2\tau_{o2}$, $t_{И23}=2l_1\tau_{e1}+2l_2\tau_{o2}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И24}=2l_1\tau_{e1}+2l_2\tau_{o2}+2l_3\tau_{e3}$, $t_{И25}=2l_1\tau_{e1}+2l_2\tau_{e2}$, $t_{И26}=2l_1\tau_{e1}+2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{o3}$, $t_{И27}=2l_1\tau_{e1}+2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{e3}$.

Зная, как определяются задержки каждого из 27 основных импульсов, сформулированы условия полного разложения СКИ в меандровой МПЛ из 3 витков, опираясь на детальный анализ в п. 2.4.1:

$$2l_3\tau_{o3}\geq t_{\sum}, \tag{2.52}$$

$$2l_3\tau_{e3}\geq 2l_3\tau_{o3}+t_{\sum}, \tag{2.53}$$

$$2l_2\tau_{o2}\geq 2l_3\tau_{e3}+t_{\sum}, \tag{2.54}$$

$$2l_2\tau_{e2}\geq 2l_2\tau_{o2}+2l_3\tau_{e3}+t_{\sum}, \tag{2.55}$$

$$2l_1\tau_{o1}\geq 2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{e3}+t_{\sum}, \tag{2.56}$$

$$2l_1\tau_{e1} \geq 2l_1\tau_{o1}+2l_2\tau_{e2}+2l_3\tau_{e3}+t_{\sum}. \quad (2.57)$$

где τ_{o3} и τ_{e3} – погонные задержки нечетной и четной мод витка 3.

Выполнена проверка условий (2.52)–(2.57). Для этого выполнена оптимизация параметров витков эвристическим поиском по критерию выполнения этих условий. Получены следующие оптимальные значения параметров витков 1, 2 и 3: w_1=100 мкм, t_1=160 мкм, s_1=20 мкм, h_1=200 мкм, ε_{r1}=480, l_1=100 мм; w_2=w_3=400 мкм, t_2=t_3=600 мкм, s_2=s_3=20,3 мкм, h_2=h_3=200 мкм, ε_{r2}=ε_{r3}=120, l_2=60 мм; l_3=15 мм. В системе TUSUR.EMC вычислены погонные задержки четной и нечетной мод витков 1, 2 и 3: τ_{e1}=47,88 нс/м, τ_{e2}=τ_{e3}=27,88 нс/м, τ_{o1}=23,94 нс/м, τ_{o2}=τ_{o3}=9,29 нс/м, При подстановке погонных задержек мод витков в $t_{И1}$, $t_{И2}$, …, $t_{И27}$ получается: $t_{И1}$=0 нс, $t_{И2}$=0,27 нс, $t_{И3}$=0,83 нс, $t_{И4}$=1,12 нс, $t_{И5}$=1,39 нс, $t_{И6}$=1,95 нс, $t_{И7}$=3,35 нс, $t_{И8}$=3,62 нс, $t_{И9}$=4,18 нс, $t_{И10}$=4,79 нс, $t_{И11}$=5,07 нс, $t_{И12}$=5,62 нс, $t_{И13}$=5,9 нс, $t_{И14}$=6,18 нс, $t_{И15}$=6,74 нс, $t_{И16}$=8,13 нс, $t_{И17}$=8,41 нс, $t_{И18}$=8,97 нс, $t_{И19}$=9,58 нс, $t_{И20}$=9,85 нс, $t_{И21}$=10,41 нс, $t_{И22}$=10,69 нс, $t_{И23}$=10,97 нс, $t_{И24}$=11,53 нс, $t_{И25}$=12,92 нс, $t_{И26}$=13,2 нс, $t_{И27}$=13,76 нс, При подстановке известных переменных в условия (2.52)–(2.57) они выполняются. Вычисленная форма напряжения на выходе меандровой МПЛ из трёх витков с оптимальными параметрами представлена на рисунке 2.97.

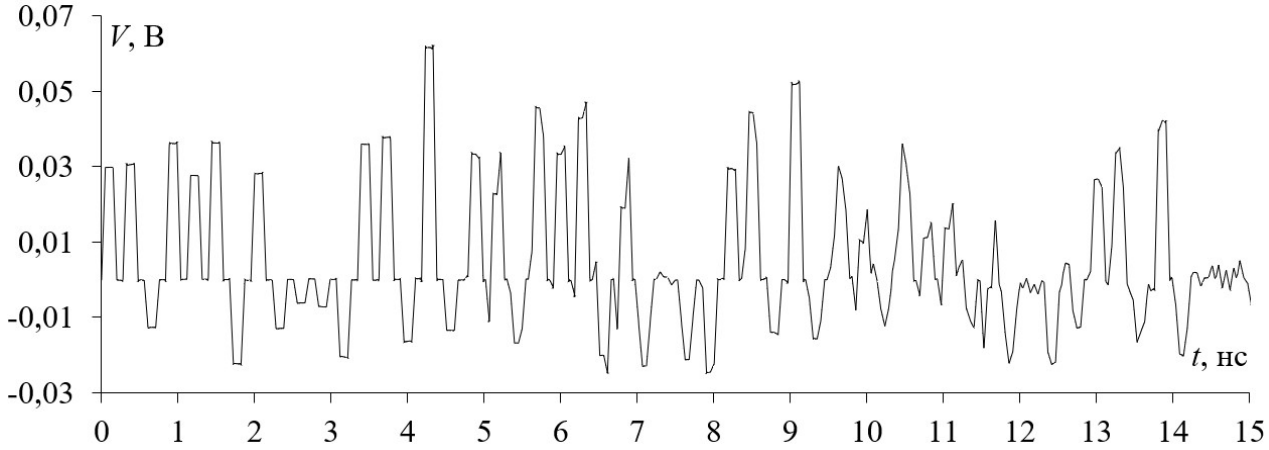


Рисунок 2.97 – Форма напряжения на выходе меандровой МПЛ из трёх витков

Видно, что СКИ на выходе меандровой МПЛ из трёх витков представлен последовательностью из 27 основных импульсов с амплитудой, не более 0,062 В. Также на выходе линии есть импульсы, отраженные от стыков между полувитками и концами линии.

Рассмотрено разложение СКИ в меандровой МПЛ из трёх витков, соединенных последовательно. Определены задержки каждого импульса разложения на выходе такой структуры. Сформулированы условия такого разложения. В результате, ослабление СКИ составило 8,1 раза (от E/2).

2.4.3 Микрополосковая линия из произвольного числа витков

Здесь исследовано полное разложение СКИ в МЛ из произвольного числа витков, сформулированы его условия, апробированные на 4 и 5 витках [283, 428].

Условия для 1–3 витков меандровой МПЛ имеют ряд сходств: в (2.41), (2.52) и (2.5) задержка нечетной моды в последнем витке должна быть не меньше общей длительности СКИ; в (2.42), (2.53) и (2.7) задержка четной моды последнего витка должна быть не меньше суммы задержки нечетной моды этого же витка и общей длительности СКИ; в (2.45) и (2.54) задержка нечетной моды предпоследнего витка должна быть не меньше суммы задержки четной моды последнего витка и общей длительности СКИ; в (2.46) и (2.55) задержка четной моды предпоследнего витка должна быть не меньше суммы задержек нечетной моды предпоследнего витка, четной моды последнего витка и общей длительности СКИ; в (2.56) задержка нечетной моды первого витка должна быть не меньше суммы задержек четных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ; в (2.57) задержка четной моды первого витка должна быть не меньше суммы задержек нечетной моды первого витка, четных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ. Таким образом, (2.41), (2.45), (2.54), (2.52), (2.56), (2.5), ограничивают задержки нечетных мод, а (2.42), (2.46), (2.53), (2.55), (2.57), (2.7) – четных. Тогда, для полного разложения СКИ в меандровой МПЛ из произвольного числа витков, задержка нечетной моды каждого витка должна быть не меньше суммы задержек четных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ, а задержка четной моды каждого витка должна быть не меньше суммы задержек нечетной моды каждого витка, четных мод всех последующих витков и общей длительности входного импульса. На этой основе сформулированы условия разложения СКИ в меандровой МПЛ из произвольного числа витков:

$$2l_n\tau_{on} \geq \sum_{i=n+1}^{N} 2l_i\tau_{ei} + t_{\Sigma},\ \ n = 1, ..., N, \tag{2.58}$$

$$2l_n\tau_{en} \geq 2l_n\tau_{on} + \sum_{i=n+1}^{N} 2l_i\tau_{ei} + t_{\Sigma},\ \ n = 1, ..., N\,, \tag{2.59}$$

где N – число витков. Так, при подстановке вместо n поочередно количества витков от 1 до N получаем условия разложения СКИ в меандровой МПЛ из N витков. При N=2 (2.58) и (2.59) дают (2.41), (2.42) и (2.45), (2.46), а при N=3 – (2.52)–(2.57).

Условия (2.58) и (2.59) апробированы на МПЛ из 4 и 5 витков. Поперечные сечения витков такие же, как на рисунке 2.23, а схемы представлены на рисунке 2.98. Воздействие и $R1$ такие же, как в п. 2.4.1, а $R2=(Z_eZ_o)^{0,5}$ для последнего витка (4 или 5, в зависимости от структуры).

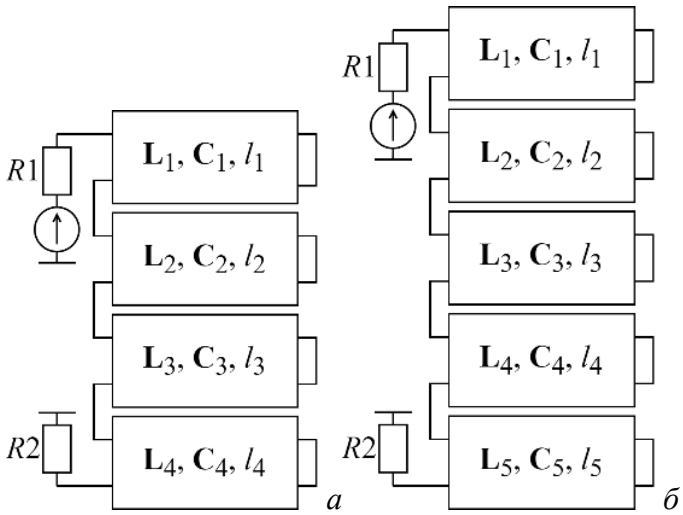


Рисунок 2.98 – Схемы соединений меандровой МПЛ из 4 (*а*) и 5 (*б*) витков

Оптимальные параметры 4 витков: w_1=100 мкм, w_2=w_3=w_4=400 мкм, t_1=160 мкм, t_2=t_3=t_4=600 мкм, s_1=s_2=s_3=s_4=20 мкм, h_1=h_2=h_3=h_4=200 мкм, ε_{r1}=800, ε_{r2}=440, ε_{r3}=110, ε_{r4}=50, l_1=728 мм, l_2=320 мм, l_3=152 мм, l_4=50 мм. Оптимальные параметры 5 витков: w_1=100 мкм, w_2=w_3=w_4=w_5=400 мкм, t_1=160 мкм, t_2=t_3=t_4=t_5=600 мкм, s_1=s_2=s_3=s_4=s_5=20 мкм, h_1=h_2=h_3=h_4=h_5=200 мкм, ε_{r1}=800, ε_{r2}=440, ε_{r3}=110, ε_{r4}=ε_{r5}=50, l_1=2450 мм, l_2=1080 мм, l_3=510 мм, l_4=140 мм, l_5=50 мм. Погонные задержки четной и нечетной мод для 4 витков: τ_{e1}=61,77 нс/м, τ_{e2}=53,24 нс/м, τ_{e3}=26,69 нс/м, τ_{e4}=24,97 нс/м, τ_{o1}=30,89 нс/м, τ_{o2}=16,91 нс/м, τ_{o3}=8,91 нс/м, τ_{o4}=7,27 нс/м. Вычисленные формы выходного напряжения для 4 и 5 витков представлены на рисунке 2.99.

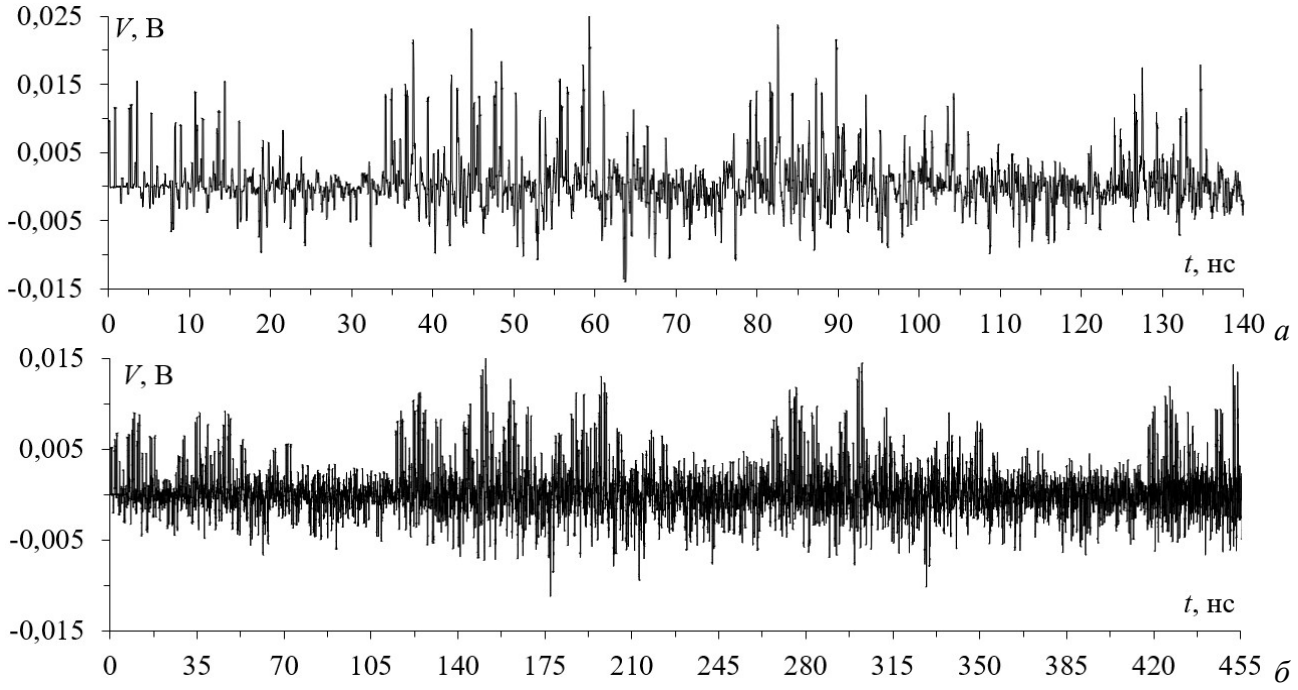


Рисунок 2.99 – Формы напряжения на выходе меандровой МПЛ из 4 (*а*) и 5 (*б*) витков

Из рисунка 2.99 видно, что амплитуда напряжения для 4 витков не превышает 0,025 В, а для 5 – 0,015 В. Также на выходе много импульсов, вызванных отражениями от концов линий и стыков полувитков.

Рассмотрено разложение СКИ в меандровой МПЛ из произвольного числа витков, соединенных последовательно. Представлены универсальные условия полного разложения СКИ в таких структурах. С апробацией на 2–5 витках. Выполнение условий дало ослабление СКИ в структуре из 2 витков – 5,2 раза, 3 – 8,1 раза, 4 – 19,9 раза, 5 – 33,16 раза. Параметры витков получены эвристическим поиском по критерию выполнения сформулированных условий без учета реальных геометрических параметров. Это сделано для проверки сформулированных условий и демонстрации разложения СКИ в таких структурах. Поэтому при реализации таких структур нужен учёт реальных геометрических параметров.

2.4.4 Лабораторный эксперимент

Здесь верифицировано разложение СКИ в МЛ из двух витков, соединенных последовательно [423]. Для сравнения результатов испытаний и моделирования, оно дополнительно выполнено квазистатическим (в ADS) и электродинамическим подходами.

Полученные результаты в п. 2.4.1–2.4.3 ценны для теории, однако при реализации устройств защиты возникают проблемы [423]. Например, подложки с ε_r=480 или 120, которые были использованы выше, редко применяются в РЭА. Практичнее использовать FR-4 или даже Arlon AD1000 в качестве подложки, но тогда для выполнения (2.41), (2.42), (2.45) и (2.46) нужны большие длины витков. При этом габариты устройства защиты затруднят его использование. В этой связи, примечательны использование РПМ [432] и дополнительное сворачивание каждого витка МЛ в неосновные витки [402]. Нанесение РПМ на каждый виток изменит их поперечные сечения, а сворачивание каждого витка в неосновные витки изменит схему соединений устройства. Для реализации этого и доказательства разложения СКИ в таких структурах выбрана меандровая МПЛ из двух витков. Поперечное сечение, одинаковое для двух несвернутых витков с РПМ, представлено на рисунке 2.100, а схема соединений меандровой МПЛ из двух витков, свернутых в неосновные витки, будет представлена ниже, по результатам оптимизации.

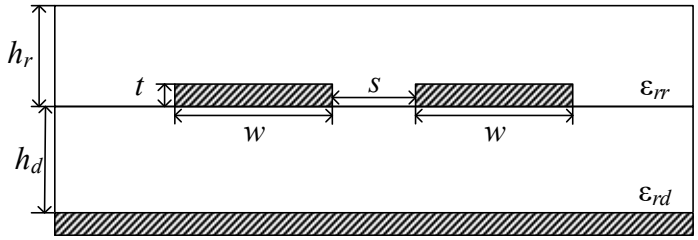


Рисунок 2.100 – Поперечное сечение витков меандровой МПЛ, покрытых слоем РПМ

Ширина проводников принята w=1 мм для упрощения дальнейшего изготовления и монтажа SMA соединителей. Толщины металлизированного слоя и подложки выбраны из стандартных значений, предоставляемых изготовителями ПП: t=35 мкм и h_d=2 мм соответственно. В качестве основы ПП выбран материал FR-4 с ε_{rd}=4,6 и $tg\delta$=0,017. Для увеличения $\Delta\tau$ использован первый подход: в качестве покрывающего слоя выбран поглотитель СВЧ-энергии ЗИПСИЛ 410 РПМ-Л с ε_{rr}=20,1, $tg\delta$=0,06 и μ_r=3,7. Его толщина принята h_r=1 мм для обеспечения максимальной $\Delta\tau$ согласно [432]. Выполнена эвристическая оптимизация параметра s по критерию согласования структуры с трактом 50 Ом. В результате найдено значение s=335 мкм, при котором для каждого витка $(Z_eZ_o)^{0,5}$=49,8 Ом. Эти параметры далее будут называться исходными, а структура на рисунке 2.90 с поперечным сечением каждого витка из рисунка 2.100 – структурой 1.

Перед изготовлением макета для испытаний выполнено моделирование в системе TUSUR.EMC. Вычислены матрицы, одинаковые для каждого витка на рисунке 2.100:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 0,25 & -0,17 \\ -0,17 & 0,25 \end{bmatrix} \text{ нФ/м}, \quad \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 0,52 & 0,25 \\ 0,25 & 0,52 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м}.$$

Вычисленные погонные задержки четной и нечетной мод: τ_e=8,01 нс/м и τ_o=10,61 нс/м. Без РПМ в структуре 1 $\tau_o<\tau_e$, однако их разность мала, и поэтому необходимо использовать диэлектрик с большой ε_{rr} или большую длину отрезков. Как отмечалось ранее, последовательность прихода импульсов в структуре 1 изменится в сравнении с результатами из п. 2.4.1. С учетом этого сформулированы новые условия полного разложения СКИ в такой структуре:

$$2l_1\tau_{e1}\geq t_\Sigma, \tag{2.60}$$

$$2l_1\tau_{o1}\geq 2l_1\tau_{e1}+t_\Sigma, \tag{2.61}$$

$$2l_2\tau_{e2}\geq 2l_1\tau_{o1}+t_\Sigma, \tag{2.62}$$

$$2l_2\tau_{o2}\geq 2l_2\tau_{e2}+t_\Sigma, \tag{2.63}$$

$$2l_2\tau_{e2}+2l_1\tau_{e1}\geq 2l_2\tau_{o2}+t_\Sigma, \tag{2.64}$$

$$2l_2\tau_{o2}+2l_1\tau_{e1}\geq 2l_2\tau_{e2}+2l_1\tau_{o1}+t_\Sigma. \tag{2.65}$$

Найдены l_1=150 мм и l_2=250 мм, при которых (2.60)–(2.64) выполняются полностью, а (2.65) – частично. Вычислены задержки основных импульсов разложения на выходе исследуемой структуры: *И*1=0 нс, *И*2=2,4 нс, *И*3=3,2 нс, *И*4=4 нс, *И*5=5,3 нс, *И*6=6,4 нс, *И*7=7,2 нс, *И*8=7,7 нс, *И*9=8,5 нс. В этом случае каждый из импульсов будет приходить не раньше предыдущего, за исключением *И*8: из-за неполного выполнения (2.65). Однако с учетом длительности СКИ он незначительно наложится на спад *И*7 и это не приведет к существенному росту амплитуды. В этой связи увеличивать l_2 или уменьшать l_1 для полного выполнения (2.60)–(2.65) не имеет смысла. Далее это ясно из формы напряжения на рисунке 2.101, вычисленной

без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике, для наглядности разложения СКИ на 9 импульсов. Воздействовал импульс в виде трапеции, с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины, фронта и спада по 200 пс.

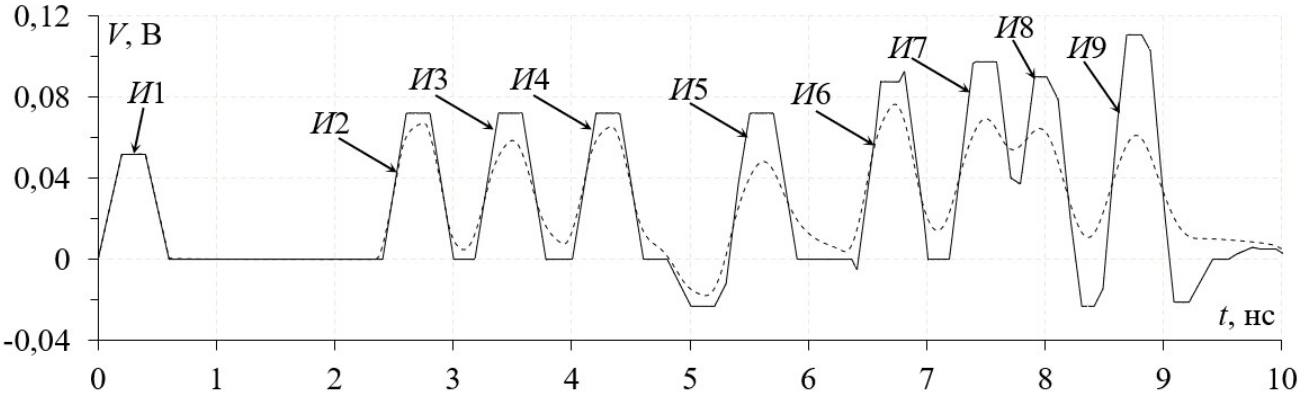


Рисунок 2.101 – Формы напряжения на выходе структуры 1, вычисленные с учетом потерь (– –) и без него (—)

Из рисунка 2.101 видно, что СКИ в структуре 1 раскладывается на 9 основных импульсов, как и в МПЛ без РПМ. Однако в рассматриваемом случае *И*1 – перекрестная помеха в узле *V*5 ($И_{х2}$) от импульса перекрестной помехи, наведенного из узла *V*1 в узел *V*3 ($И_{х1}$) и затем в узел *V*5, *И*2 – $И_{х2}$ от четной моды витка 1 ($И_{е1}$), *И*3 – $И_{х2}$ от нечетной моды витка 1 ($И_{о1}$), *И*4 – импульса четной моды второго витка ($И_{е2}$) от $И_{х1}$, *И*5 – импульса нечетной моды второго витка ($И_{о2}$) от $И_{х1}$, *И*6 – $И_{е2}$ от $И_{е1}$, *И*7 – $И_{е2}$ от $И_{о1}$, *И*8 – $И_{о2}$ от $И_{е1}$, *И*9 – $И_{о2}$ от $И_{о1}$. Задержки основных импульсов совпадают с рассчитанными выше. Из-за неполного выполнения (2.65) фронт *И*8 накладывается на спад *И*7, но без роста амплитуды. Максимальное ослабление СКИ (относительно *E*/2) на выходе структуры 1 при учете потерь составило 6,53 раза (16,3 дБ), а без него – 4,5 раза (13,1 дБ).

Для уменьшения габаритов конечного устройства использован второй подход: сворачивание каждого витка в неосновные витки, как в [402]. Это уменьшает длину структуры за счет увеличения её ширины. Также, в зависимости от расстояния между неосновными витками, на выходе структуры появляются отражения которые могут дополнительно ослабить СКИ. Выполнена эвристическая структурная оптимизация по габаритному критерию: каждый отрезок на рисунке 2.90 свернут в 5 неосновных полувитков. Схема соединений для моделирования такой структуры представлена на рисунке 2.102 (где *s* – расстояние между основной парой свернутых проводников равное 335 мкм, а s_{nv} – расстояние между неосновными полувитками, если рассматривать схему, как вид сверху на структуру). Значение s_{nv} будет выбрано далее по результатам моделирования. Длины таких свернутых витков составили l_1=30 мм и l_2=50 мм. Далее для простоты структуру на рисунке 2.102 будем называть структурой 2.

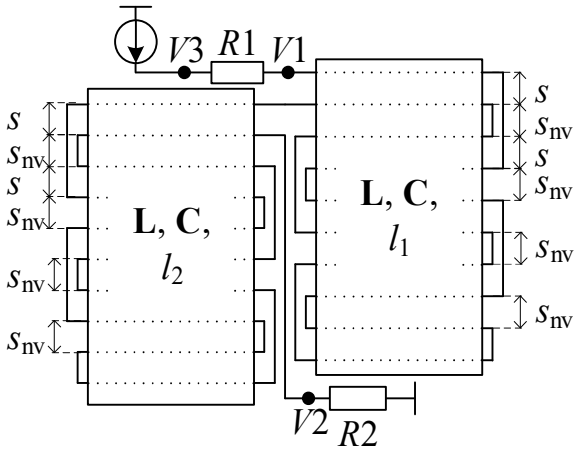


Рисунок 2.102 – Схема соединений свернутой меандровой МПЛ из двух витков

На рисунке 2.103 представлены формы напряжений на выходе структуры 1 и структуры 2 при s_{nv}=2,2, 7,7, 13,2 мм для демонстрации влияния осцилляций на форму напряжения при увеличении связи между неосновными полувитками.

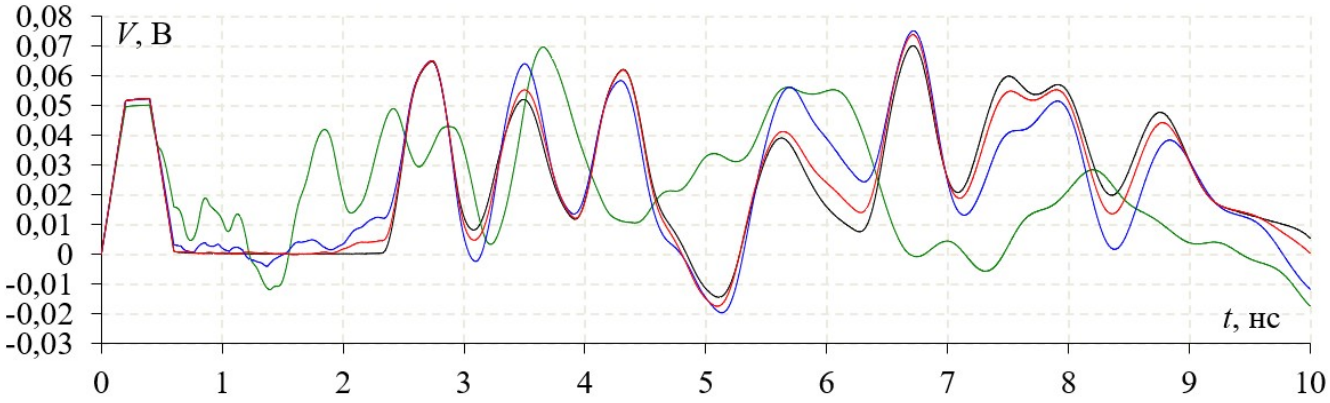


Рисунок 2.103 – Формы напряжения на выходе структуры 1 (—) и структуры 2 при s_{nv}=2,2 (—), 7,7 (—), 13,2 (—) мм

Из рисунка 2.103 видно, что с ростом s_{nv} структуры 2 улучшается количественное и качественное согласование с формой напряжения на выходе структуры 1. При уменьшении s_{nv} форма напряжения искажается, но уменьшается амплитуда напряжения. Это обусловлено наложением осцилляций различной полярности, возникающих из-за связи между неосновными полувитками, как в [402]. В таблицу 2.25 сведены амплитуда (V_{max}) и ослабление СКИ на выходе структуры 2 при s_{nv}=2,2, 7,7, 13,2 мм.

Таблица 2.25 – V_{max} и ослабление на выходе структуры 2

s_{nv}, мм	V_{max}, мВ	Ослабление, дБ
2,2	70	17,1
7,7	75	16,5
13,2	74	16,6

Из таблицы 2.25 видно, что V_{max} увеличивается на 7% с ростом s_{nv} от 2,2 до 7,7 мм, а с ростом s_{nv} от 7,7 до 13,2 мм уменьшается на 2%. Тогда для макета оптимально s_{nv}=2,2 мм. Для демонстрации печатных дорожек он представлен на рисунке 2.104 без РПМ. Его

геометрические параметры и материал подложки аналогичны исходным. Ширина и длина ПП со структурой 2 на рисунке 2.104 составили 46 и 57 мм соответственно. Длина первого отрезка меандровой МПЛ l_1=21 мм, а второго – l_2=36 мм. Различие l_1 и l_2 в представленной ранее модели на рисунке 2.102 и изготовленном макете на рисунке 2.104 обусловлено наличием перемычек, длина которых не учитывалась при квазистатическом моделировании.

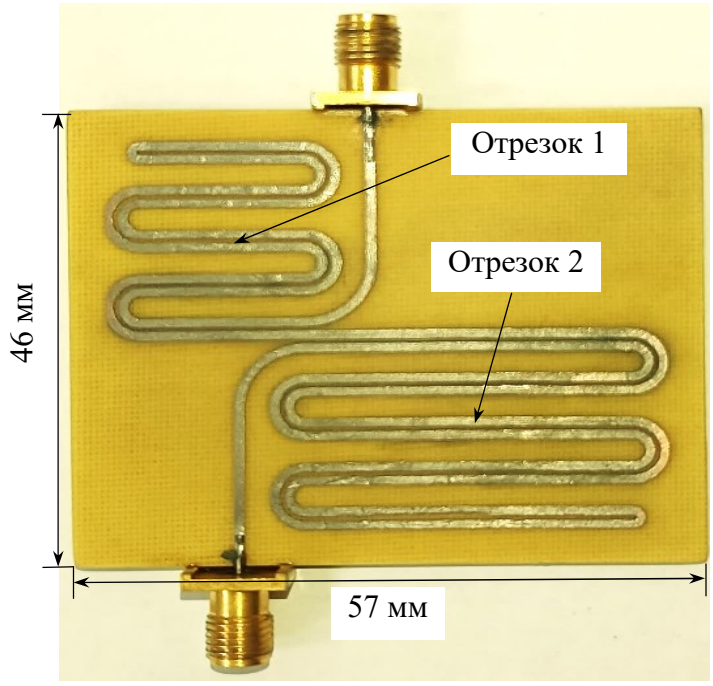


Рисунок 2.104 – Изготовленный макет структуры 2

Эксперимент выполнен посредством измерения *S*-параметров макета (без РПМ и с ним) и их последующего использования для вычисления временного отклика на заданное воздействие. Для надежной фиксации твердого РПМ на макете и устранения воздушных зазоров между РПМ и платой использован жидкий РПМ. Кроме того, для достоверности выполнено электродинамическое моделирование.

S-параметры измерены векторным анализатором цепей Р4М-18 производства фирмы «Микран» с диапазоном рабочих частот от 10 МГц до 20 ГГц. Изготовленный макет подключался к его портам через SMA соединители с использованием высокочастотных кабелей. Установка для измерения частотных характеристик представлена на рисунке 2.105.

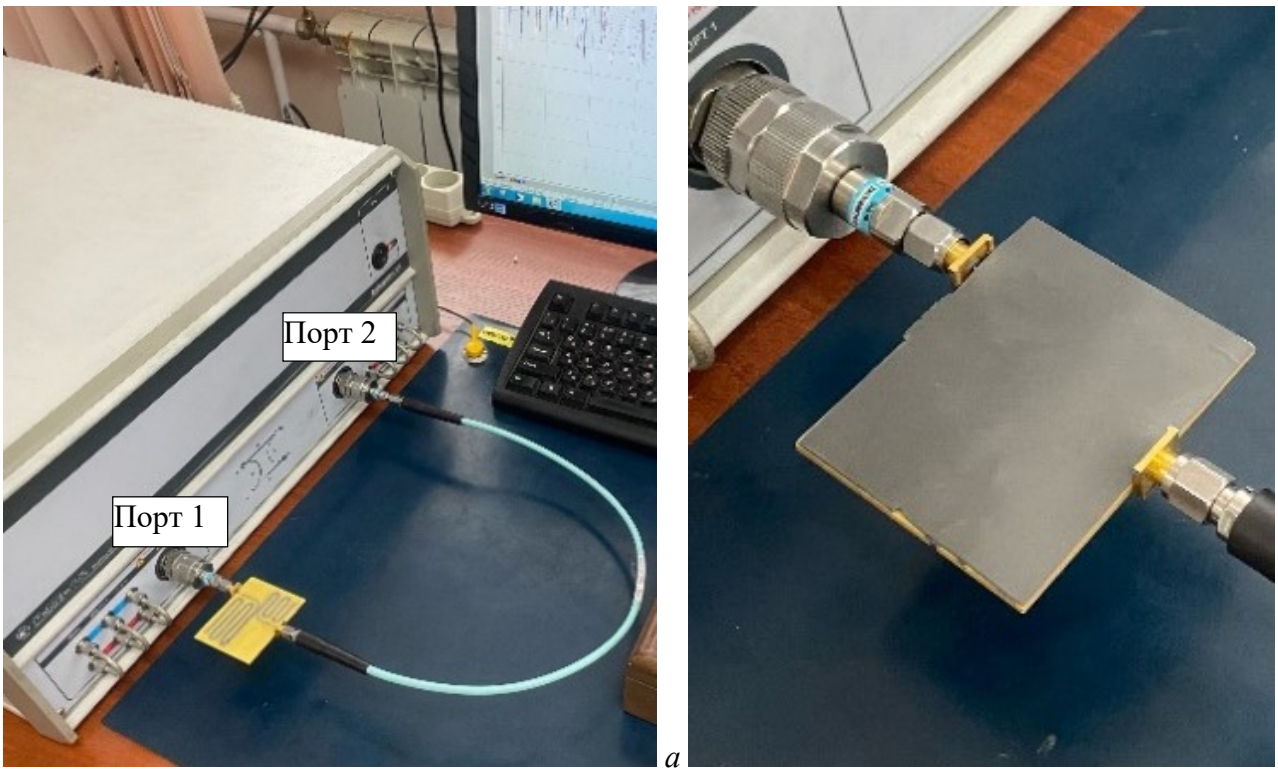


Рисунок 2.105 – Экспериментальная установка для измерений структуры 2 без (*а*) и с (*б*) РПМ

На рисунке 2.106 представлены измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ структуры 2 без и с РПМ для демонстрации полосы пропускания и ослабления помеховых импульсов в диапазоне до 10 ГГц.

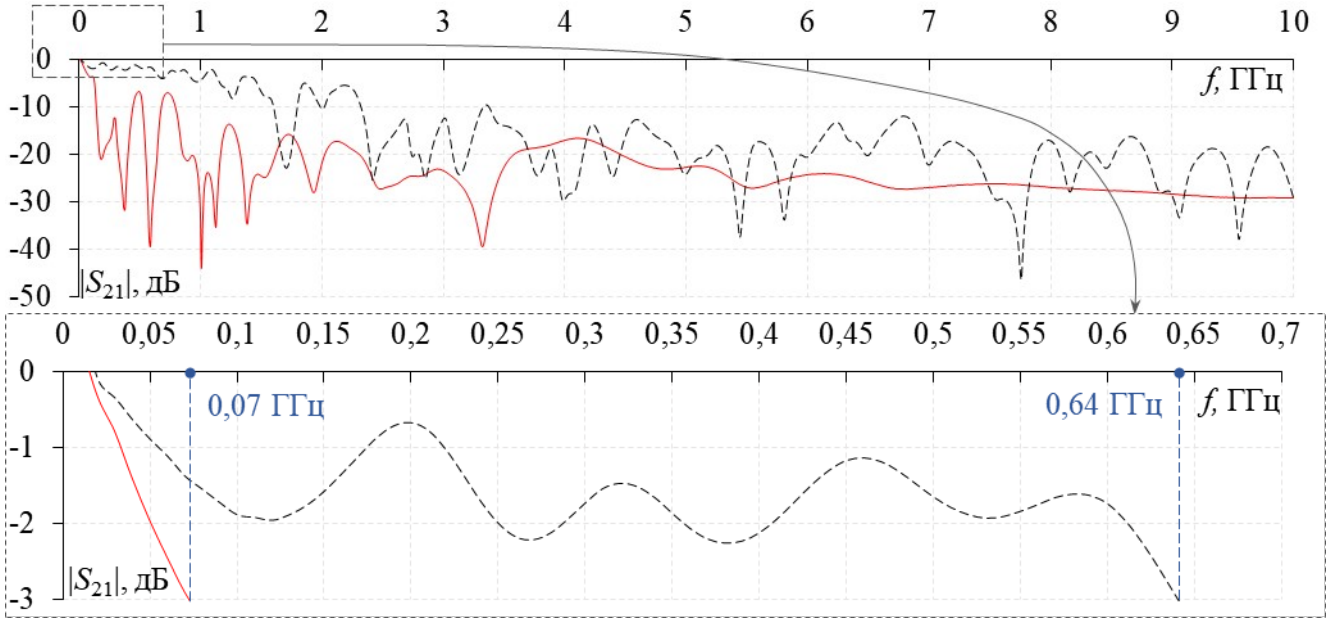


Рисунок 2.106 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ структуры 2 без (– –) и с (—) РПМ

Из рисунка 2.106 видно, что при нанесении РПМ на структуру 2 в диапазоне до 3,5 ГГц увеличивается ослабление (например, на частоте 1 ГГц до минус 44 дБ), а в диапазоне от 2 до 10 ГГц значительно меньше резонансов, чем без РПМ. Уменьшается и частота среза: 0,64 ГГц без РПМ и 0,07 ГГц с РПМ.

На рисунке 2.107 представлены формы напряжения на выходе структуры 2 без и с РПМ, вычисленные по её измеренным *S*-параметрам и электродинамическим моделированием. Поскольку жидкий РПМ отличается по свойствам от твердого, это учтено при электродинамическом моделировании: ε_{rr}, $tg\delta$ и μ_r слоя с РПМ приняты равными 8, 0,1 и 3,7 соответственно.

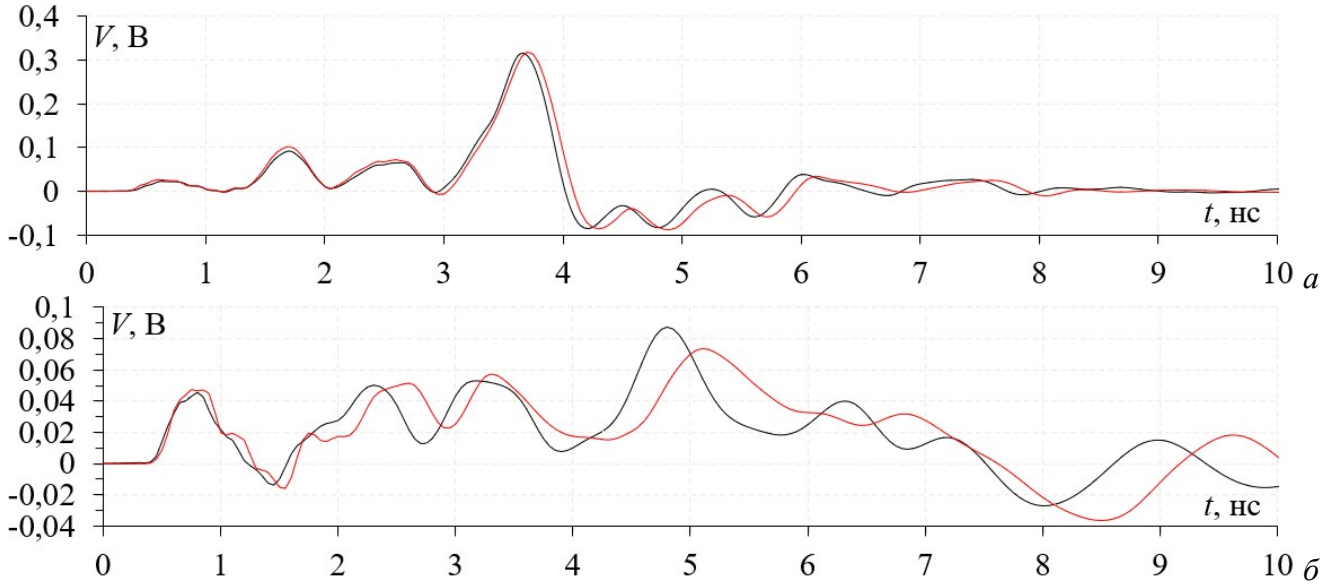


Рисунок 2.107 – Формы напряжения на выходе структуры 2 без (*а*) и с РПМ (*б*), вычисленные по её измеренным *S*-параметрам (—) и электродинамическим моделированием (—)

Из рисунка 2.107 видно, что результаты моделирования и эксперимента хорошо согласуются. В таблицу 2.26 сведены V_{max} и ослабление на выходе структуры 2 для всех случаев из рисунка 2.107.

Таблица 2.26 – V_{max} и ослабление на выходе структуры 2 для случаев из рисунка 2.107

Случай	Без РПМ		С РПМ	
	V_{max}, мВ	Ослабление, дБ	V_{max}, мВ	Ослабление, дБ
Электродинамическое моделирование	318	3,94	70	16,7
Эксперимент	316	3,98	90	15,2

Для оценки вероятности различных угроз при использовании структуры 2 для защиты использованы *N*-нормы (таблица 2.10), вычисленные в тракте 50 Ом без линии и в структуре 2 с РПМ и без него (таблица 2.27).

Таблица 2.27 – Вычисленные *N*-нормы без структуры 2 и с ней

Норма	$N1\cdot10^{3}$	$N2\cdot10^{-9}$	$N3\cdot10^{10}$	$N4\cdot10^{10}$	$N5\cdot10^{6}$
Без линии	500	2,5	2	2	9,13
На выходе линии с РПМ	87	0,19	1,92	3,09	3,13
На выходе линии без РПМ	316	1,29	1,98	3,94	6,89

Из таблицы 2.27 видно, что в структуре 2 с РПМ *N*1, *N*2, *N*3 и *N*5 уменьшились в 5,75, 13,16, 1,04 и 2,92 раза соответственно, а *N*4 увеличилась в 1,54 раза. Таким образом, уменьшены

вероятности электрического пробоя, дугового разряда, диэлектрического пробоя и выгорания компонентов. В структуре 2 без РПМ результаты получились несколько хуже: $N1$, $N2$, $N3$ и $N5$ уменьшились в 1,58, 1,94, 1,01 и 1,32 раза соответственно, а $N4$ увеличилась в 1,97 раза. Таким образом, для защиты использование структуры 2 с РПМ эффективнее, чем без РПМ.

Наконец, рассмотрена возможность передачи полезных сигналов по исследуемой линии. Поскольку важным аспектом является анализ скорости передачи данных по линиям передачи, то необходимо учитывать искажения полезного сигнала в исследуемой структуре. Выбор скорости передачи данных должен соответствовать полосе пропускания структуры – 70 МГц. Этого недостаточно для передачи полезного сигнала на высокой скорости. Тогда для анализа использован источник псевдослучайной двоичной последовательности (PRBS) из 10000 бит с битрейтом интерфейса USB 2.0 «Full-speed» 12 Мбит/с [433]. В таблице 2.28 представлены параметры целостности полезного сигнала в структуре 2. Для наглядности на рисунке 2.108 представлена глазковая диаграмма исследуемой структуры, на которую добавлен контур маски, показывающий требования к форме передаваемого сигнала для USB 2.0 «Full-speed» (с накидным кабелем). Глаз автоматически центрируется и отображается на $2T$ по горизонтальной оси. Глаз открыт, поэтому вероятность битовых ошибок низка.

Таблица 2.28 – Параметры целостности полезного сигнала

Параметр	Значение
Джиттер, пс	<1
Ширина глаза, нс	83
Высота глаза, В	0,6
Амплитудный шум, мВ	790
Отношение сигнал-шум	10,6

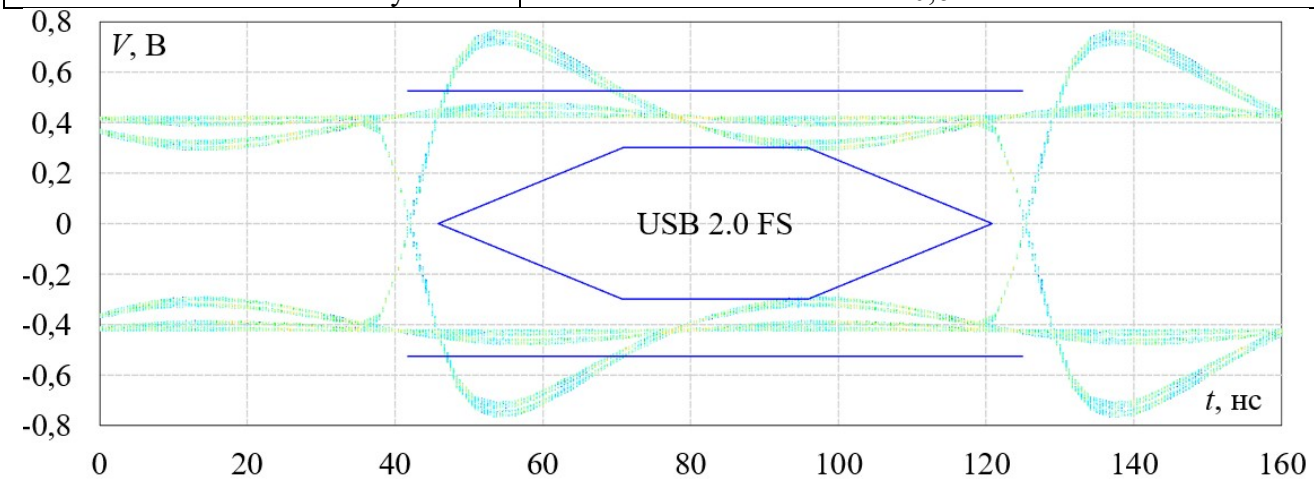


Рисунок 2.108 – Глазковая диаграмма структуры 2 с РПМ при битрейте 12 Мбит/с

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 для передачи данных в различных низкоскоростных интерфейсах, например совместно с USB 2.0 «Low-speed» и «Full-speed». Либо исследуемая структура может использоваться в цепях питания постоянного тока, где фазовые искажения допустимы. Например, согласно стандарту IPC-2221A [434], исследуемая линия может использоваться в цепях с напряжениями до 530 В и токами до 850 мА. Она может использоваться и при более высоких напряжениях, однако для этого необходима дополнительная оптимизация ее параметров (увеличение минимальных зазоров и сечения проводников).

Изготовлена меандровая МПЛ из двух витков уменьшенных размеров. Для этого применены два подхода: использование РПМ и дополнительное сворачивание каждого витка МЛ в неосновные витки. Выявлено, что последовательности разложенных импульсов в структуре с и без РПМ отличаются. В этой связи, сформулированы новые условия разложения СКИ. Выявлено, что сворачивание каждого витка меандровой МПЛ в неосновные витки дополнительно ослабляет СКИ, поскольку возникающая при этом электромагнитная связь между неосновными витками приводит к ряду отражений и перекрестным наводкам разной полярности, которые, накладываясь на основные импульсы разложения, дополнительно уменьшают итоговую амплитуду на выходе, что показано в п. 2.2.7. В результате моделирования ослабление СКИ составило 6,53 раза (16,3 дБ). По результатам экспериментальных исследований ослабление СКИ в такой структуре составило 5,8 раза (15,3 дБ). Ширина и длина изготовленного макета составили 46 и 57 мм соответственно, тогда как без РПМ и сворачивания каждого витка в неосновные витки они составляют 10 и 575 мм соответственно. Кроме того, в такой несвернутой структуре без РПМ ослабление СКИ составляет всего 1,6 раза (4,08 дБ). Анализ N-норм структуры показал, что N1, N2, N3 и N5 уменьшились в 5,75, 13,16, 1,04 и 2,92 раза соответственно, а N4 увеличилась в 1,54 раза. Таким образом, при использовании изготовленного макета для защиты от СКИ могут быть уменьшены вероятности электрического пробоя, дугового разряда, диэлектрического пробоя и выгорания компонентов. Также рассмотрено распространение полезных сигналов по исследуемой линии. Полоса пропускания составила 70 МГц. Структура может использоваться для передачи данных в различных низкоскоростных интерфейсах, например совместно с USB 2.0 «Low-speed» и «Full-speed», а также в цепях питания с напряжениями до 530 В и токами до 850 мА.

2.5 Основные результаты раздела

1. Для защиты от СКИ предложены витки МЛ в однородном и неоднородном диэлектрических заполнениях. В витке МЛ в воздухе показано разложение СКИ и его ослабление до 1,67 раза, а в микрополосковой – до 3,15 раза (относительно $E/2$). Для этого

сформулированы условия, в том числе основанные на аналитических моделях и позволяющие выравнивание амплитуд составляющих отклика (перекрестной наводки и мод) и максимальное ослабление СКИ. Показано, что полезные импульсные сигналы с верхней граничной частотой 1,1 ГГц будут проходить по витку МЛ с минимальными искажениями их формы. Выявлено, что максимальное ослабление полезного сигнала телевизионного стандарта DVB-T2 на выходе меандровой МПЛ не превышает 3 дБ. Показано, что полезные сигналы микросхем 74F04, 74HCT и 74F при прохождении через виток меандровой МПЛ практически не искажаются, в отличие от LVPECL и HMC, а помеховые сигналы с выхода генератора СКИ, генератора СШП излучения и генератора СШП импульсов с перестраиваемым короткозамкнутым шлейфом сильно искажаются, а их амплитуда уменьшается в 1,3–3,4 раза. Выявлено, что зависимость температурной стабильности от геометрических параметров (s, h, ε_r) открывает возможность для целенаправленной параметрической оптимизации не только по критериям ослабления и согласования, но и по критерию минимальной температурной чувствительности, что важно на практике. Выявлено, что для применения МЛ в РЭС, работающей в условиях высокой влажности, обледенения или прямого контакта с водой необходимо использовать герметичные корпуса и влагозащитные покрытия, либо проводить параметрическую оптимизацию конструкции с учетом измененных диэлектрических свойств среды для сохранения защитных характеристик. В результате однокритериальной оптимизации параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ по критерию согласования с трактом $(Z_eZ_o)^{0,5}$=50 Ом выявлено, что задача согласования имеет множество решений (является многоэкстремальной), что обусловлено физикой процесса: различные комбинации ширины и зазора могут давать одинаковое волновое сопротивление. Для практики это даёт дополнительную степень свободы: из ряда согласованных по импедансу конструкций можно выбрать оптимальную по другим критериям, например по ослаблению СКИ или технологическим ограничениям. Показана возможность использования температурной модели совместно с ГА или ЭС для нахождения такого набора оптимальных параметров поперечного сечения, при котором отклонение полученных характеристик от эталонных при изменении T от минус 50 до 150°C будет минимальным, что важно для практики. В результате многокритериальной и однокритериальной параметрической оптимизации с учетом воды и льда посредством ГА и ЭС выявлена возможность создания защитных МЛ, сохраняющих свою эффективность в условиях высокой влажности или обледенения, что критически важно для аппаратуры, работающей сложной обстановке.

2. Для защиты от ЭСР с формой тока близкой к 3-й степени жесткости по стандарту IEC 61000-4-2 предложен виток меандровой МПЛ. За счет выбора его оптимальной длины ЭСР ослаблен в 1,38 раза, а сближения его проводников – 4,6 раза.

3. Для защиты от СКИ предложены три структуры на основе витка меандровой МПЛ, свернутого в витки с усиленной связью. Выявлено, что сближение полученных витков усиливает влияние искажений на основной сигнал и дополнительно уменьшает амплитуду СКИ. Из анализа *N*-норм выявлено, что такое сворачивание снижает вероятности электрического пробоя, дугового разряда, диэлектрического пробоя и выгорания компонентов. Максимальное ослабление СКИ на выходе таких структур составило от 5,6 до 6,9 раза. Анализ целостности полезного сигнала показал, что рассмотренные структуры могут использоваться, например, совместно с многоблочным генератором с фазовой автоподстройкой частоты PLL1707.

4. Для защиты от СКИ предложены меандровые МПЛ из двух и более витков, соединенных последовательно. Так, в меандровой МПЛ из 2 витков продемонстрировано разложение СКИ и его ослабление до 5,8 раза, из 3 – 8,1 раза, из 4 – 19,9 раза, а из 5 – 33,16 раза. Для такого разложения сформулированы условия для структур из 2 и 3 витков. Кроме того, сформулированы условия разложения СКИ в меандровой МПЛ из любого количества витков и апробированы на структурах из 2 и 3 витков, а также они использованы для разложения СКИ в структурах из 4 и 5 витков.

Таким образом: предложены одновитковые и многовитковые устройства на основе меандровой МПЛ с симметричным поперечным сечением для защиты радиоэлектронных средств от СКИ, отличающиеся использованием искажений в МЛ, возникающих вследствие связи между её проводниками, различия скоростей распространения мод и последовательного соединения витков; предложено устройство на основе МЛ с боковой связью для защиты РЭС от кондуктивных помех из-за ЭСР, отличающееся использованием искажений в МЛ, возникающих вследствие связи между её проводниками и различия скоростей распространения мод.

3 УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ АСИММЕТРИЧНЫХ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ

3.1 Виток меандровой линии с лицевой связью

Здесь рассмотрены разложение СКИ и ЭСР в витке [283, 370, 379, 435–445], влияние потерь в проводниках и диэлектрике витка [446], параметрическая оптимизация витка [396, 447], в том числе с учетом T [448], воды и льда [449].

3.1.1 Искажение сверхкороткого импульса

Моделировалась МЛ с лицевой связью, поперечное сечение которой представлено на рисунке 3.1, где буквы «О» и «А» обозначают опорный и сигнальный (активный) проводники. Её схема соединений такая же, как на рисунке 2.2. Параметры поперечного сечения линии на рисунке 3.1: w=1 мм, t=18 мкм, s=0,2 мм, h=0,54 мм, d=3 мм, ε_r=5.

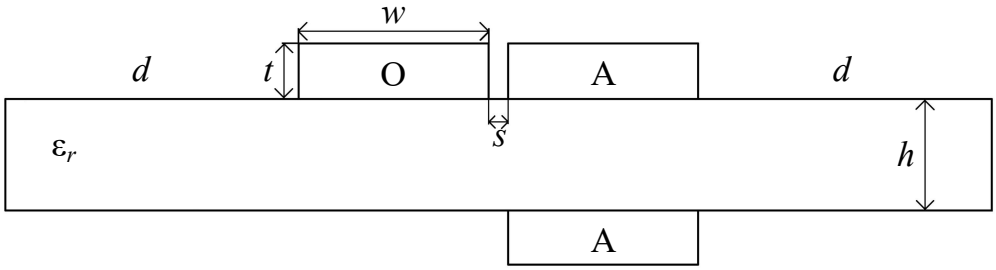


Рисунок 3.1 – Поперечное сечение витка МЛ с лицевой связью

Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3. Значения $R1$ и $R2$ для минимизации отражений приняты $R1=R2=(Z_eZ_o)^{0,5}$. Для разложения СКИ на последовательность импульсов надо выполнить (2.5) и (2.7). Для структуры на рисунке 3.1 методом моментов получено:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 128,891 & -93,512 \\ -93,512 & 120,311 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 487,441 & 332,564 \\ 332,564 & 572,637 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}.$$

Погонные задержки структуры: τ_1=5,14 нс/м, τ_2=6,56 нс/м. Тогда, для выполнения (2.5) достаточно принять l=20 мм. В качестве примеров на рисунке 3.2 приведены формы выходного напряжения при l=15 и 20 мм.

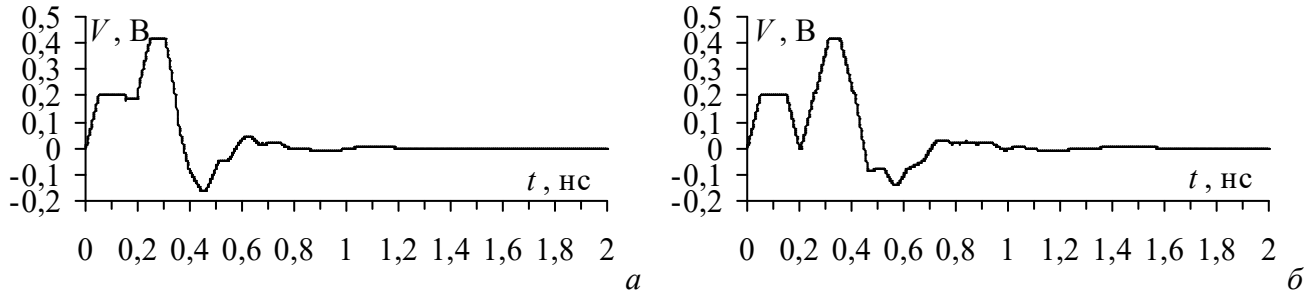


Рисунок 3.2 – Формы напряжения на выходе витка МЛ с лицевой связью

при l=15 (*а*) и 20 (*б*) мм

Из рисунка 3.2*а* видно, что при невыполнении (2.5) перекрестная помеха на ближнем конце накладывается на фронт, что дает ступеньку с уровнем 0,18 В. Из рисунка 3.2*б* видно, что перекрестная помеха на ближнем конце уже не влияет на фронт сигнала, так как (2.5) выполняется. Как отмечалось выше, необходимо дополнительно выполнить (2.7) для разложения основного сигнала на импульсы мод. Так, при длине линии l=80 мм произведение модуля разности погонных задержек мод линии на ее удвоенную длину составляет 226,6 пс. Таким образом, (2.7) выполняется с запасом. На рисунке 3.3 представлена форма сигнала на выходе витка МЛ с лицевой связью при выполнении (2.7).

Из рисунка 3.3 видно, что СКИ на выходе линии раскладывается на три импульса меньшей амплитуды (перекрестной помехи на ближнем конце и двух мод). Также видно, что на плоских вершинах второго и третьего импульсов есть небольшой выброс, а между ними есть ступенька амплитудой 12 мВ. Это может быть обусловлено появлением дополнительного импульса из-за асимметрии поперечного сечения структуры [440]. Вычисленная форма напряжения при l=150 мм показана на рисунке 3.4.

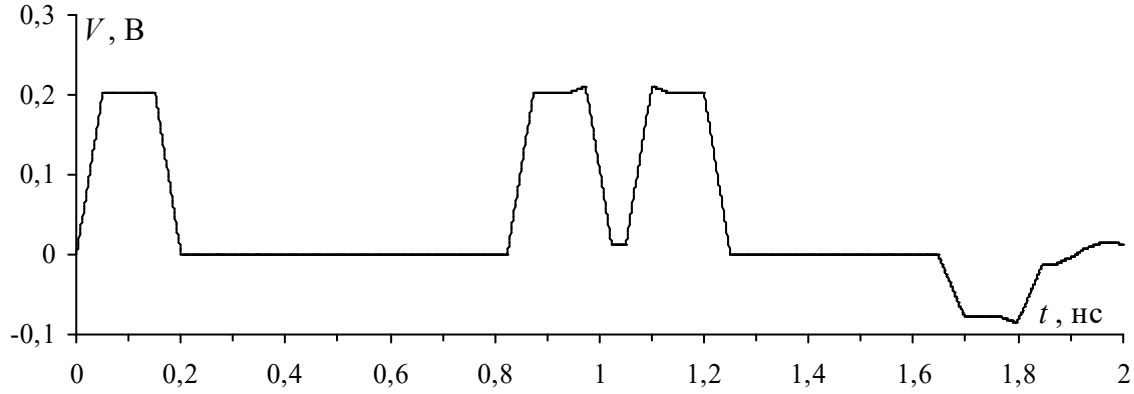


Рисунок 3.3 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью при l=80 мм

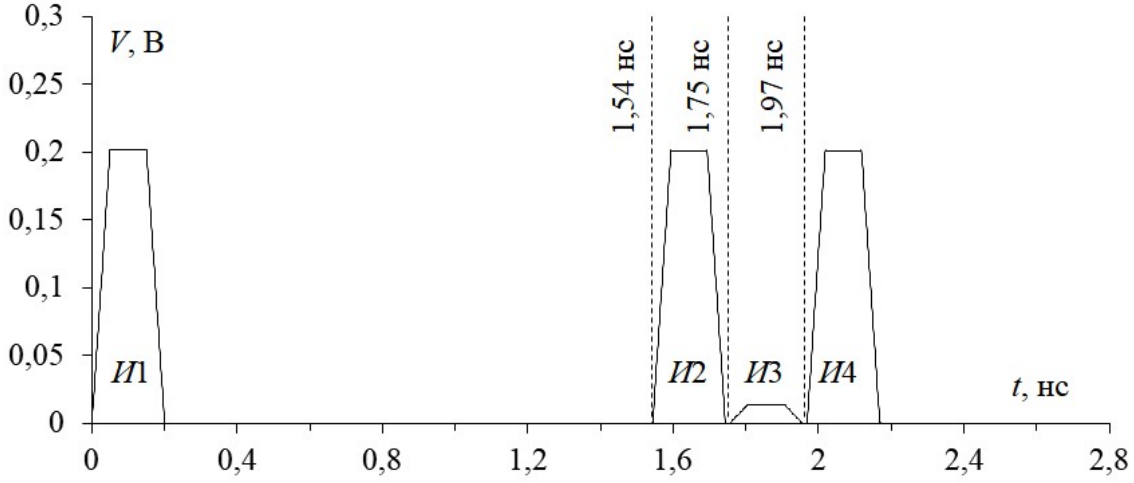


Рисунок 3.4 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью при l=150 мм

Из рисунка 3.4 видно, что СКИ разложился на 4 импульса, не превышающих 0,202 В (ослабление СКИ 2,47 раза): перекрестной помехи на ближнем конце (*И*1), моды 1 (*И*2), дополнительного (*И*3) и моды 2 (*И*4). Определим задержки каждого из них. Поскольку *И*1 является перекрестной помехой на ближнем конце, то время его прихода t_1=0 нс. Задержка *И*2 определяется как $t_2=2l\tau_1$=1,54 нс, а *И*4 – $t_4=2l\tau_2$=1,97 нс. Задержка дополнительного импульса (*И*3) определяется как среднее арифметическое задержек импульсов мод 1 и 2 и составляет $t_3=2l(\tau_1+\tau_2)/2$=1,75 нс.

После определения задержек каждого из импульсов, можно сформулировать условия полного разложения СКИ на 4 импульса (перекрестной помехи на ближнем конце, моды 1, дополнительного импульса и моды 2). Приход импульса моды 1 по окончании импульса перекрестной помехи на ближнем конце соответствует (2.5), дополнительного импульса по окончании импульса моды 1 – $t_3 \geq t_2+t_\Sigma$, а импульса моды 2 по окончании дополнительного – $t_4 \geq t_3+t_\Sigma$. После преобразований второе и третье условия примут одинаковый вид

$$l(\tau_2-\tau_1) \geq t_\Sigma. \qquad (3.1)$$

Подстановка известных значений в (2.5) и (3.1) даёт 1,54 нс ≥ 0,2 нс и 0,21 нс ≥ 0,2 нс соответственно. Таким образом, на рисунке 3.4 представлен случай, когда условия (2.5) и (3.1) выполняются и СКИ раскладывается на 4 импульса. Для случая на рисунке 3.3 подстановка известных значений в (2.5) и (3.1) даёт 0,82 нс ≥ 0,2 нс и 0,11 нс < 0,2 нс соответственно. Таким образом (3.1) не выполняется, а СКИ раскладывается только на 3 импульса.

Наличие дополнительного импульса дает дополнительной ресурс для уменьшения амплитуды СКИ. Для этого необходимо выровнять его амплитуду с амплитудами других импульсов, тем самым минимизируя общую амплитуду на выходе линии. Выполнить это можно за счет параметрической оптимизации.

Перед оптимизацией полезно выполнить анализ влияния параметров поперечного сечения линии на амплитуды каждого из четырех импульсов. Исходные параметры выбраны так, чтобы обеспечить выполнение (2.5) и (3.1) и исключить наложение импульсов друг на друга при отдельном изменении каждого параметра в заданном диапазоне: w=0,5 мм, t=0,2 мм, s=0,025 мм, h=0,75 мм, d=1,5 мм, ε_r=200, l=80 мм. Диапазон и шаг изменяемых параметров следующие: 100, 200, …, 1000 мкм для w, t и h; 5, 10, 20, …, 50 мкм, для s; 25, 50, 75, …, 300 для ε_r. На рисунке 3.5 показаны зависимости амплитуд каждого из 4 импульсов от w, t, s, h и ε_r.

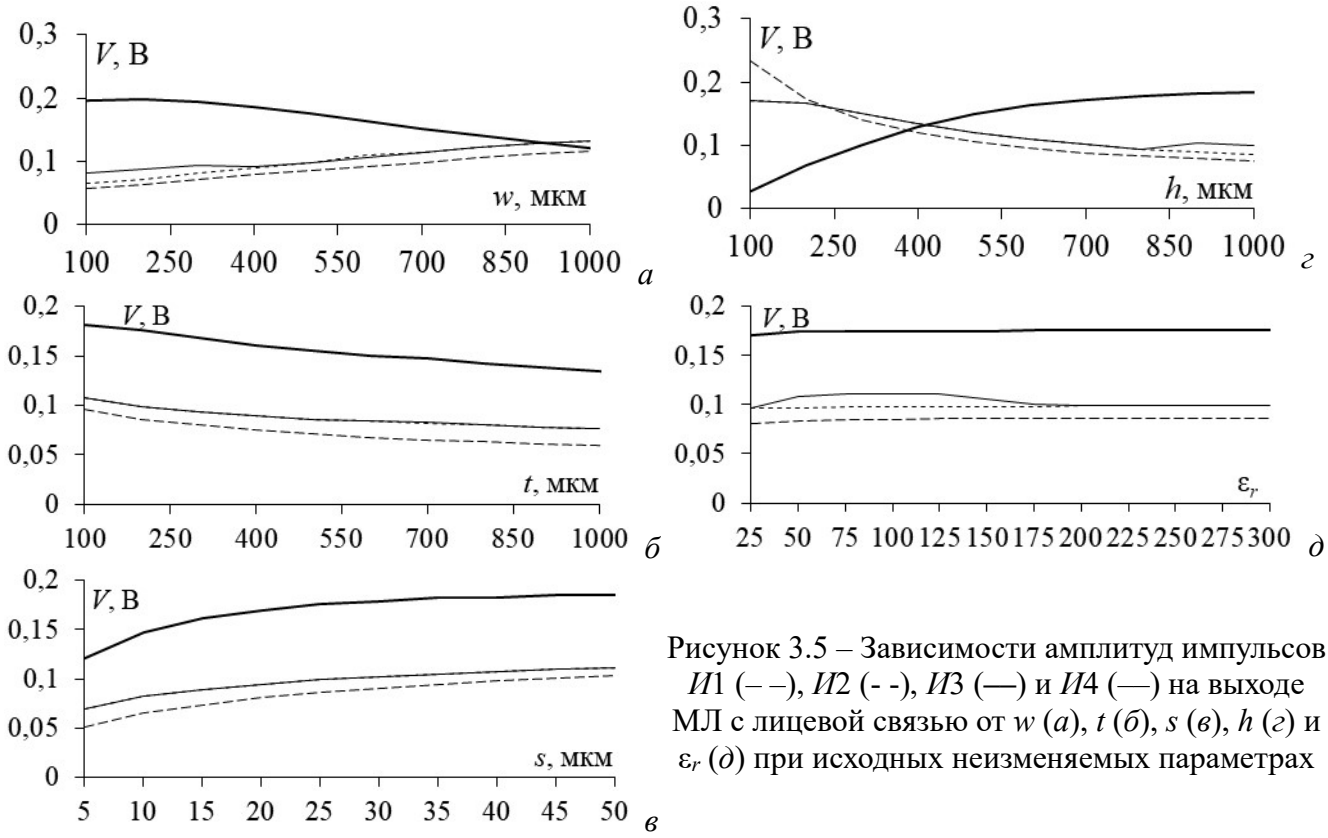


Рисунок 3.5 – Зависимости амплитуд импульсов *И*1 (– –), *И*2 (- -), *И*3 (—) и *И*4 (—) на выходе МЛ с лицевой связью от w (*а*), t (*б*), s (*в*), h (*г*) и ε_r (*д*) при исходных неизменяемых параметрах

Из рисунка 3.5 видно, что рост t и s одинаково изменяет амплитуды всех 4 импульсов. С ростом t амплитуды всех импульсов монотонно уменьшаются, а s – увеличиваются. Рост ε_r мало изменяет амплитуды импульсов: лишь *И*4 в диапазоне изменения ε_r 25–200. Из зависимостей от t, s и ε_r видно, что амплитуда выходного сигнала определяется амплитудой *И*3. Интерес представляют зависимости на рисунках 3.5*а* и 3.5*г*, поскольку рост w даёт рост амплитуд импульсов *И*1, *И*2 и *И*4 и уменьшение амплитуды импульса *И*3, а рост h – к росту амплитуды импульса *И*3 и уменьшению амплитуд импульсов *И*1, *И*2 и *И*4. Также видно, что есть значения w и h, при которых амплитуды всех импульсов почти одинаковы, лишь импульс *И*1 имеет незначительное отличие амплитуды. Таким образом, минимум амплитуды на выходе линии возможен за счет выравнивания амплитуд импульсов *И*2–*И*4. На основе этого и с учетом (2.5) и (3.1), с помощью эвристического поиска найдены оптимальные параметры МЛ из рисунка 3.1 по критерию минимизации амплитуды выходного напряжения: w=0,38 мм, t=18 мкм, s=0,2 мм, h=0,94 мм, d=3w, ε_r=20, l=150 мм. Форма выходного напряжения для этих значений представлена на рисунке 3.6.

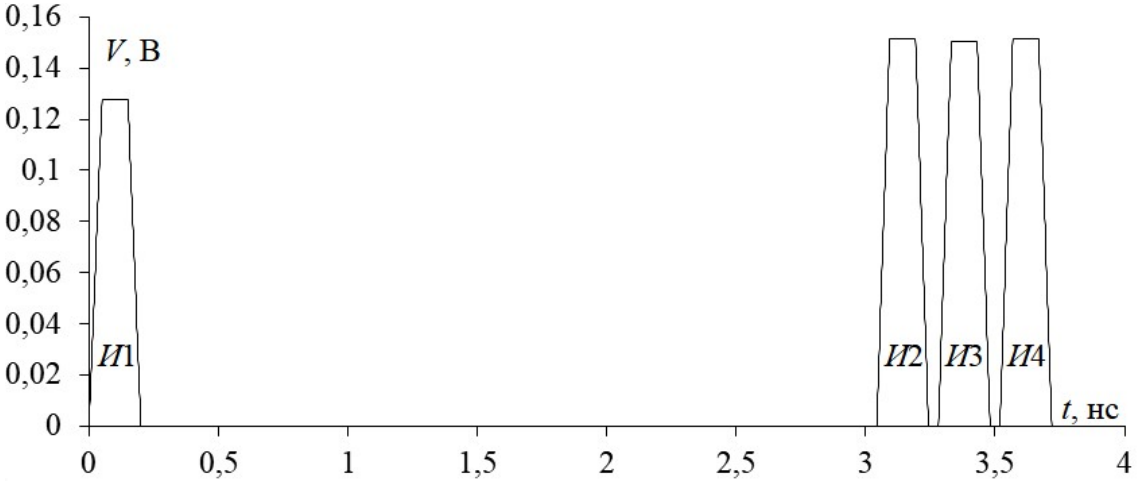


Рисунок 3.6 – Форма выходного напряжения для МЛ с оптимальными параметрами

Из рисунка 3.6 видно, что импульсы *И*2, *И*3 и *И*4 имеют одинаковую амплитуду около 0,151 В, которой определяется амплитуда на выходе линии. При этом амплитуда *И*1 составляет 0,127 В. Максимальное ослабление составило около 3 раз, против 2,4 раза, полученных выше.

Возможна ситуация, когда импульсы приходят к выходу линии с равными интервалами времени [380]. Условие этого для трех импульсов такое же, как (2.12). Однако (2.12) не учитывает дополнительного импульса, поэтому временные интервалы между 4 импульсами на рисунке 3.4 не будут равны. Очевидно, что для его учета (2.12) примет вид (2.34).

Рассмотрим случай, когда (2.34) выполняется. Для этого найдены оптимальные параметры: w=1 мм, t=0,136 мм, s=5 мкм, h=1,2 мм, d=3 мм, ε_r=500, l=80 мм. Погонные задержки: τ_1=19,6 нс/м, τ_2=58,6 нс/м. Форма напряжения при выполнении (2.34) представлена на рисунке 3.7.

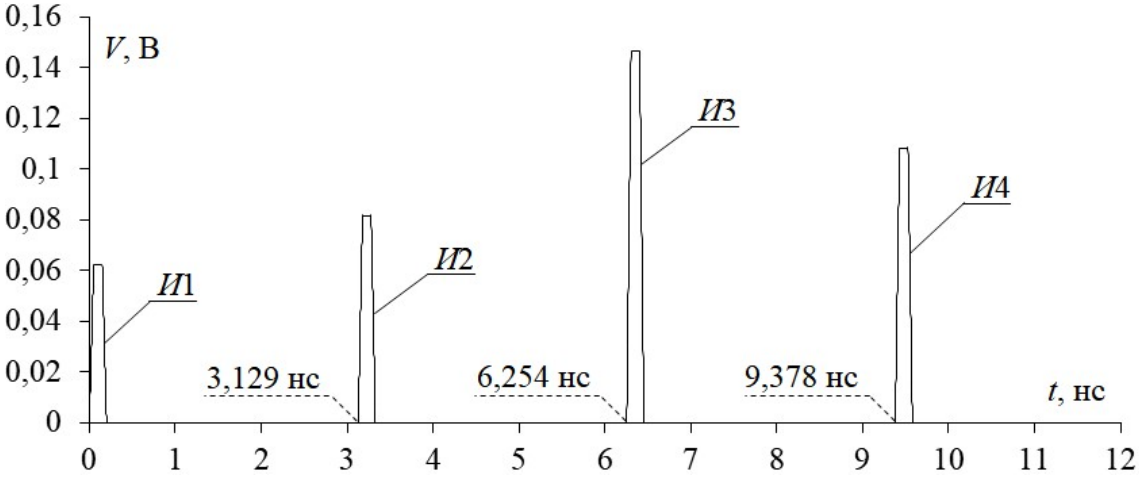


Рисунок 3.7 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью при условии (2.34)

Из рисунка 3.7 видно, что СКИ разложился на выходе линии на 4 импульса с равными временными интервалами между ними. После прихода первых 4 импульсов будут приходить импульсы, вызванные отражениями. Амплитуда на выходе линии составила 0,146 В, а ослабление СКИ – 3,42 раза.

Дополнительно рассмотрен виток МЛ с лицевой связью и дополнительным пассивным проводником [442]. Его поперечное сечение и схема соединений представлены на рисунке 3.8.

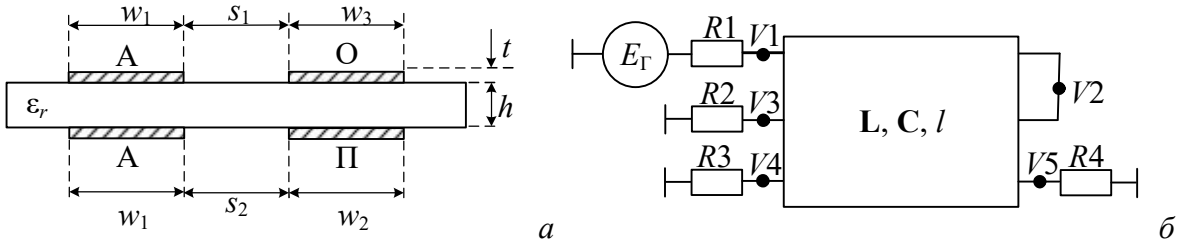


Рисунок 3.8 – Поперечное сечение (*а*) и схема соединений (*б*) витка МЛ с лицевой связью и пассивным проводником

Поскольку структура на рисунке 3.8*а* является 3-проводной, имеет неоднородное диэлектрическое заполнение (диэлектрическая подложка и окружающий ее воздух) и является асимметричной, то в ней распространяются три моды, каждая со своей скоростью, а также три дополнительных импульса, возникающих из-за асимметрии. Число дополнительных импульсов определяется числом линейных комбинаций погонных задержек мод структуры [440]. При этом дополнительным импульсом между модами 2 и 3 можно пренебречь, так как его амплитуда крайне мала исходя из предварительного и детального анализа. К тому же, на выходе линии (узел *V*3 на рисунке 3.8*б*) будет перекрестная помеха (на ближнем конце). Таким образом, СКИ в такой линии может быть расщеплен на 6 импульсов меньшей амплитуды. Для этого надо выполнить условия

$$2l\tau_1 \geq t_\Sigma, \tag{3.2}$$

$$l(\tau_2 - \tau_1) \geq t_\Sigma, \tag{3.3}$$

$$l(\tau_3 - \tau_2) \geq t_\Sigma. \tag{3.4}$$

где τ_1, τ_2 и τ_3 – погонные задержки мод 1, 2 и 3 линии соответственно, а t_Σ – общая длительность воздействующего СКИ. Параметры поперечного сечения на рисунке 3.8*а*, обеспечивающие выполнение (3.2)–(3.4): w_1=2,45 мм, w_2=3,23 мм, w_3=2 мм, t=48 мкм, s_1=1 мм, s_2=58 мкм, h=4 мм, ε_r=4,5, а длина отрезка на рисунке 3.8*б* – l=0,5 мм. Сопротивления $R1$–$R4$ на рисунке 3.8*б* приняты по 50 Ом. Вычислены **C**, **L** и **Z**.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 107,41 & -26,69 & -72,67 \\ -26,69 & 67,24 & -13,38 \\ -72,67 & -13,38 & 114,07 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 768,02 & 349,57 & 603,34 \\ 349,57 & 618,63 & 316,54 \\ 603,34 & 316,54 & 718,32 \end{bmatrix} \text{ нГн/м},$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 133,97 & 66,46 & 99,80 \\ 66,46 & 116,79 & 58,17 \\ 99,80 & 58,17 & 121,13 \end{bmatrix} \text{ Ом}.$$

Вычисленные из матриц **C** и **L** погонные задержки мод линии: τ_1=4,9 нс/м, τ_2=5,38 нс/м и τ_3=6,15 нс/м. Теперь, при подстановке известных переменных в (3.2)–(3.4), они выполняются. Форма напряжения на выходе витка представлена на рисунке 3.9.

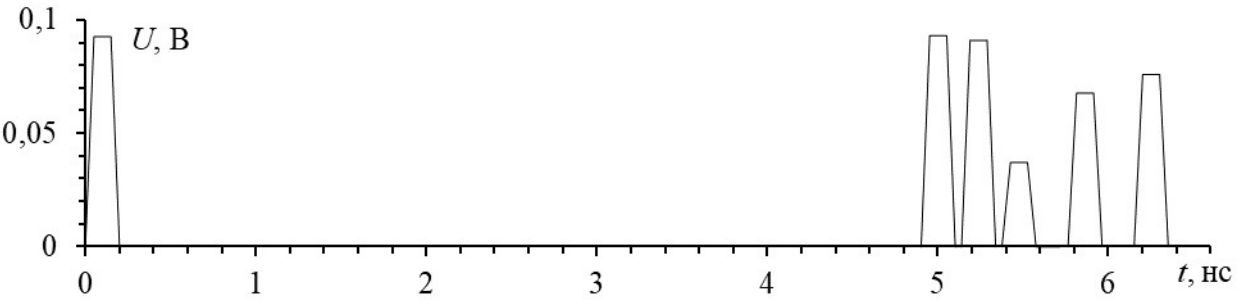


Рисунок 3.9 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью и пассивным проводником

Из рисунка 3.9 видно, что СКИ представлен последовательностью из 6 импульсов амплитудой, не более 92 мВ, а ослабление составило 5,88 раза (относительно *E*/2).

Выявлены закономерности изменения характеристик витка МЛ с лицевой связью при влиянии на нее *T* в диапазоне от минус 50 до 150°С [448]. Выявлены: незначительное влияние *T* на характеристики витка, характер влияния *T* отдельно на каждую характеристику витка, их максимальные отклонения при изменении *T* при исходных параметрах (2,35 и 3,24% для погонных задержек мод, 2,4 и 3,56% для волновых сопротивлений мод соответственно, 1,31% для амплитуды напряжения на выходе). Выявлено, что выбором параметров линии можно уменьшить влияние *T* на ее характеристики.

В результаты анализа влияния *T* на характеристики витка с учетом воды и льда выявлено следующее [449]: наличие слоя воды и льда существенно влияет на характеристики витка МЛ с лицевой связью; влияние слоя воды и льда на каждую характеристику различно; погонные задержки мод (относительно витка в воздухе) в витке со слоем льда увеличились на 39,3 и 12%, а воды – на 177,1 и 248% соответственно; максимальные изменения τ_1, τ_2, Z_1, Z_2 и V_{max} в диапазоне изменяемых параметров различаются для трех случаев (вода, лед и воздух). Показано, что при оптимальных параметрах отклонение характеристик от исходных при воздействии воды и льда изменяется, что важно для практики.

С помощью ГА выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка МЛ с лицевой связью [396]. Для этого сформулирована целевая функция, обеспечивающая $(Z_eZ_o)^{0,5}$=50 Ом. Выявлено, что с ростом числа поколений до 80 сходимость *Z*, а также *w* и *h* улучшается. Так, при 80 поколениях максимальные отклонения *Z*, *w* и *h* составили около 1, 3 и 5% соответственно.

Выполнена многокритериальная параметрическая оптимизация витка посредством ГА по критериям разложения СКИ и ослабления его амплитуды [447]. Сформулированы многокритериальные целевые функции для разложения СКИ на последовательность импульсов

с минимизацией их амплитуд. Выполнена оптимизация с помощью ГА. В результате получены три набора оптимальных параметров, каждый из которых обеспечивает заданные критерии с ослаблением СКИ 2,5 раза для набора 1, 3,3 раза для набора 2 и 3,42 раза для набора 3. Критерии могут быть использованы при реализации устройства, на этапе оптимизации его реальных геометрических параметров (в соответствии с технологическими возможностями производителей ПП).

Выполнена однокритериальная (отдельно по критерию согласования и амплитудному) и многокритериальная (по критериям согласования и амплитудному) параметрическая оптимизация витка с учетом T посредством ГА, а также ЭС по амплитудному критерию [449]. Выявлено, что ГА или ЭС применимы совместно с температурной моделью для параметрической оптимизации с учетом T, в том числе для нахождения параметров поперечного сечения, при которых отклонение характеристик от заданных при изменении T минимально, что важно при разработке РЭС, эксплуатируемой в жестких климатических условиях с широким диапазоном температур, например, в авионике или специальной технике. С помощью ГА и температурной модели найдены параметры витка, обеспечивающие согласование и минимальную амплитуду напряжения на его выходе при T= –50, 25 и 150°С. Максимальное отклонение характеристик после 5 запусков оптимизации ГА по двум критериям составило 0,26 и 0,86% для амплитуды в начале и на выходе линии. С помощью ЭС с использованием температурной модели найдены оптимальные параметры линии, обеспечивающие минимальную амплитуду на ее выходе при T= –50, 25 и 150°С. Максимальное отклонение амплитуды на выходе в результате 5 запусков ЭС составило 0,25%. Выявлено хорошее согласование результатов оптимизации двумя методами, но при близких наборах оптимальных параметров время оптимизации ЭС оказалось в 9 раз меньше.

Выполнена однокритериальная (отдельно по критериям согласования и амплитудному) и многокритериальная (по критериям согласования и амплитудному) параметрическая оптимизация витка с учетом воды и льда посредством ГА, а также ЭС по амплитудному критерию [448]. Посредством ГА с учетом воды и льда получены оптимальные параметры, дающие минимальную амплитуду на выходе для всех трех случаев (лед, вода и воздух). Максимальное отклонение при оптимизации посредством ГА (два критерия, 5 запусков) амплитуды напряжения на входе в линию составило 0,18%, а выходе – 1,89%. Посредством ЭС получены оптимальные параметры, обеспечивающие минимальную амплитуду на выходе при наличии воды и льда. Максимальное отклонение амплитуды на выходе витка (5 запусков) составило 0,55%. Получено хорошее совпадение результатов оптимизации двумя методами, но оптимизация посредством ЭС в 3,3 раза быстрее, чем ГА.

Таким образом, исследовано разложение СКИ в витке МЛ с лицевой связью и выявлено наличие дополнительного импульса между импульсами мод линии, возникающего из-за асимметрии поперечного сечения структуры. Показано, что он является ресурсом для уменьшения амплитуды выходного сигнала. Сформулированы условия прихода импульсов разложения по окончании предыдущего импульса. Показано влияние параметров поперечного сечения линии на амплитуды основных импульсов разложения на выходе линии. Выявлено, что максимально влияют ширина сигнального проводника и толщина диэлектрика, а минимальная амплитуда напряжения на выходе линии определятся амплитудой дополнительного импульса и импульсов мод линии. Моделирование показало, что за счет дополнительного импульса возможен рост ослабления СКИ в линии. Получено максимальное уменьшение амплитуды СКИ на выходе линии около 3 раз. Сформулировано условие прихода каждого из 4 импульсов к выходу линии с равными интервалами времени между соседними импульсами. При этом и оптимальных параметрах поперечного сечения линии получено ослабление СКИ 3,42 раза. В результате, показан рост ослабления СКИ до 5,88 раза за счет введения пассивного проводника в структуру МЛ с лицевой связью. Выявлено, что выбором параметров линии можно уменьшить влияние Т на ее характеристики. В результаты анализа влияния Т на характеристики витка с учетом воды и льда выявлено, что при оптимальных параметрах отклонение характеристик от исходных при воздействии воды и льда изменяется, что важно для практики. Сформулированы многокритериальные целевые функции для разложения СКИ на последовательность импульсов с минимизацией их амплитуд. Они могут быть использованы при реализации устройства, на этапе оптимизации его реальных геометрических параметров (в соответствии с технологическими возможностями производителей ПП). Выявлено, что ГА или ЭС применимы совместно с температурной моделью для параметрической оптимизации с учетом Т, в том числе для нахождения параметров поперечного сечения, при которых отклонение характеристик от заданных при изменении Т минимально, что важно для практики при разработке РЭС, предназначенной для эксплуатации в жестких климатических условиях с широким диапазоном температур, например, в авионике или специальной технике. Выполнена однокритериальная и многокритериальная параметрическая оптимизация витка с учетом воды и льда посредством ГА, а также ЭС по амплитудному критерию. Посредством ГА с учетом воды и льда получены оптимальные параметры, дающие минимальную амплитуду на выходе для всех трех случаев (лед, вода и воздух). Посредством ЭС получены оптимальные параметры, обеспечивающие минимальную амплитуду на выходе при наличии воды и льда.

3.1.2 Влияние потерь в проводниках и диэлектрике

Здесь оценено влияние потерь в проводниках и диэлектрике на разложение СКИ в витке [446].

Для учета потерь в диэлектрике вычислена матрица погонных проводимостей **G**. Параметры поперечного сечения линии такие же, как в п. 2.4.1, без учета дополнительного импульса. Так как выбранное для моделирования значение ε_r=5 близко к значению для FR-4 (ε_r=4,7), то для вычисления матрицы **G** принято типовое значение тангенса угла диэлектрических потерь, соответствующее этому материалу: $tg\delta$=0,016. На частоте f=1 ГГц

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 12{,}9 & -7{,}9 \\ -7{,}9 & 11{,}4 \end{bmatrix} \text{ мСм/м.}$$

Воздействовал импульс из рисунка 2.3. Полученные формы напряжения на выходе исследуемой линии без учета и с учетом потерь в диэлектрике приведены на рисунке 3.10.

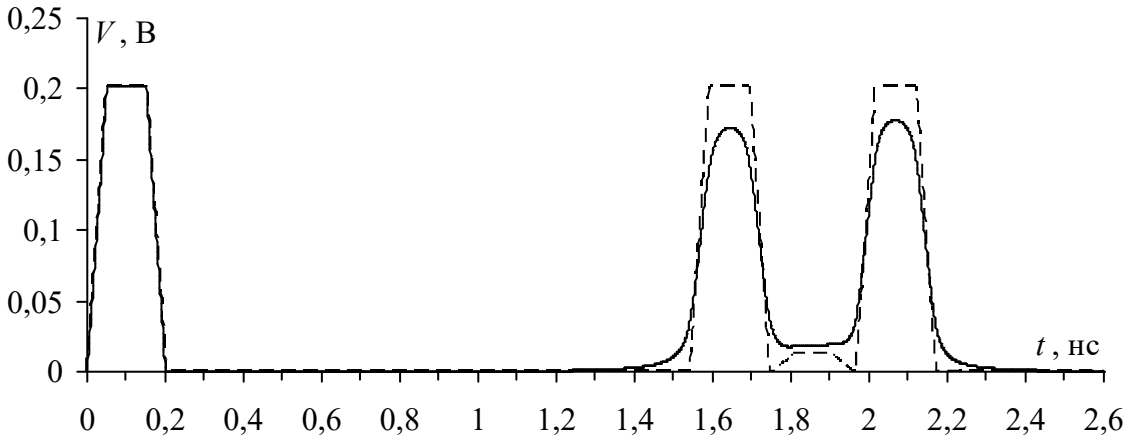


Рисунок 3.10 – Формы напряжения на выходе МЛ с лицевой связью без учета (– –) и с учетом (—) потерь в диэлектрике

Из рисунка 3.10 видно, что потери в диэлектрике оказывают наибольшее влияние на импульсы мод сигнала в виде сглаживания формы импульсов и уменьшения их амплитуды: с 0,202 В до 0,172 В и 0,177 В. Потери в диэлектрике почти одинаково влияют на формы и амплитуды импульсов мод этой линии. Между импульсами есть ступенька амплитудой 19 мВ, вызванная дополнительным импульсом. Амплитуда выходного напряжения, по-прежнему, составляет 0,202 В, так как определяется первым импульсом, на который потери в диэлектрике почти не влияют, поскольку это перекрестная помеха на ближнем конце.

Оценено влияние потерь только в проводнике на разложение СКИ. Для этого вычислена матрица погонных сопротивлений **R** по модели из работы [450], с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в опорном проводнике, поскольку он имеет конечную ширину. Для f=1 ГГц

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix}25{,}04 & 12{,}28\\ 12{,}28 & 18{,}44\end{bmatrix}\ \text{Ом/м}.$$

Полученные формы сигнала на выходе линии, без учета и с учетом потерь в проводниках, приведены на рисунке 3.11.

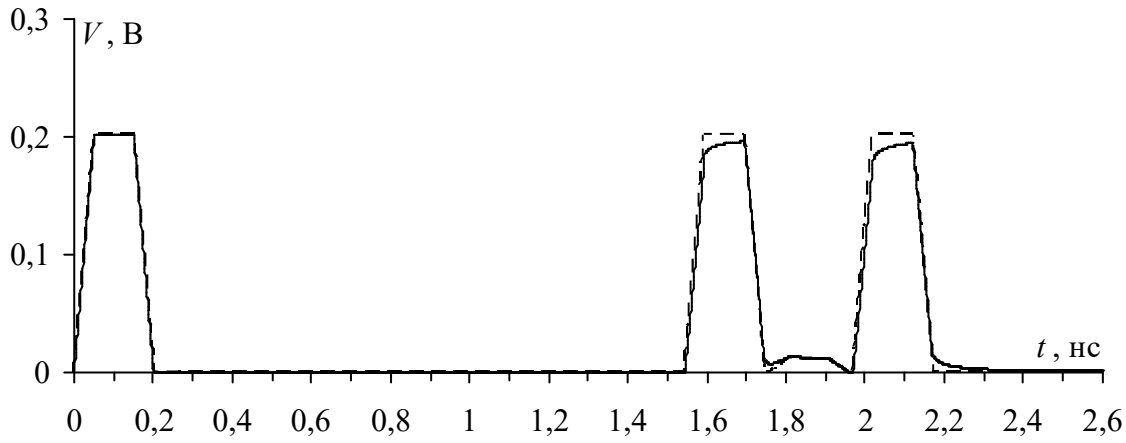


Рисунок 3.11 – Формы напряжения на выходе МЛ с лицевой связью без учета (– –) и с учетом (—) потерь в проводниках

Из рисунка 3.11 видно, что потери в проводниках влияют на форму и амплитуду импульсов мод, а импульс перекрестной помехи почти не изменяется.

Наконец, оценено влияние потерь одновременно в проводниках и диэлектрике по матрицам **R** и **G**. Формы напряжения без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике представлены на рисунке 3.12.

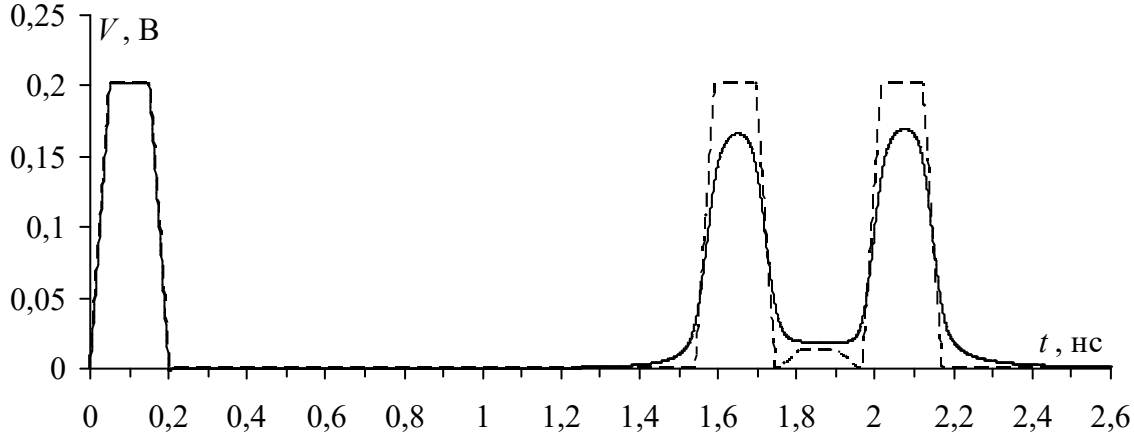


Рисунок 3.12 – Формы напряжения на выходе МЛ с лицевой связью без учета (– –) и с учетом (—) потерь в проводниках и диэлектрике

Видно, что потери в проводниках и диэлектрике совместно оказывают наибольшее влияние на форму и амплитуду импульсов мод линии. Амплитуды импульсов перекрестной помехи на ближнем конце и мод линии составляют 0,202, 0,166 и 0,169 В. Амплитуда напряжения на выходе линии снова составляет 0,202 В и определяется импульсом перекрестной помехи на ближнем конце. Таким образом, можно уменьшить его амплитуду и увеличить

амплитуды импульсов мод, например, изменив толщину подложки. Оптимизация дала h_{opt}=0,8 мм, а амплитуда напряжения на выходе при этом составила 0,173 В или 36% от уровня сигнала в начале витка (рисунок 3.13).

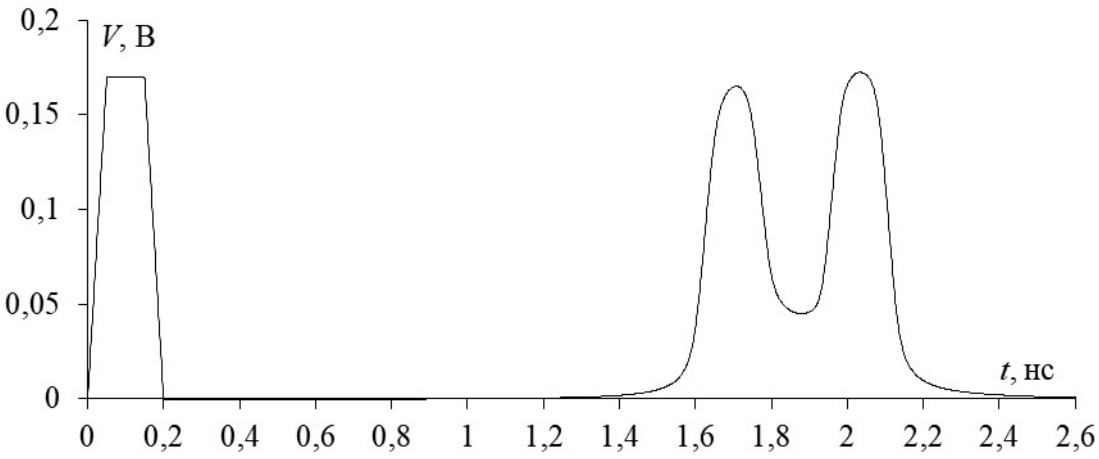


Рисунок 3.13 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью с учетом потерь в проводниках и диэлектрике при h_{opt}=0,8 мм

Таким образом, выявлено, что потери в диэлектрике оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму импульсного сигнала на выходе МЛ с лицевой связью, чем потери в проводниках. Учет потерь существенно меняет формы и амплитуды импульсов мод линии, тогда как импульс перекрестной помехи на ближнем конце меняется слабо. Итоговое ослабление СКИ на выходе линии с учетом всех потерь увеличилось с 2,48 до 2,89 раза.

3.1.3 Воздействие электростатического разряда на виток

Здесь показано разложение формы напряжения ЭСР с его ослаблением в витке МЛ [443, 444]. Для верификации выполнено электродинамическое моделирование.

Поперечное сечение МЛ с лицевой связью такое же, как на рисунке 3.1, а ее схема соединений – как на рисунке 2.39. На схеме $R1$=$R2$=50 Ом, I – идеальный источник тока. Форма тока воздействующего ЭСР принята близкой к третьей степени жесткости по стандарту IEC 61000-4-2 [406]. Исходные параметры: w=2 мм, t=18 мкм, s=2 мм, h=1 мм, d=3w, ε_r=4, l=0,1 м.

Сначала проанализировано влияние l на форму и амплитуду напряжения на выходе МЛ. На рисунке 3.14 представлены формы напряжения в тракте без МЛ и на ее выходе (узел $V3$ на рисунке 2.39) с ростом l от 0,1 м до 1 м с шагом 0,1 м и от 1 м до 5 м с шагом 1 м. В таблицу 3.1 сведены амплитуды напряжения в узле $V3$ ($V_{\max}$) и ослабления относительно амплитуды напряжения (464,186 В) в тракте без МЛ (далее при моделировании ослабление будет вычисляться аналогично). Из рисунка 3.14 видно, что с ростом l до 0,4 м начинают проявляться импульсы 1 и 2. Первый импульс ($И1$) является перекрестной помехой на ближнем конце, а

второй (*И*2) представляет сумму импульсов мод (рисунок 3.14*г*). Также есть импульсы, возникшие из-за отражений и пришедшие позже. При этом ослабление ЭСР растет от 1,011 раза до 1,168 раза (таблица 3.1). С ростом l до 1 м сливавшиеся ранее импульсы мод (*И*2 и *И*3 на рисунке 3.14*е* соответственно) начинают раскладываться. При этом ослабление уже составляет 1,189 раза. Рост l до 5 м увеличивает задержки между тремя основными импульсами, а также ослабление ЭСР на выходе линии до 1,385 раза. Важно отметить, что на рисунке 3.14 наблюдается разложение только пика (первого выброса, определяющего амплитуду), а не всего ЭСР, поскольку это требует значительного роста длины линии и/или использования подложки с большой ε_r. Такой характер изменения формы напряжения на выходе обусловлен тем, что моды имеют разные скорости распространения, а также наличием перекрестной помехи на ближнем конце.

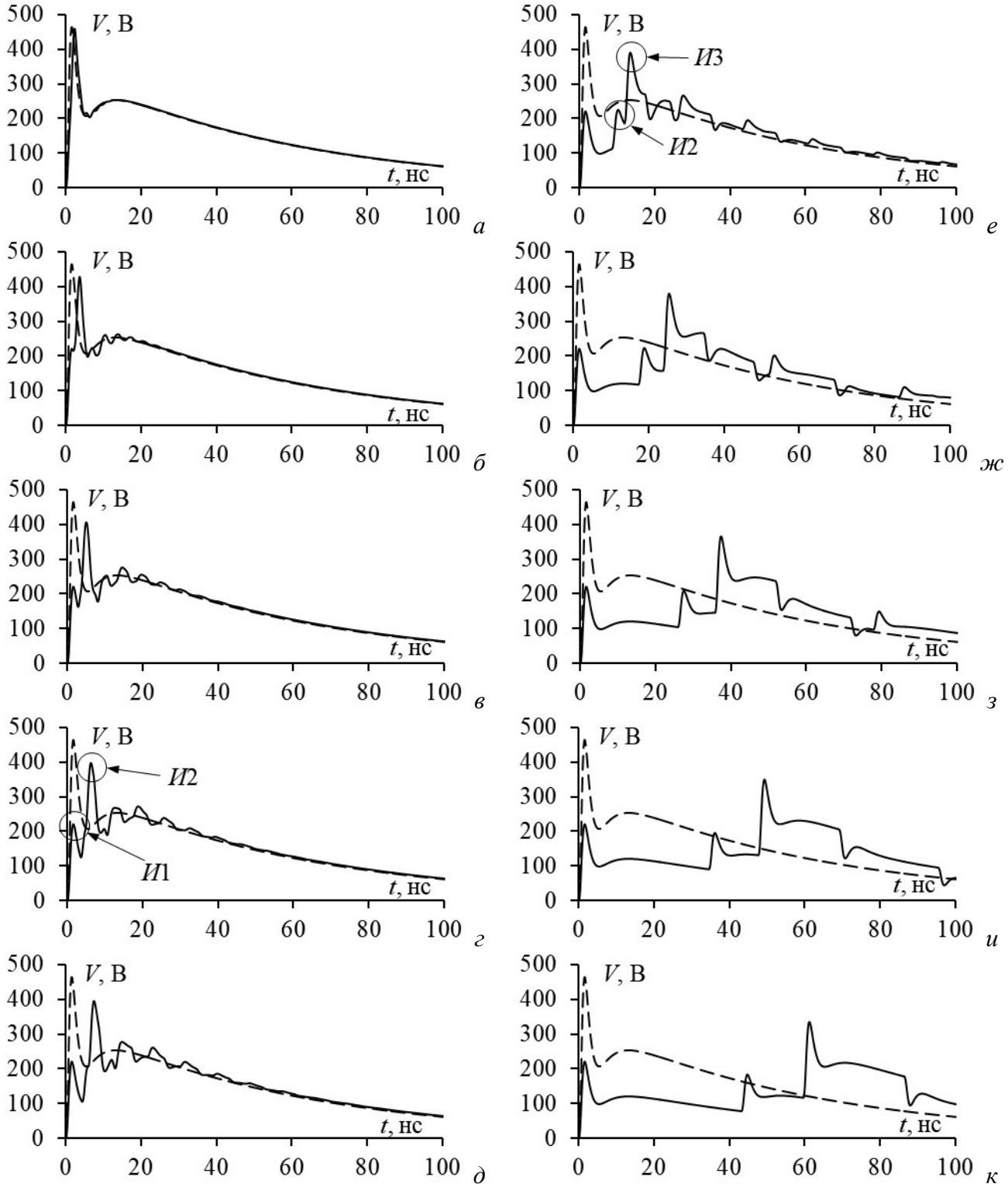


Рисунок 3.14 – Формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ (– –) и с МЛ в ее узле *V*3 (—) при *l*=0,1 (*а*), 0,2 (*б*), 0,3 (*в*), 0,4 (*г*), 0,5 (*д*), 1 (*е*), 2 (*ж*), 3 (*з*), 4 (*и*), 5 (*к*) м

Таблица 3.1 – Амплитуда напряжения ЭСР в узле *V*3 (V_{max}) исследуемой МЛ с ростом *l* и соответствующее ослабление

l, м	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1	2	3	4	5
V_{max}, В	459,24	428,26	405,97	397,32	395,06	390,21	379,42	365,33	349,68	335,02
Ослаб-е	1,011	1,084	1,143	1,168	1,175	1,189	1,223	1,271	1,327	1,385

Вычислены матрицы МЛ:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 100,054 & -86,4412 \\ -86,4412 & 99,4769 \end{bmatrix}\ \text{пФ/м},\ \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 785,702 & 603,297 \\ 603,297 & 801,86 \end{bmatrix}\ \text{нГн/м}.$$

Вычисленные из них погонные задержки мод: τ_1=4,314 нс/м, τ_2=5,956 нс/м. Зная l, задержки импульсов мод определяют как $2l\tau_1$ и $2l\tau_2$. Их значения при l=0,1 м составляют 0,863 и 1,191 нс, при l=0,5 м – 4,314 и 5,956 нс, l=1 м – 8,628 и 11,911 нс, соответственно. Таким образом, с ростом разницы задержек разложенных импульсов они полностью раскладываются, а амплитуда напряжения на выходе МЛ уменьшается. Учитывая это, для минимизации амплитуды напряжения ЭСР и полного разложения его пикового выброса на выходе МЛ, задержка каждого последующего разложенного импульса должна быть не меньше задержки предыдущего, сложенной с длительностью пикового выброса ЭСР (за исключением перекрестной помехи на ближнем конце, поскольку она имеет нулевую задержку). Условия такого разложения:

$$2l\tau_e \geq t_\text{п}, \tag{3.5}$$

$$2l(\tau_2-\tau_1) \geq t_\text{п}, \tag{3.6}$$

где $t_\text{п}$ – длительность пика ЭСР. Выполнение (3.5) позволяет разложить пики перекрестной помехи на ближнем конце и моды 1, а (3.6) – мод 1 и 2.

Для минимизации амплитуды ЭСР необходимо также выравнить амплитуды разложенных импульсов, что возможно за счет оптимальной связи между проводниками, аналогично [388]. В исследуемой структуре максимальное влияние на связь между проводниками оказывает h. На рисунке 3.15 представлены формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ и с МЛ в её узле *V*3 при l=5 м и исходных параметрах при уменьшении h с 0,8 до 0,2 мм. В таблицу 3.2 сведены значения V_max в узле *V*3, ослабление и погонные задержки мод.

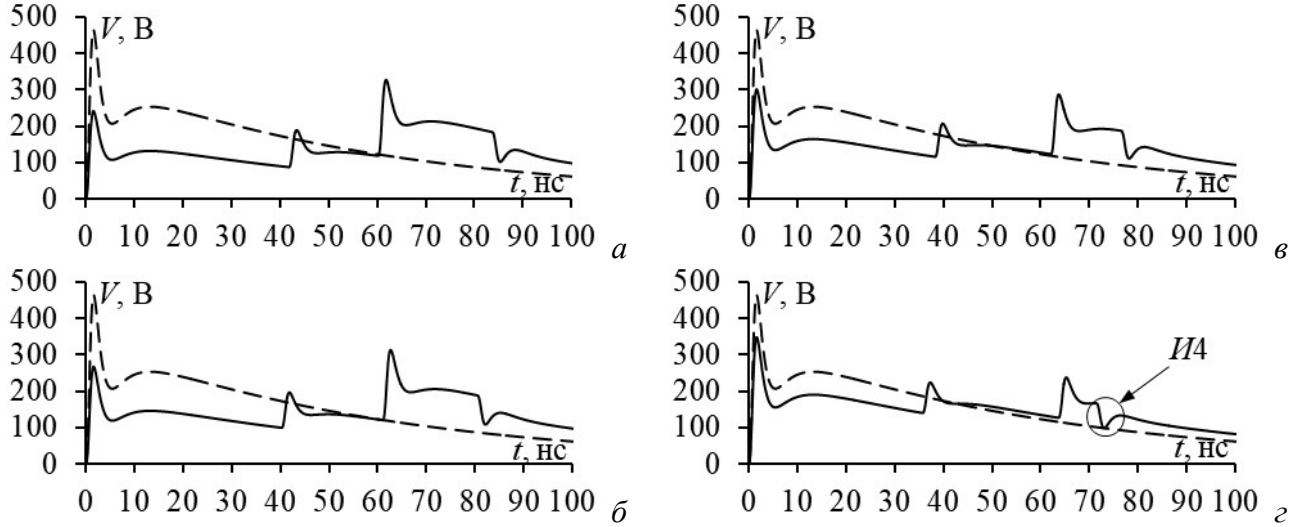


Рисунок 3.15 – Формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ (– –) и с МЛ в ее узле *V*3 (—) при l=5 м и исходных параметрах при h=0,8 (*а*), 0,6 (*б*), 0,4 (*г*) и 0,2 (*д*) мм

Таблица 3.2 – Амплитуда напряжения ЭСР в узле *V*3, его ослабление и погонные задержки мод исследуемой МЛ при уменьшении *h*

h, мм	V_{max}, В	Ослабление, разы	τ_1, нс/м	τ_2, нс/м
0,8	327,158	1,419	4,18203	6,01969
0,6	312,949	1,483	4,02193	6,10048
0,4	301,359	1,541	3,82357	6,20709
0,2	348,592	1,332	3,56844	6,35983

Из рисунка 3.15 видно, что при уменьшении *h* амплитуда *И*1 увеличивается, а *И*3 – уменьшается. Из таблицы 3.2 видно, что при уменьшении *h* от 0,8 до 0,4 мм ослабление сначала увеличивается с 1,419 раза до 1,541 раза, а затем, при *h*=0,2 мм, оно уменьшается до 1,332 раза из-за роста амплитуды *И*1. Таким образом, возможно выравнивание амплитуд этих импульсов для минимизации амплитуды напряжения на выходе МЛ за счет поиска оптимального значения *h*. Важно отметить, что после *И*3 приходит четвертый импульс отрицательной полярности (*И*4 на рисунке 3.15*г*), который, по существу, является отраженным импульсом моды 1. При уменьшении *h* интервал между *И*3 и *И*4 уменьшается так, что при их наложении возможна дополнительная минимизация амплитуды выходного напряжения.

Наконец, оценено влияние *w*, *t*, *s* и ε_r при *h*=1 мм и *l*=5 м. На рисунке 3.16 оно показано при *w*=2, 3, 4, 5 мм, *t*=18, 35, 50, 70 мкм, *s*=2, 3, 4, 5 мм, ε_r=4, 7, 10, 13.

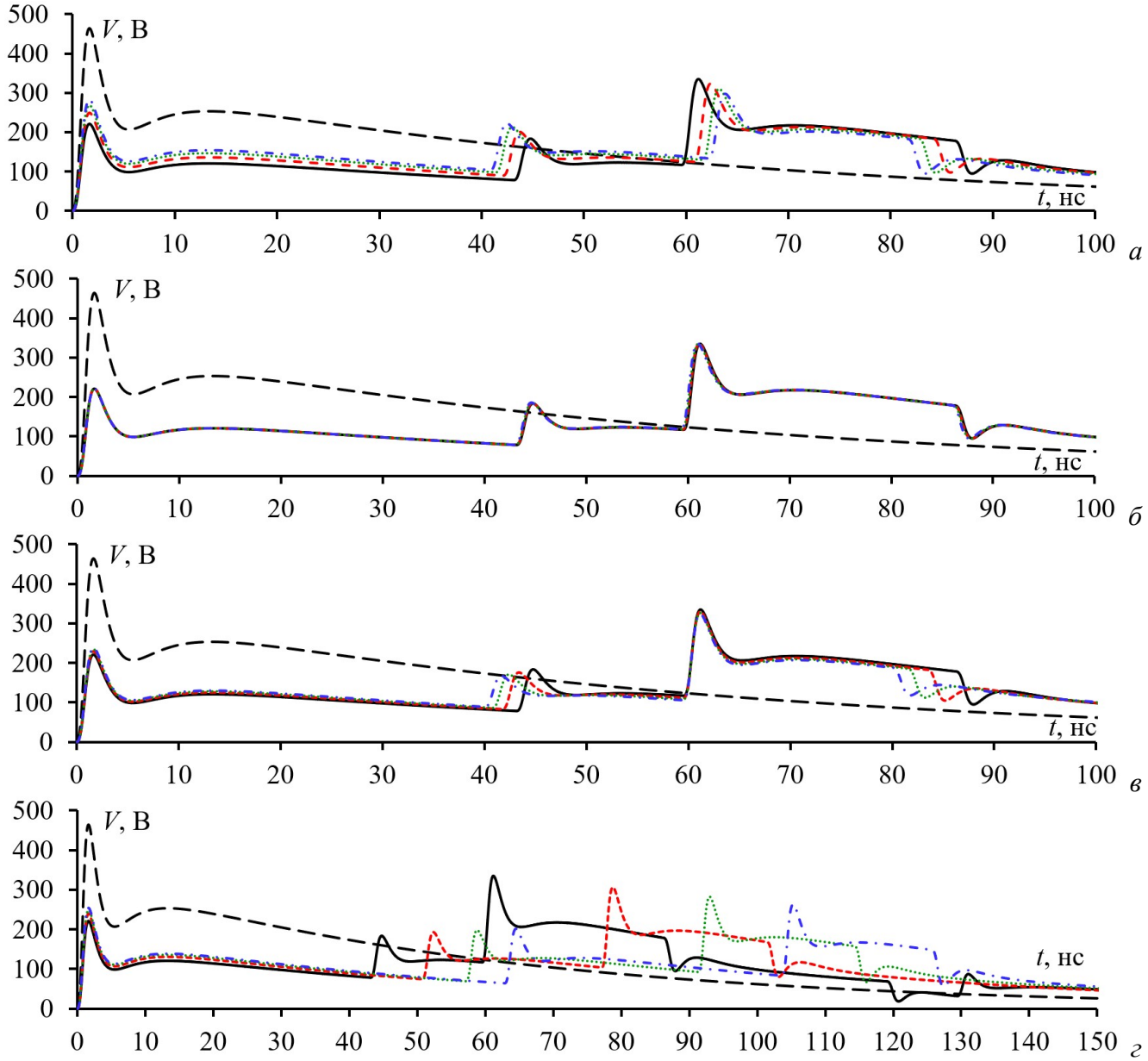


Рисунок 3.16 – Формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ (– –) и с МЛ в ее узле *V*3 с *l*=5 м при исходных параметрах и *w*=2 (—), 3 (- -), 4 (⋯), 5 (-·-) мм (*а*), *t*=18 (—), 35 (- -), 50 (⋯), 70 (-·-) мкм (*б*), *s*=2 (—), 3 (- -), 4 (⋯) и 5 (-·-) мм (*г*) и ε_r=4 (—), 7 (- -), 10 (⋯), 13 (-·-) (*д*)

Из рисунка 3.16 видно, что рост *w* даёт рост амплитуд *И*1 и *И*2 и задержки *И*3, а также уменьшает амплитуду *И*3 и задержку *И*2. При этом ослабление ЭСР на выходе МЛ растёт и при *w*=5 мм составляет 1,56 раза. Рост *t* практически не влияет на выходное напряжение. Рост *s* слабо увеличивает амплитуду *И*1 и уменьшает амплитуду *И*2 и *И*3. Также, рост *s* уменьшает задержку *И*2. При этом ослабление ЭСР увеличивается до 1,43 раза при *s*=5 мм. Рост ε_r даёт рост задержек *И*2 и *И*3 и амплитуд *И*1 и *И*2 и уменьшение амплитуды *И*3. При этом ослабление ЭСР растет до 1,76 раза при ε_r=13.

Учитывая описанный характер изменения формы и амплитуды ЭСР на выходе МЛ при изменении ее параметров, выполнена их оптимизация, с учетом технологических возможностей

производства ПП ООО «Электроконнект», по критериям разложения пикового выброса ЭСР и минимизации его амплитуды на выходе МЛ для последующего изготовления макета. Получен следующий набор значений оптимальных параметров: w=7,5 мм, t=18 мкм, d=3w, s=5,5 мм, h=1,5 мм, ε_r=4, l=4,8 м. Стоит отметить, что согласно стандарту IPC-2221A [434], рабочий ток МЛ с такими параметрами может достигать 2,31 А, а напряжение – до 1,1 кВ. Вычисленные матрицы **C** и **L** для МЛ с оптимальными параметрами:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 206,34 & -194,898 \\ -194,898 & 206,02 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 721,583 & 627,053 \\ 627,053 & 725,487 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}.$$

Вычисленные из матриц **C** и **L** погонные задержки мод линии – τ_1=3,903 нс/м, τ_2=6,221 нс/м. При подстановке их и l в (3.5) и (3.6) они выполняются с запасом. На рисунке 3.17 представлены формы напряжения ЭСР на выходе МЛ с оптимальными параметрами, а также в тракте без МЛ.

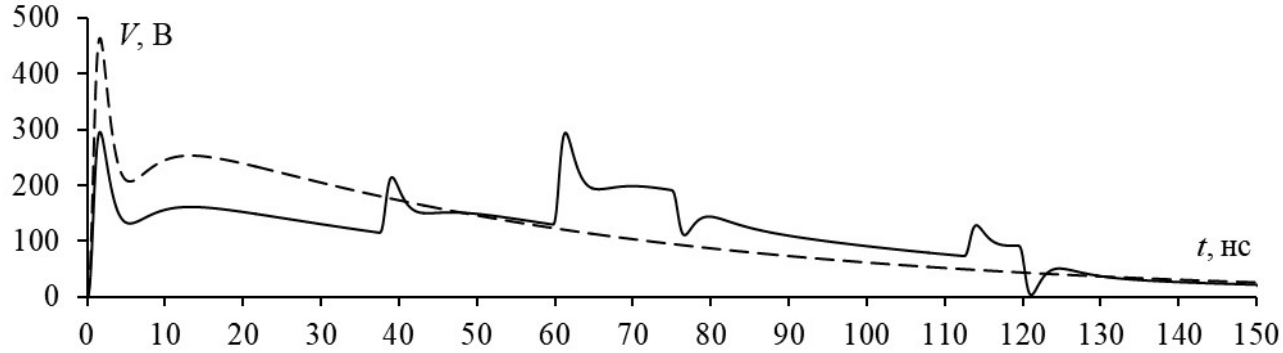


Рисунок 3.17 – Формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ (– –) и с МЛ (—) при оптимальных значениях параметров

Видно, что пик ЭСР на выходе МЛ раскладывается на последовательность пиков меньшей амплитуды. Амплитуда напряжения ЭСР на выходе МЛ не превышает 295,68 В (ослабление 1,57 раза).

Для уменьшения габаритов конечного устройства основной виток МЛ свернут в 5 неосновных витков со слабой связью между ними так, что габариты конечного устройства составили 452,5 х 479,75 мм. Схема соединений такой линии из 5 витков представлена на рисунке 3.18.

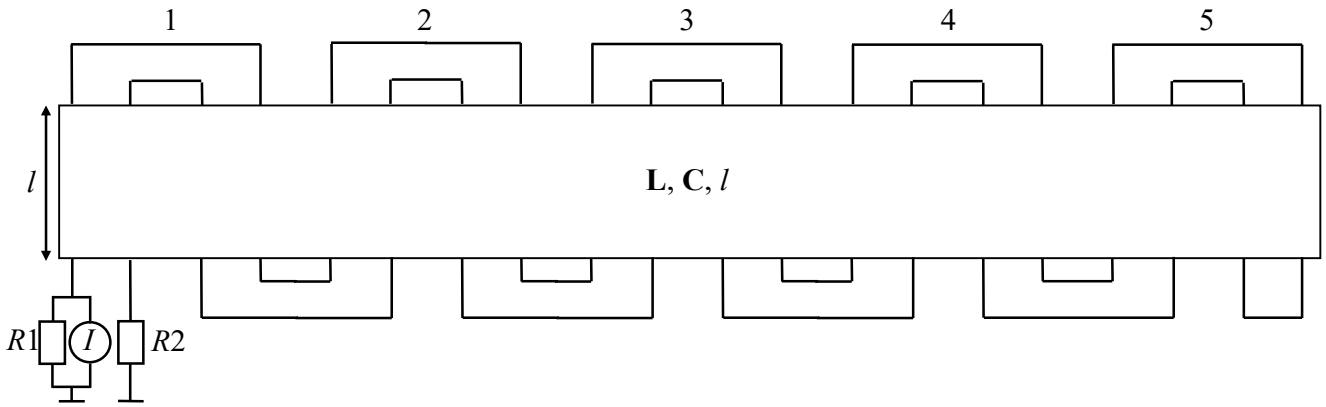


Рисунок 3.18 – Схема соединений МЛ, свернутой в 5 неосновных витков

На рисунке 3.19 представлены формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ и с МЛ на ее выходе.

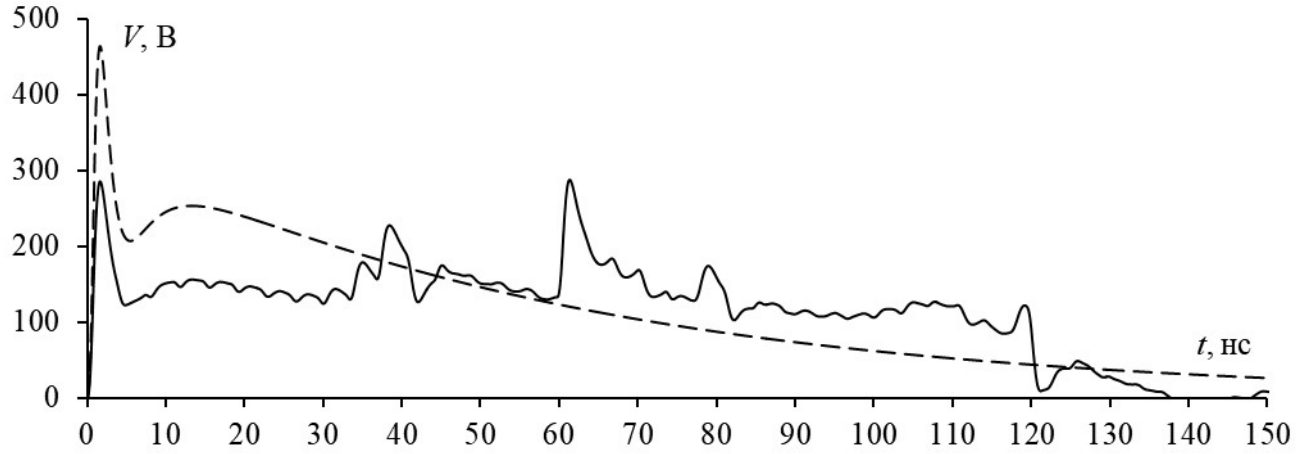


Рисунок 3.19 – Формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ (– –) и с МЛ из 5 витков (—)

Из рисунка 3.19 видно, что пик ЭСР на выходе свернутой МЛ раскладывается на последовательность из пиков меньшей амплитуды, в т.ч. их отражений от перемычек неосновных полувитков. При этом амплитуда напряжения на выходе свернутой МЛ не превышает 288 В (ослабление 1,61 раза).

Дополнительно выполнено моделирование МЛ с лицевой связью с использованием электродинамического подхода. На рисунке 3.20 представлены вычисленные формы напряжения ЭСР: в тракте без МЛ, квазистатическим подходом; с МЛ, на ее входе, электродинамическим подходом. Здесь показателен последовательный приход отражений ко входу МЛ.

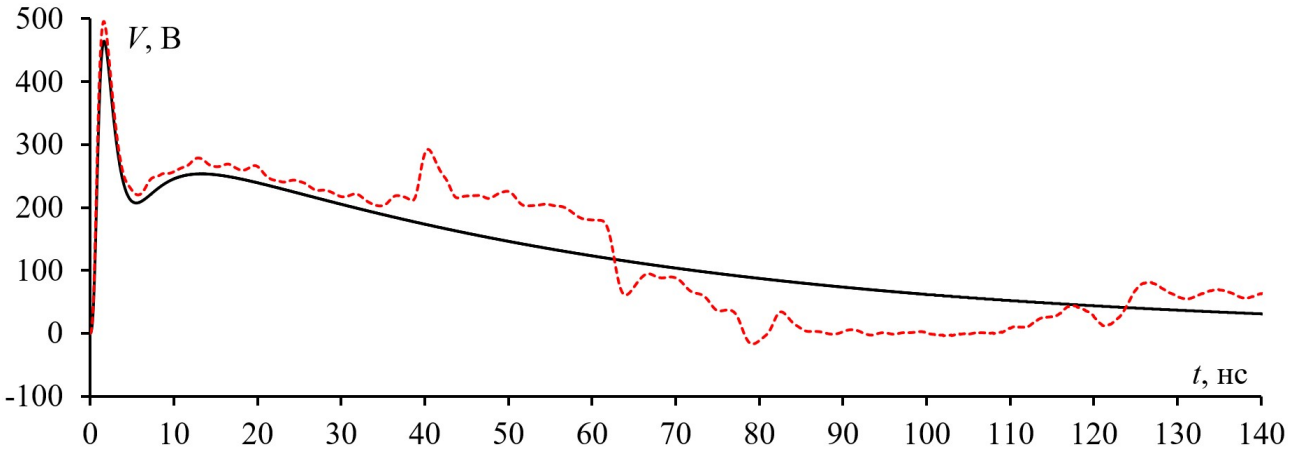


Рисунок 3.20 – Вычисленные формы напряжения ЭСР: в тракте без МЛ, квазистатическим подходом (—); с МЛ, на ее входе, электродинамическим подходом (- -)

На рисунке 3.21 представлены формы напряжения ЭСР на выходе МЛ, полученные с помощью квазистатического и электродинамического подходов. Видно, что формы выходного напряжения, полученные с помощью разных подходов, хорошо согласуются, а пиковый выброс ЭСР раскладывается на последовательность из импульсов (*И*1–*И*3) меньшей амплитуды. Однако амплитуды напряжения ЭСР на выходе МЛ отличаются: при использовании квазистатического подхода 288 В, а электродинамического – 298 В. Эта разница обусловлена тем, что при электродинамическом подходе учитывались все виды потерь, а при квазистатическом они вообще не учитывались. Ослабление ЭСР при квазистатическом подходе составило 1,61 раза, а при электродинамическом – 1,66 раза.

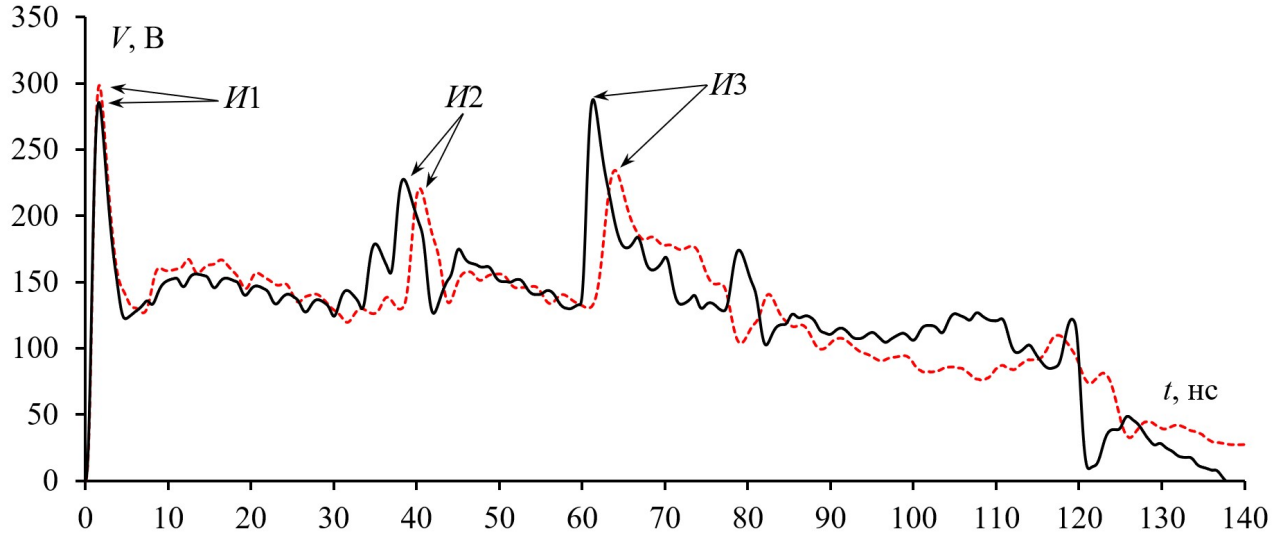


Рисунок 3.21 – Вычисленные формы напряжения ЭСР на выходе МЛ квазистатическим (—) и электродинамическим (- -) подходами

Выполнен детальный анализ влияния параметров МЛ с лицевой связью на форму и амплитуду напряжения ЭСР на ее выходе. Выявлены и продемонстрированы закономерности влияния отдельно каждого параметра МЛ на форму напряжения. По результатам анализа сформулированы условия разложения пикового выброса ЭСР. Оптимизированы параметры

поперечного сечения МЛ по критериям разложения ЭСР и минимизации его амплитуды с учетом технологических возможностей ООО «Электроконнект». Полученные параметры дали ослабление ЭСР в МЛ 1,61 раза. Согласно стандарту IPC-2221A, рабочий ток МЛ с такими параметрами может достигать 2,31 А, а напряжение – до 1,1 кВ. Проведена оценка достоверности полученных результатов посредством квазистатического и электродинамического подходов, по результатам которой получена хорошая согласованность.

3.1.4 Лабораторные эксперименты

Здесь выполнены параметрическая оптимизация витка эвристическим поиском [436] по критериям согласования и разложения СКИ с учетом технологических возможностей производителей ПП, а также верификация основных результатов посредством лабораторных экспериментов [435, 437, 444, 445].

3.1.4.1 Разложение сверхкороткого импульса

Сначала выполнена параметрическая оптимизация витка МЛ с лицевой связью с использованием типовых геометрических параметров [451]. Затем выполнено предварительное моделирование по результатам оптимизации.

Поперечное сечение и схема соединений исследуемой линии такие же, как на рисунках 3.1 и 2.2. Все проводники линии имеют одинаковую ширину (w) и толщину (t). Линия состоит из двух параллельных проводников длиной l, соединенных между собой на одном конце. Один из них соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме из рисунка 2.90 идеальным источником э.д.с. E и внутренним сопротивлением $R1$, а другой – с приёмным устройством с сопротивлением $R2$.

Поскольку известна минимальная длительность (около 100 пс), которая может быть обеспечена генератором комбинированного осциллографа С9–11, то для разложения импульса с такой длительностью нужно, чтобы левая часть (2.7) была не меньше 100 пс. Другим условием является минимизация отражений в измерительном тракте 50 Ом.

За материал основы взят материал FR-4. В соответствии с технической документацией изготовителя ПП, на частоте 1 МГц его ε_r может варьироваться от 3,5 до 4,1 [451]. Поэтому при моделировании принято среднее значение ε_r=3,8. Фиксированными параметрами, которые изменяются дискретно, для FR-4 являются толщина слоя основы (h =0,5, 1, 1,5, 2 мм) и толщина фольги (t=18, 35 мкм). Варьируются ширина сигнального проводника (w) и расстояние между сигнальным и опорным проводниками (s).

Оценены влияния параметров поперечного сечения исследуемой линии на разность погонных задержек мод ($\Delta\tau$) и среднее геометрическое их волновых сопротивлений (Z_C).

Выявлено, что Δτ и Z_C для разных t отличаются мало (максимальное отклонение для Δτ 2%, а Z_C – 1,3%), поэтому приведены результаты для t=18 мкм. На рисунках 3.22 и 3.23 приведены зависимости Δτ от w и s для разных h, а 3.24 и 3.25 – Z_C при тех же параметрах. При этом w изменялось от 1 до 10 мм с шагом 1 мм (при s=0,2 и 1 мм), а s – от 0,2 до 1 мм с шагом 0,1 мм (при w=1 и 10 мм).

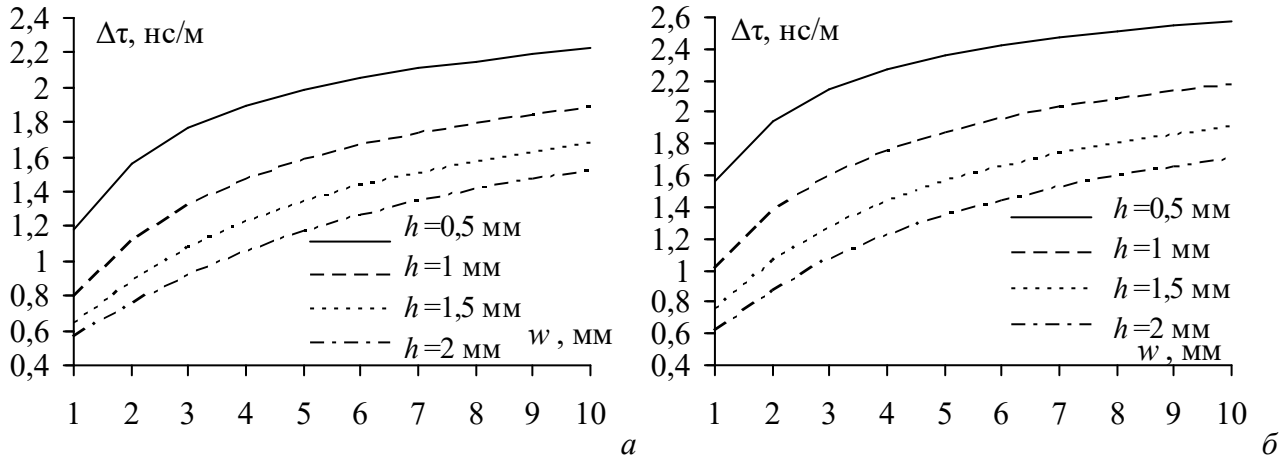


Рисунок 3.22 – Зависимости Δτ от w для разных h при s=0,2 (*а*), 1 (*б*) мм

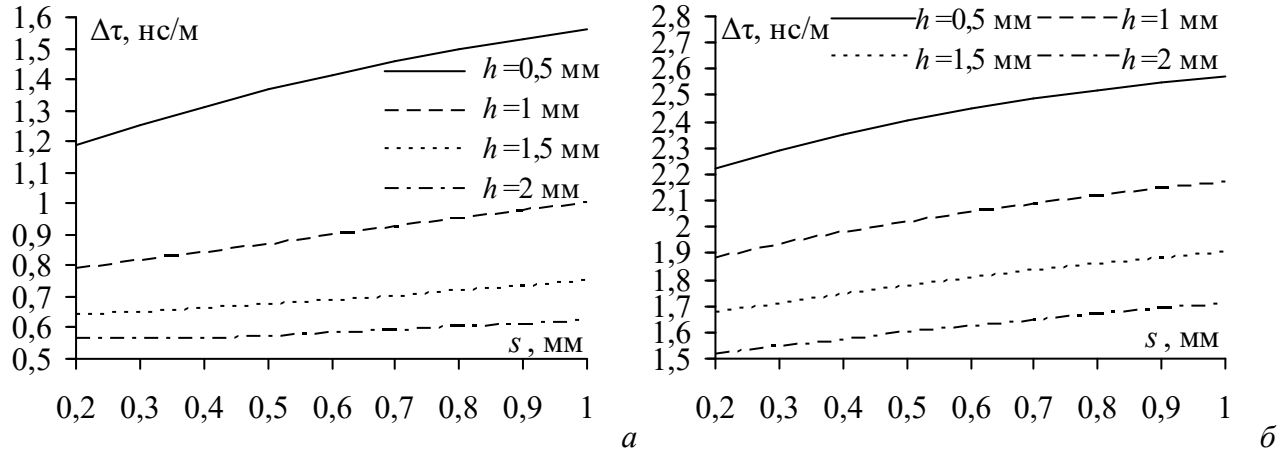


Рисунок 3.23 – Зависимости Δτ от s для разных h при w=1 (*а*), 10 (*б*) мм

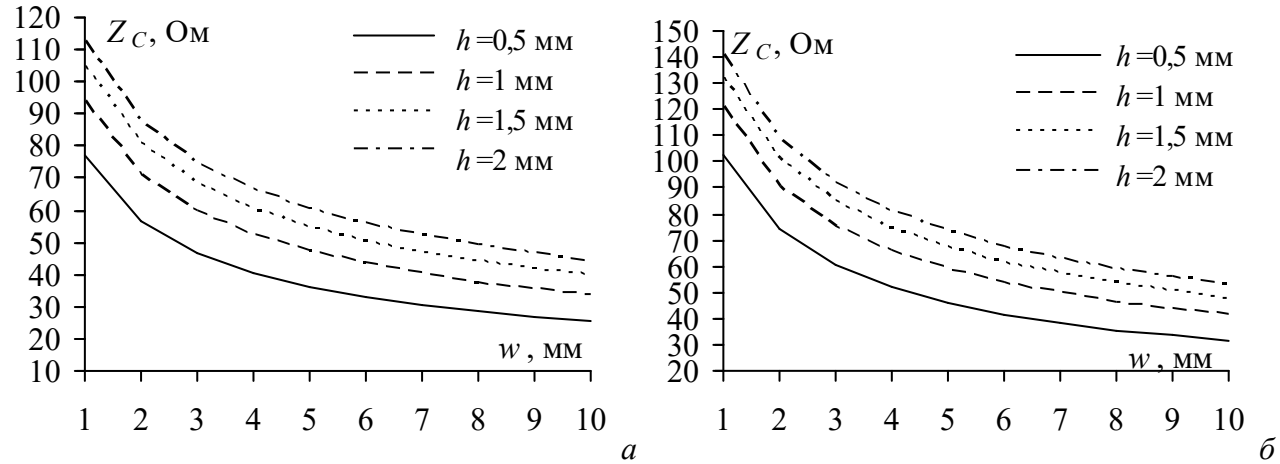


Рисунок 3.24 – Зависимости Z_C от w для разных h при s=0,2 (*а*), 1 (*б*) мм

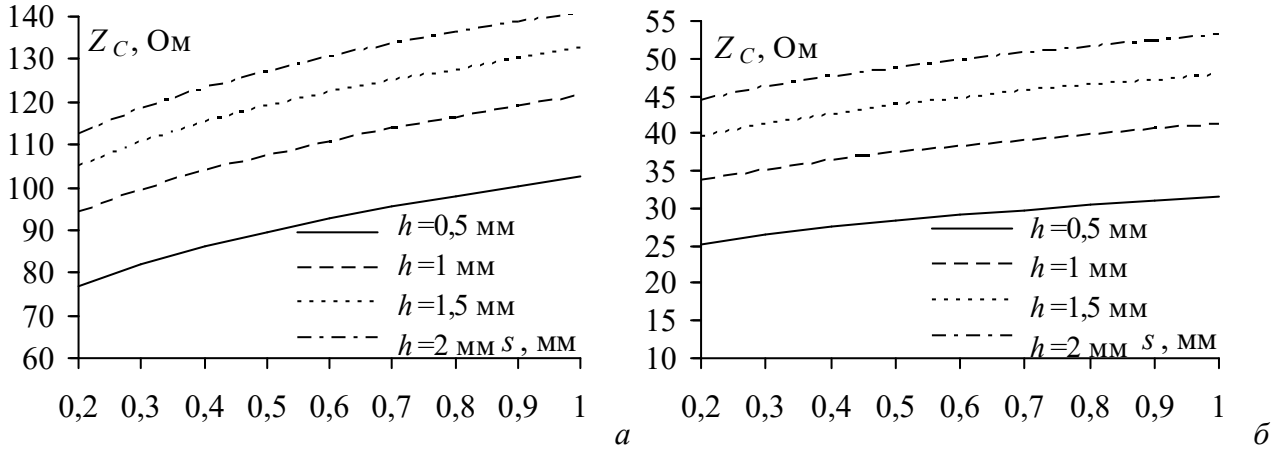


Рисунок 3.25 – Зависимости Z_C от s для разных h при w=1 (*а*), 10 (*б*) мм

Из рисунка 3.22 видна нелинейная зависимость $\Delta\tau$ от w. При s=0,2 мм и h=0,5 мм $\Delta\tau$ имеет наибольшие значения, изменяющиеся от 1,2 до 2,2 нс/м с ростом w от 1 до 10 мм. При s=1 мм наблюдается аналогичное поведение зависимостей, однако значения $\Delta\tau$ сдвигаются выше и изменяются от 1,6 до 2,6 нс/м с ростом w от 1 до 10 мм. С ростом h график зависимости $\Delta\tau$ сдвигается ниже. Поэтому с точки зрения максимизации длительности СКИ, который может быть разложен в линии с фиксированной длиной l, предпочтительнее в качестве основы ПП выбрать материал с h=0,5 мм при наибольшем w. Аналогичное поведение наблюдается для зависимостей $\Delta\tau$ от s из рисунка 3.23, но они почти линейны.

Из рисунка 3.24 видна нелинейная зависимость Z_C от w. С ростом h зависимости Z_C сдвигаются вверх. С ростом w Z_C уменьшается. При всех h существует такое w, при котором Z_C=50 Ом. Так, при s=0,2 мм, это будет при w=2,8, 4,7, 6 и 7,9 мм для h=0,5, 1, 1,5 и 2 мм соответственно, а при s=1 мм – при w=4,6, 7, 9 и 10,5 мм для h=0,5, 1, 1,5 и 2 мм соответственно. Противоположное поведение наблюдается для зависимостей Z_C от s – с ростом s Z_C растёт (рисунок 3.25). Поэтому для минимизации искажений в измерительном тракте предпочтительнее в качестве основы ПП выбрать материал с h=0,5 мм при минимальном s.

После оптимизации параметров поперечного сечения витка МЛ с лицевой связью получено: t=18 мкм, s=0,2 мм, h=1,5 мм, w=6 мм. При них Z_C=50,36 Ом и $\Delta\tau$=1,4 нс/м. Из последнего следует, что для разложения импульса с длительностью 100 пс длина линии должна быть не менее 35 мм.

Примечательно, что при данном наборе физически реализуемых по обычной технологии ПП значений параметров поперечного сечения исследуемой структуры достижимы значения Z_C не только 50 Ом (СВЧ-тракт), но и 75 Ом (телевизионный тракт), 100 Ом (Ethernet) и др. (рисунки 3.24, 3.25), что показывает возможность более широкого использования полученных результатов. Важна и показанная возможность получения довольно высоких значений $\Delta\tau$, достигающих 2,6 нс/м (рисунок 3.22) на обычном стеклотекстолите. Наконец, из полученных

графиков легко оценить чувствительность характеристик к отклонениям соответствующих параметров, что важно для практики.

Выполнено моделирование эксперимента с реальным воздействием, для сравнения результатов моделирования и измерений. Для этого оцифрован воздействующий импульс, заранее снятый с генератора при помощи комбинированного осциллографа С9-11 (рисунок 3.26). При моделировании принято $R1=R2=50$ Ом для имитации измерительного тракта.

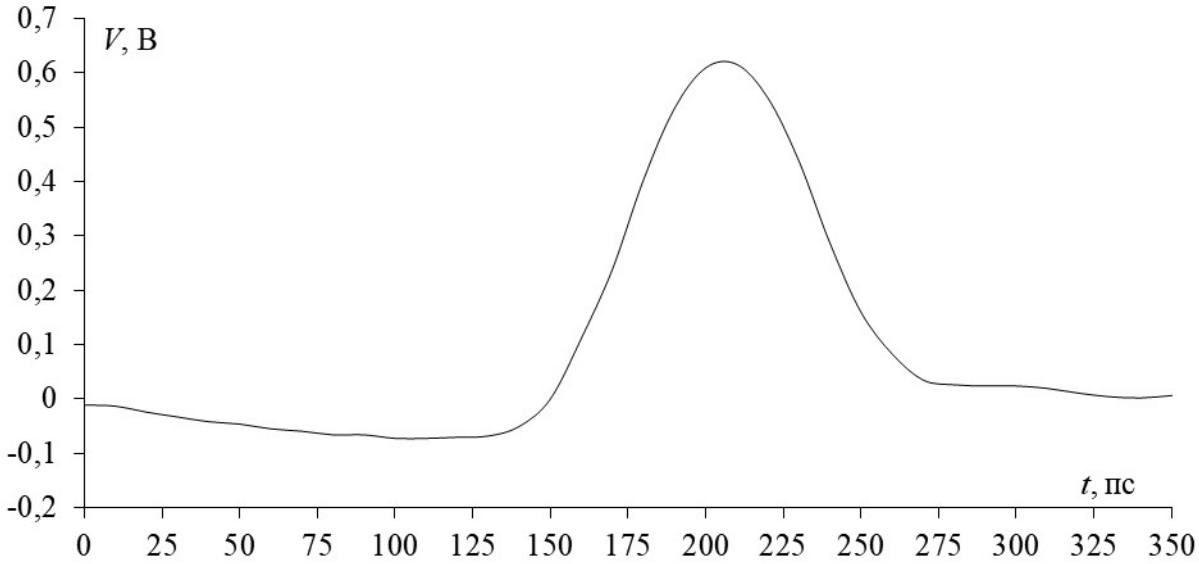


Рисунок 3.26 – Форма воздействующего импульса с амплитудой 0,615 В

Матрицы **C** и **L**, полученные с помощью метода моментов:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 185,367 & -142,255 \\ -142,255 & 168,197 \end{bmatrix}\ \text{пФ/м},\ \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 335,679 & 255,519 \\ 255,519 & 402,201 \end{bmatrix}\ \text{нГн/м}.$$

Из них получены погонные задержки мод линии: $\tau_1=4{,}606$ нс/м, $\tau_2=5{,}997$ нс/м. Таким образом, для выполнения (2.7) достаточно $l=35$ мм. Однако l выбрано с запасом $l=50$, 75, 100 мм, чтобы оценить влияние l на выходной сигнал. При $l=50$ мм $2l\Delta\tau=139{,}1$ пс. Длительность воздействия по уровню 0,1 составляет 108 пс. Таким образом, (2.7) выполняется с запасом, как и при большей длине.

Формы напряжения на выходе линии при $l=50$, 75, 100 мм приведены на рисунке 3.27. Видно, что сигнал раскладывается на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Импульсы 2 и 3 не раскладываются полностью в связи с затягиванием фронта и спада из-за потерь в проводниках и диэлектрике. Видны рост задержек импульсов 2 и 3, а также уменьшение их амплитуды из-за потерь с ростом l. Форма импульса 1 (перекрестной помехи на ближнем конце) не меняется с l, как и его амплитуда $V_1=0{,}143$ В, максимальная из всех $V_1=0{,}143$ В. Таким образом, максимальный уровень напряжения на выходе МЛ с лицевой связью составляет 47,6% от уровня на входе линии.

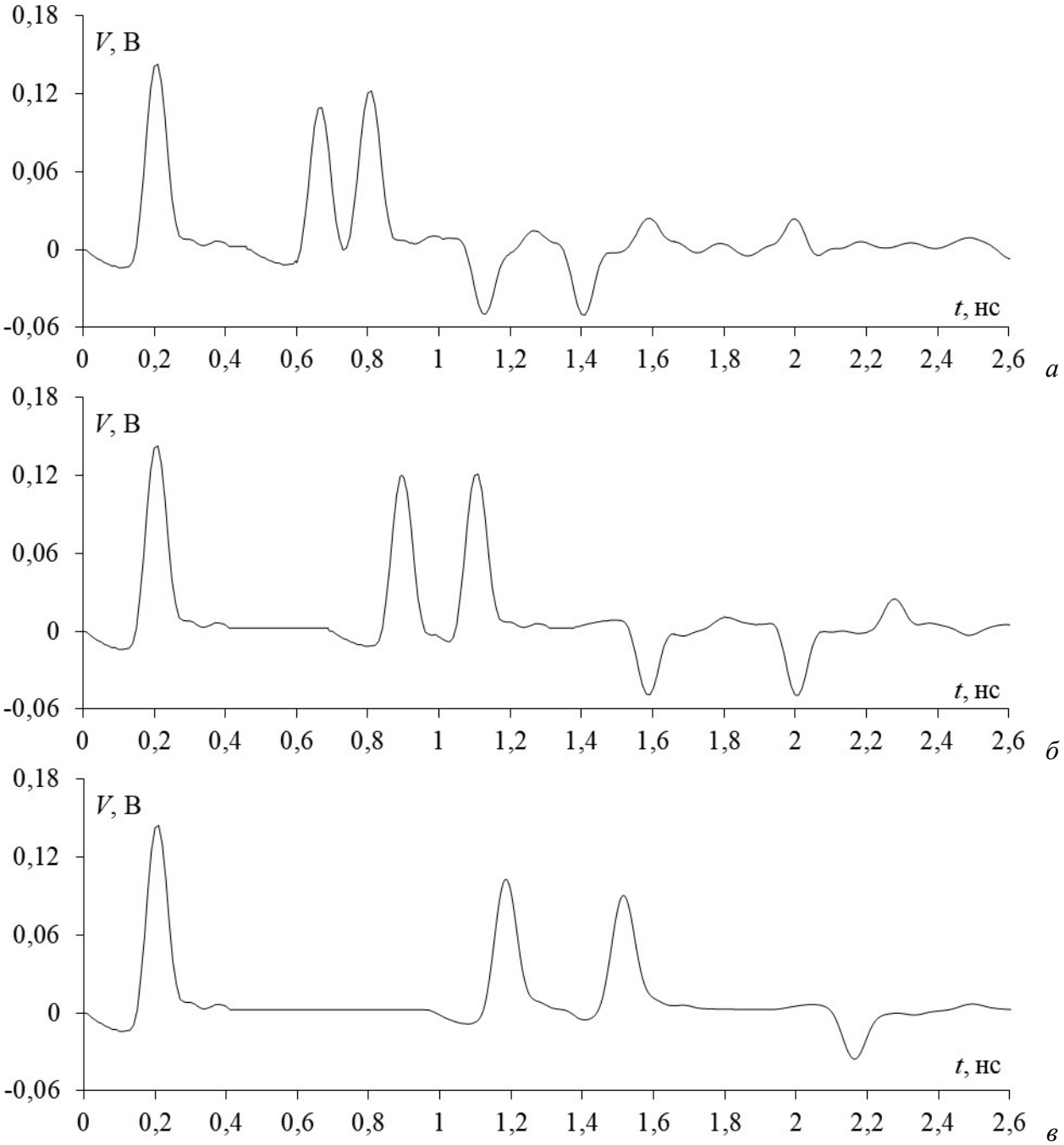
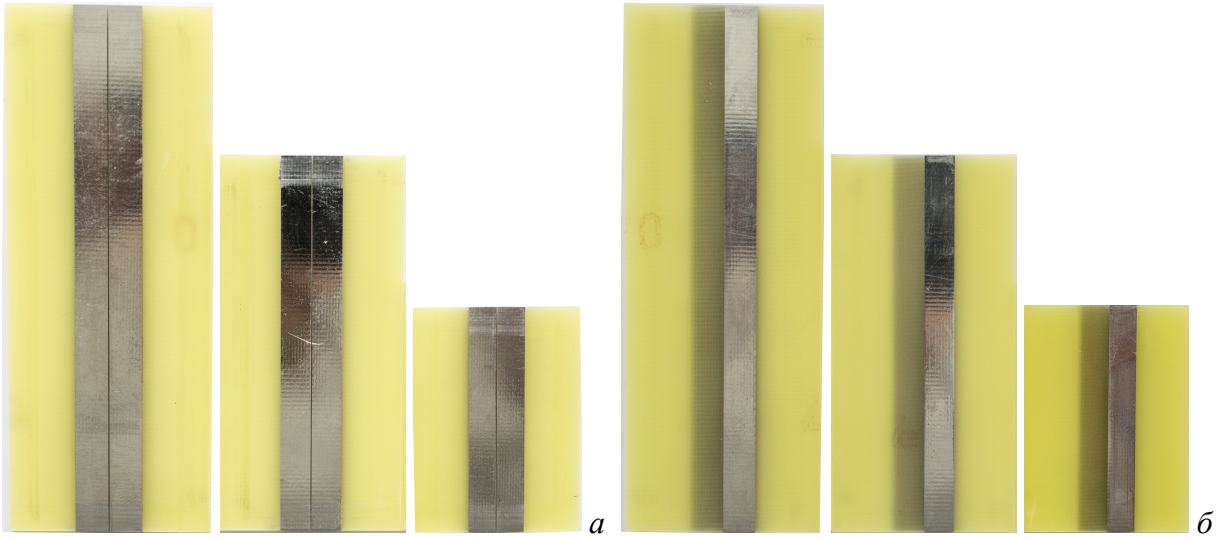


Рисунок 3.27 – Вычисленные формы напряжения на выходе витка МЛ с лицевой связью при *l*=50 (*а*), 75 (*б*) и 100 (*в*) мм

По результатам предварительной оптимизации и моделирования, из двухстороннего стеклотекстолита марки FR-4 изготовлена ПП с набором макетов МЛ с лицевой связью и *l*=100, 75, 50 мм. Затем макеты были разделены (рисунок 3.28).



а *б*

Рисунок 3.28 – Виды изготовленных макетов МЛ с лицевой связью: сверху (*а*) и снизу (*б*)

В ходе лабораторного эксперимента с выхода генератора на вход комбинированного осциллографа С9-11 подавался сигнал с длительностью 40 пс по уровню 0,5 (рисунок 3.26), а между выходом генератора и входом осциллографа С9-11 последовательно включались макеты МЛ посредством соединителей типа SMA. Из-за наличия дополнительных переходных устройств и соединителей SMA для включения макетов в измерительный тракт сигнал к выходу приходит с задержкой 340 пс, которая далее не учитывается для корректного сравнения с результатами моделирования. Полученные осциллограммы сигналов на выходе каждого макета представлены на рисунке 3.29.

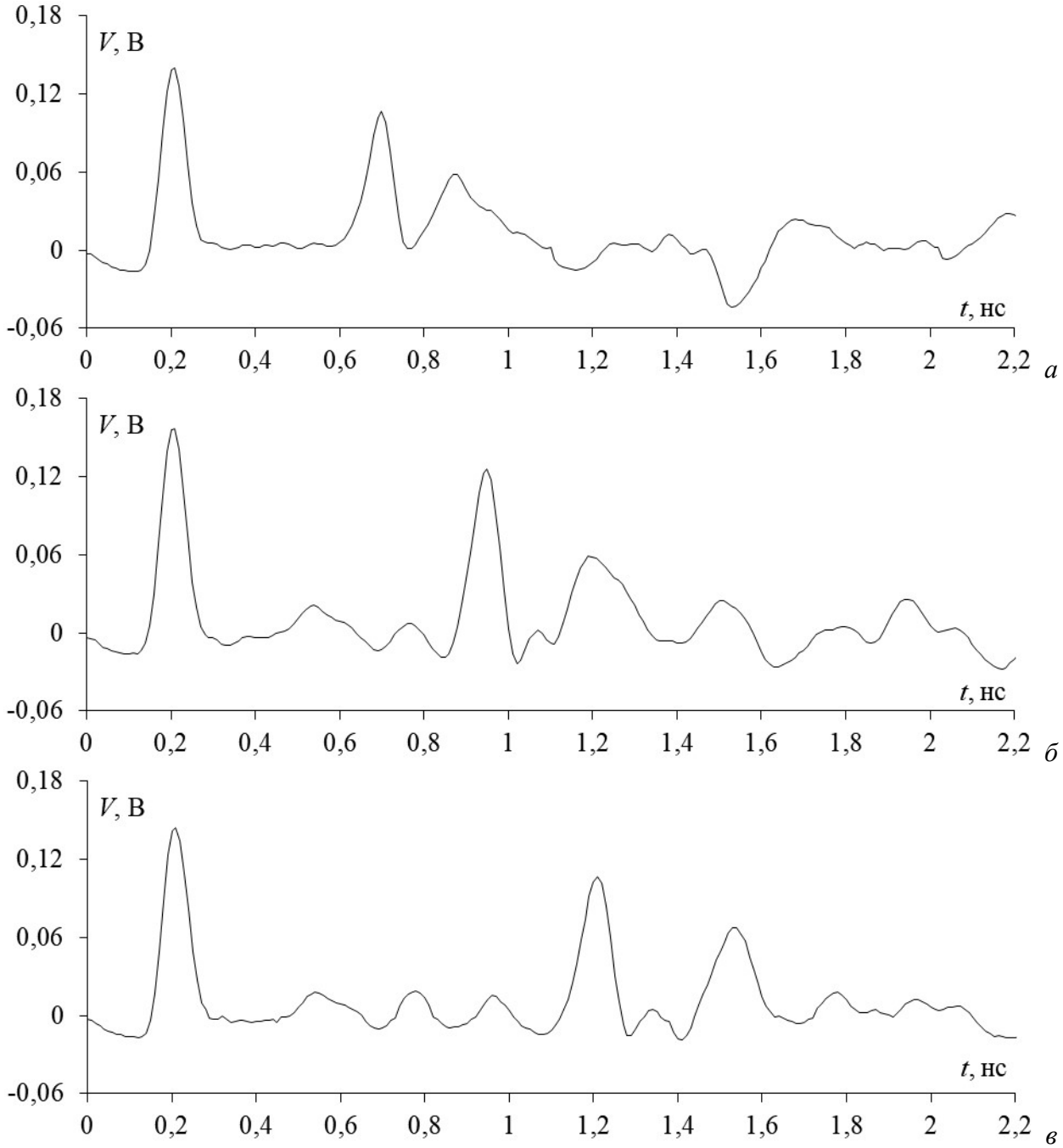


Рисунок 3.29 – Осциллограммы напряжения на выходе макетов МЛ при l=50 (*а*), 75 (*б*), 100 (*в*) мм

Из рисунка 3.29 видно, что сигнал на выходе всех макетов представлен последовательностью из трех основных импульсов, где импульс 1 является перекрестной помехой на ближнем конце, а 2 и 3 – импульсами мод. Видно, что с ростом l растет задержка импульсов мод аналогично формам сигнала на рисунке 3.27. Максимальный уровень напряжения на выходе не превышает 50% от уровня на входе.

Вычислен $|S_{21}|$ каждого из макетов с учетом их реальных параметров. Сначала, для оценки влияния потерь на $|S_{21}|$, выполнено моделирование без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. Внутреннее сопротивление генератора и сопротивление нагрузки приняты равными по 50 Ом. При моделировании без

потерь элементы матрицы погонных сопротивлений **R** и проводимостей **G** приняты равными нулю. При учете потерь для вычисления элементов матрицы **G** использована широко известная модель частотной зависимости ε_r и $tg\delta$ материала FR-4 [412]. Элементы матрицы **R** вычислены с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости. На частоте 1 ГГц

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} 3,06 & 1,53 \\ 1,53 & 3,06 \end{bmatrix} \text{ Ом/м, } \mathbf{G}=\begin{bmatrix} 23,28 & -16,24 \\ -16,24 & 20,11 \end{bmatrix} \text{ мСм/м.}$$

На рисунке 3.30 приведены вычисленные без учета и с учетом потерь частотные зависимости $|S_{21}|$ каждого из макетов, а в таблицу 3.3 для них сведены полосы пропускания по уровню минус 3 дБ. Видно, что с уменьшением l полоса пропускания растет с 395 до 800 МГц без учета потерь, а с учетом – сужается, варьируясь от 355 до 710 МГц. Таким образом, для l=100, 75, 50 мм учет потерь уменьшает полосу на 40, 60 и 90 МГц соответственно. Учет потерь также приводит к уменьшению частот минимумов $|S_{21}|$ и росту их уровня.

Дополнительно измерена частотная зависимость $|S_{21}|$ каждого из макетов с использованием скалярного анализатора цепей Р2М-40 в диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц. Для сравнения с вычисленными, на рисунке 3.30 приведены измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$, а в таблицу 3.3 сведены полосы пропускания для каждого из витков по уровню минус 3 дБ. Из сравнения полученных результатов видно, что измеренные и вычисленные зависимости согласуются качественно во всем диапазоне частот. Также видно, что измеренные зависимости имеют схожую полосу пропускания, которая растет с 365 до 715 МГц при уменьшении l с 100 до 50 мм. На частотах 7,1 ГГц для l=50 мм и 6,6 ГГц для l=100 мм наблюдается уменьшение уровня до минус 62,2 дБ и минус 53,1 дБ соответственно. Несовпадение возможно из-за неточного учета потерь в проводниках. Могли сказаться и неоднородности соединительных устройств и стыка на конце витка, неучтенные при моделировании. Также, могло повлиять различие реальных и используемых при моделировании значений параметров ПП. Наконец, свой вклад внесли погрешности моделирования и измерения. Однако, результаты в частотной области и полученные ранее во временной позволяют утверждать, что виток МЛ с лицевой связью способен обеспечить заданную полосу пропускания полезного сигнала и защиту РЭА от помехового СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

Таблица 3.3 – Полоса пропускания (МГц) витка МЛ с лицевой связью

l, мм	Моделирование		Эксперимент
	без потерь	*с потерями*	
100	395	355	365
75	535	475	475
50	800	710	715

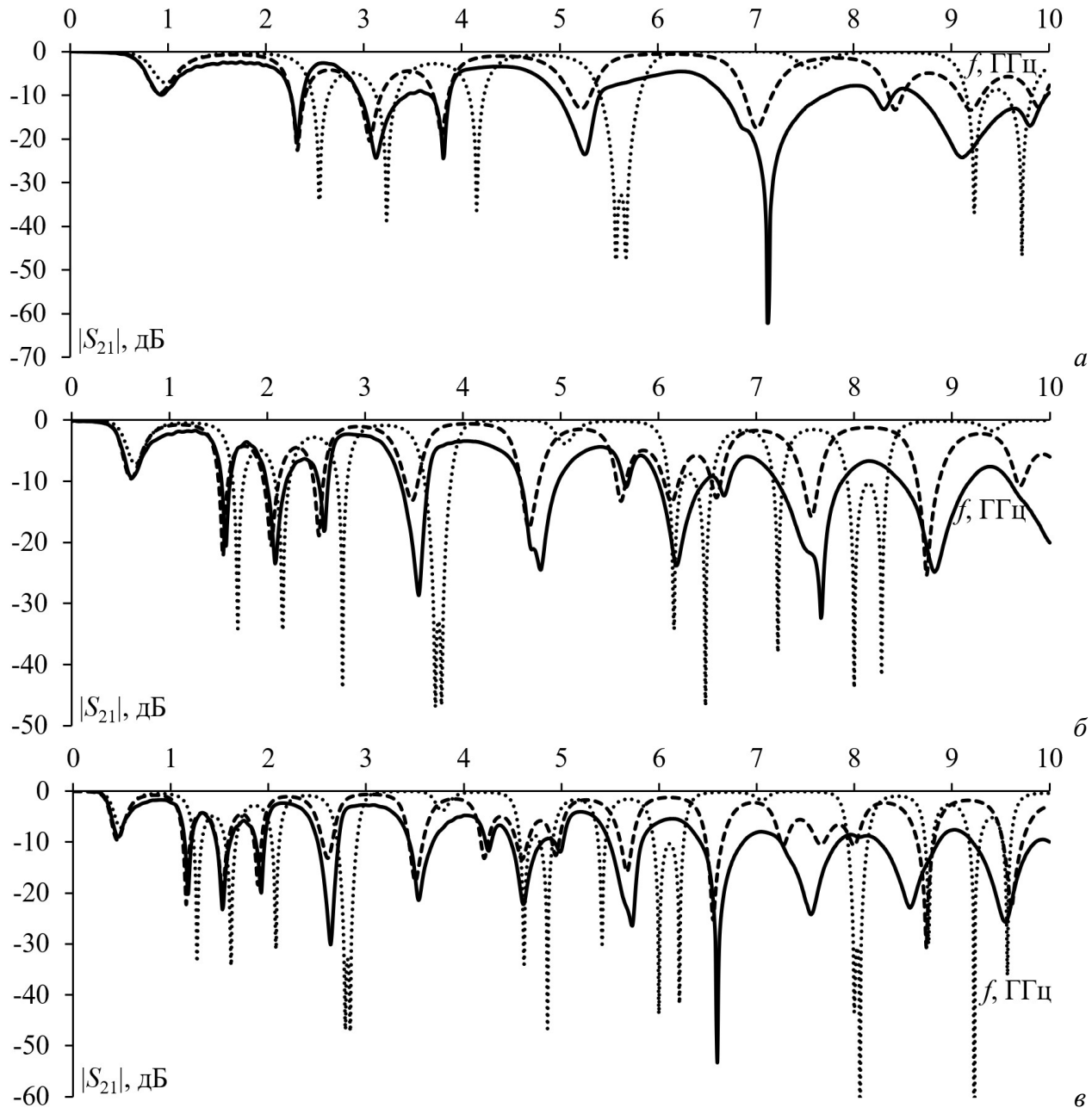


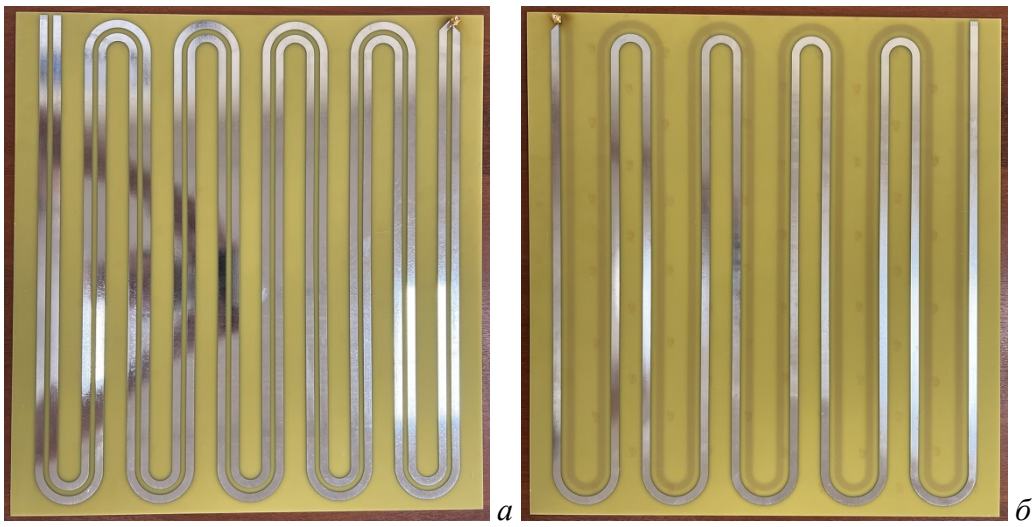
Рисунок 3.30 – Вычисленные без учета (⋯) и с учетом (– –) потерь в проводниках и диэлектрике и измеренные (—) частотные зависимости $|S_{21}|$ витков МЛ с лицевой связью при l=50 (*а*), 75 (*б*), 100 (*в*) мм

В итоге выбраны значения параметров поперечного сечения для изготовления макетов МЛ, при которых обеспечивается согласование линии с измерительным трактом, а также вычислена длина линии для разложения СКИ с длительностью 100 пс. Результаты моделирования и эксперимента в частотной и временной областях показали, что виток МЛ с лицевой связью позволяет защитить РЭА от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. При этом, полезные импульсные сигналы с верхней граничной частотой 0,365–0,715 ГГц для разных макетов будут проходить по витку линии с минимальными искажениями.

3.1.4.2 Ослабление воздействия электростатического разряда

Здесь экспериментально подтверждены возможности разложения ЭСР и уменьшения его напряжения в витке МЛ с лицевой связью [444], а также перекрестных помех от ЭСР с помощью МЛ с лицевой связью на ближнем и дальнем концах МПЛ [445]. Для сравнения результатов натурных испытаний и моделирования, оно дополнительно выполнено электродинамическим подходом.

Для экспериментального исследования разработана топология ПП макета МЛ с лицевой связью с оптимальными параметрами. В качестве соединителей выбраны SMA соединители производителя Molex с рабочей частотой 18 ГГц и волновым сопротивлением 50 Ом. ПП (рисунок 3.31) изготовлена в ООО «Электроконнект» в г. Новосибирск.



а *б*

Рисунок 3.31 – Виды сверху (*а*) и снизу (*б*) ПП с макетом МЛ с лицевой связью

Выполнено экспериментальное исследование макета в частотной области на основе измерения *S*-параметров с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) Р4М-18 производства АО «НПФ «Микран». Для этого макет подключался к ВАЦ с помощью СВЧ фазостабильных кабелей. Анализ частотных характеристик проводился в диапазоне от 10 МГц до 5 ГГц. Перед измерениями проводилась двухпортовая SOLT-калибровка. Экспериментальная установка для анализа частотных характеристик представлена на рисунке 3.32.

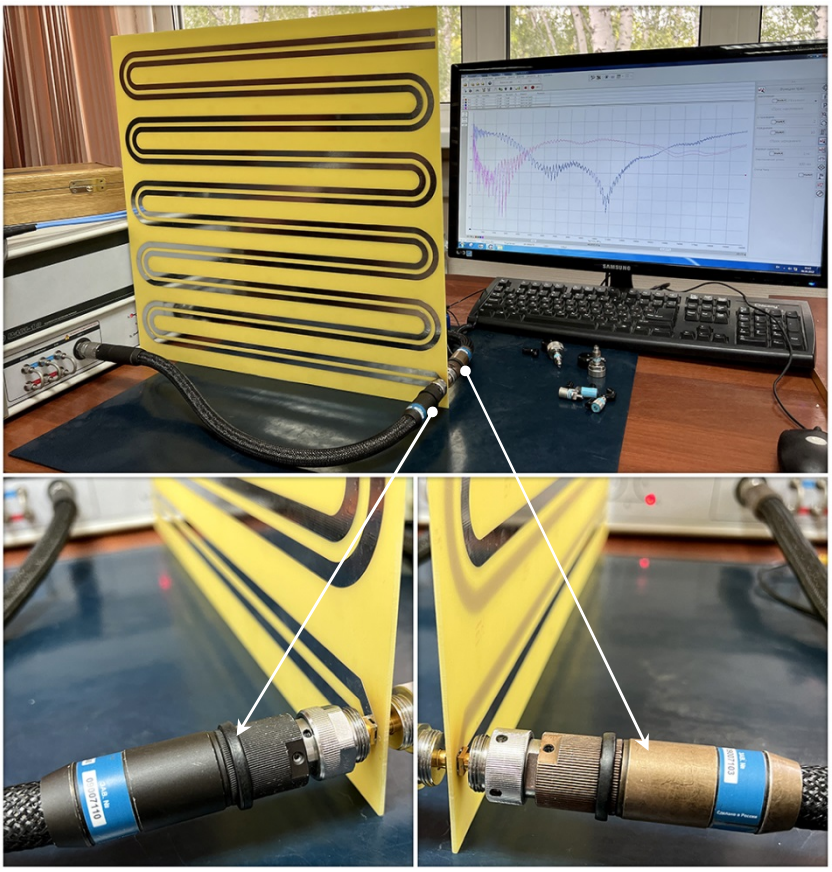


Рисунок 3.32 – Экспериментальная установка
для анализа частотных характеристик витка МЛ с лицевой связью

Измеренная частотная зависимость $|S_{21}|$ МЛ представлена на рисунке 3.33, а формы напряжения ЭСР на ее входе и выходе, вычисленные на основе измеренных *S*-параметров с помощью программы ADS – на рисунке 3.34. Видно, что пик ЭСР раскладывается на последовательность из пиков (*И*1–*И*3) меньшей амплитуды. Амплитуда напряжения ЭСР на входе МЛ составила 495 В, а на выходе – 287 В. Таким образом, ослабление составило 1,7 раза.

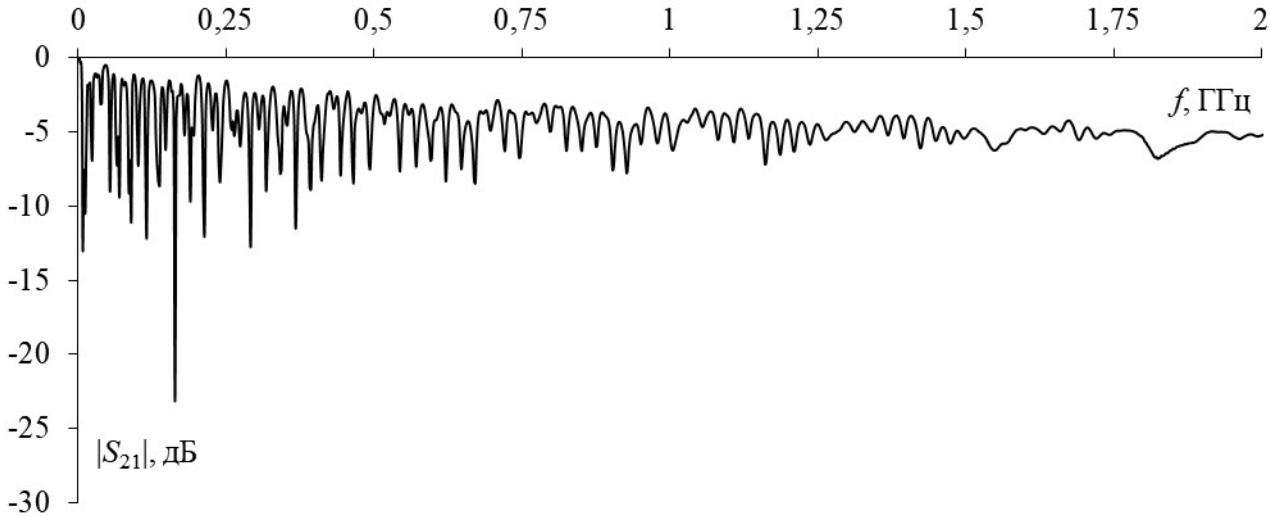


Рисунок 3.33 – Измеренная частотная зависимость $|S_{21}|$ витка МЛ с лицевой связью

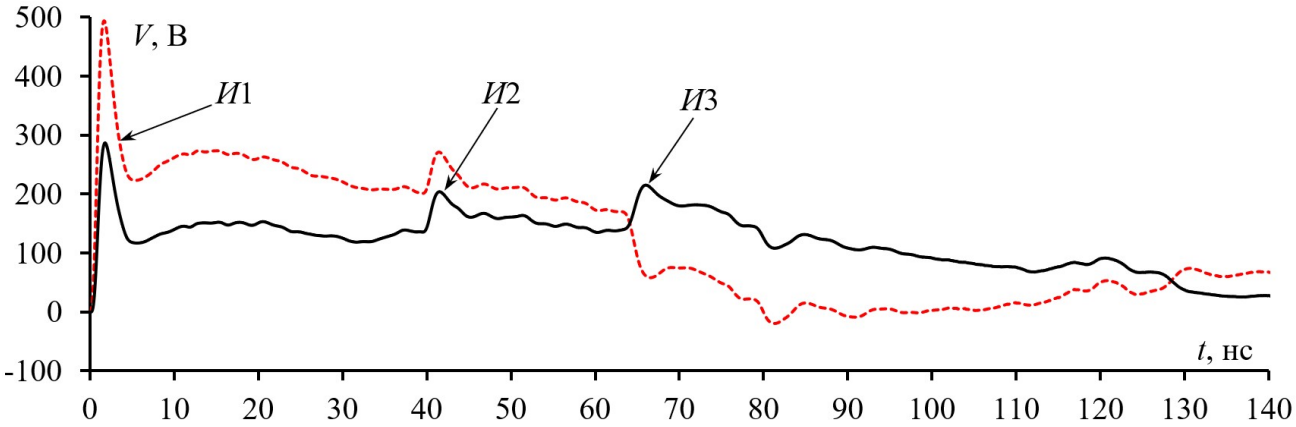


Рисунок 3.34 – Формы напряжения ЭСР на входе (- -) и выходе (—) витка МЛ, вычисленные на основе измеренных *S*-параметров

После измерений частотных характеристик МЛ выполнен лабораторный эксперимент с ЭСР. Его схема эксперимента представлена на рисунке 3.35, а фотография – на рисунке 3.37. На входе МЛ также включен аттенюатор, однако при натурных испытаниях его ослабление не учитывалось, а его выход использовался в качестве площадки для контактного разряда. Использовался имитатор ЭСР ONYX-30 (рисунок 3.36) с модулем сопротивление/конденсатор 330 Ом/150 пФ согласно стандарту IEC 61000-4-2. В качестве осциллографа использовался LeCroy WavePro 7300A с входным сопротивлением 1 МОм.

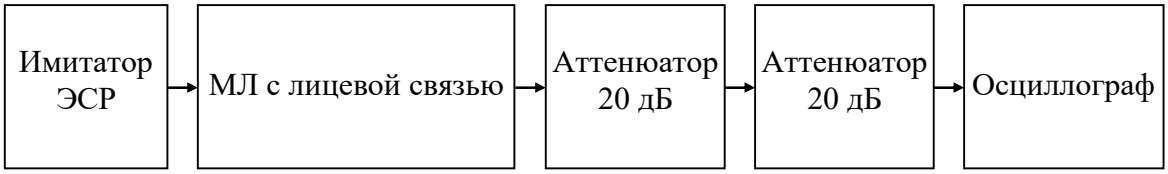


Рисунок 3.35 – Схема экспериментальной установки для ЭСР



Рисунок 3.36 – Имитатор ЭСР ONYX-30



Рисунок 3.37 – Экспериментальная установка для натурных испытаний без (*а*) и с (*б*) МЛ

Измеренные формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ и после прохождения по ней представлены на рисунке 3.38. Видно, что амплитуда напряжения ЭСР уменьшилась после его

прохождения по МЛ с 1,6 до 0,96 В, и ослабление составило 1,67 раза. Значительно меньшая амплитуда напряжения ЭСР на рисунке 3.38 в сравнении с рисунком 3.34 обусловлена тем, что при моделировании не учитывались аттенюаторы, контактная площадка, соединители, а также сопротивления 330 Ом модуля имитатора ЭСР и 1 МОм на входе осциллографа.

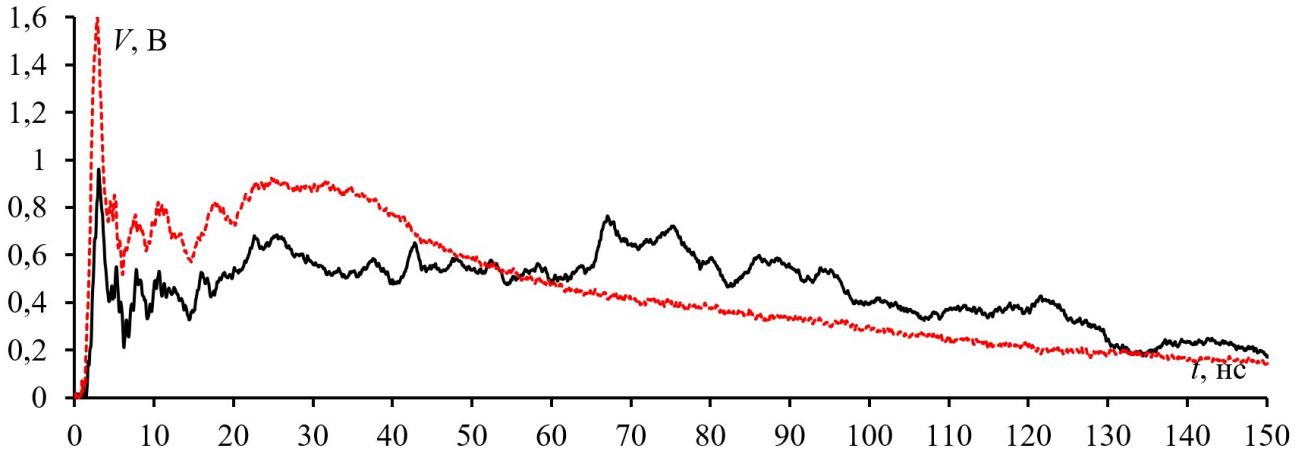


Рисунок 3.38 – Формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ (—)
и после прохождения по ней (—), полученные в ходе лабораторных испытаний

Результаты моделирования и эксперимента для входа МЛ сравнены на рисунке 3.39. Измеренная зависимость нормирована к амплитуде зависимости, полученной по измеренным *S*-параметрам. Видно, что зависимости хорошо согласуются между собой качественно, а амплитуда определяется пиком ЭСР и не превышает 495 В. Отличия в формах напряжения, полученных в тракте без МЛ, обусловлены тем, что при моделировании использовалась форма тока ЭСР, близкая к третьей степени жесткости, а в имитаторе ЭСР ONYX-30 она несколько отличается. Это хорошо видно из форм напряжения, полученных с помощью квазистатического подхода и измерений в ходе лабораторных испытаний. К тому же, при моделировании не учитывались аттенюаторы, контактная площадка, соединители, а также сопротивления 330 Ом модуля имитатора ЭСР и 1 МОм на входе осциллографа.

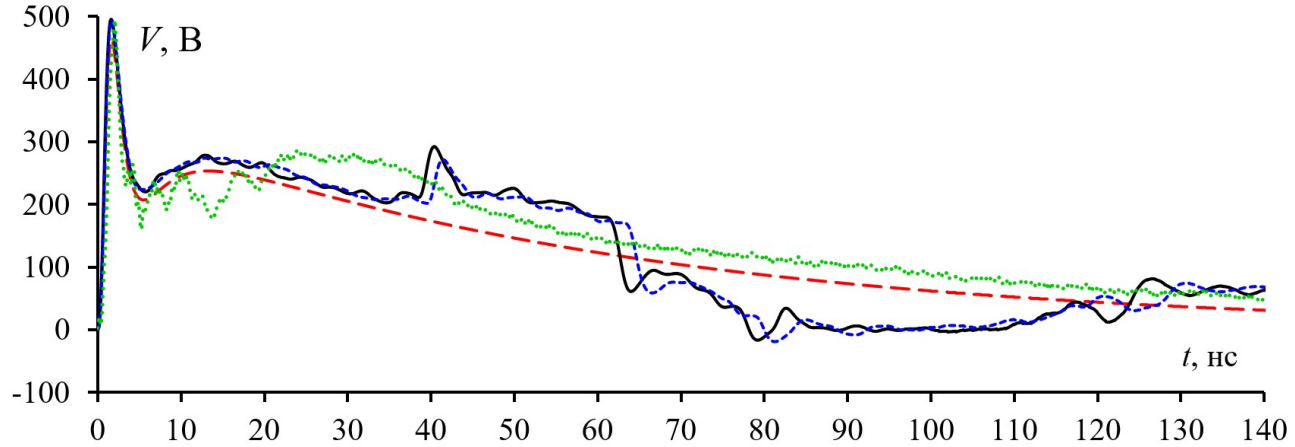


Рисунок 3.39 – Формы напряжения ЭСР в тракте без МЛ, полученные с помощью квазистатического подхода (– –) и измеренные в ходе лабораторных испытаний (⋯),
и на входе МЛ, полученные с помощью электродинамического подхода (—)
и вычислений на основе измеренных *S*-параметров (- -)

На рисунке 3.40 представлены аналогичные формы напряжения ЭСР на выходе МЛ. Видно, что пик ЭСР раскладывается на последовательность из пиков во всех рассмотренных случаях. Полученная в ходе лабораторных испытаний форма отличается от полученных с помощью моделирования и вычисления на основе измеренных *S*-параметров, поскольку при моделировании не учитывались аттенюаторы, контактная площадка, соединители, а также сопротивления 330 Ом модуля имитатора ЭСР и 1 МОм на входе осциллографа. По измеренным *S*-параметрам дополнительно вычислена форма напряжения ЭСР на выходе МЛ, где в качестве воздействия использована форма напряжения ЭСР, полученная в тракте без МЛ в ходе лабораторных испытаний (рисунок 3.38). Она представлена на рисунке 3.41 и для наглядности нормирована к амплитуде напряжения ЭСР на выходе МЛ, полученной в ходе лабораторных испытаний. Видно, что формы напряжения ЭСР на выходе МЛ хорошо согласуются между собой.

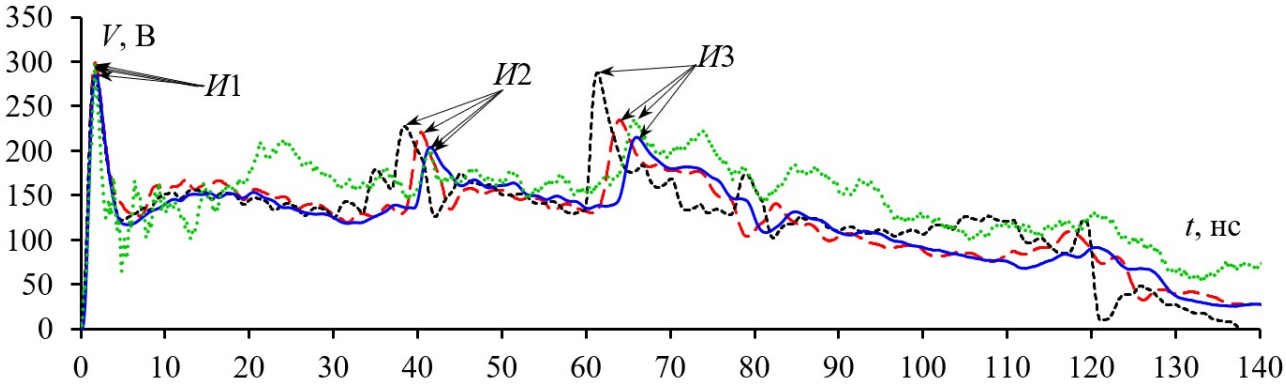


Рисунок 3.40 – Формы напряжения ЭСР на выходе МЛ, полученные с помощью квазистатического подхода (- -), электродинамического подхода (– –), на основе измеренных *S*-параметров (—) и в ходе лабораторных испытаний (···)

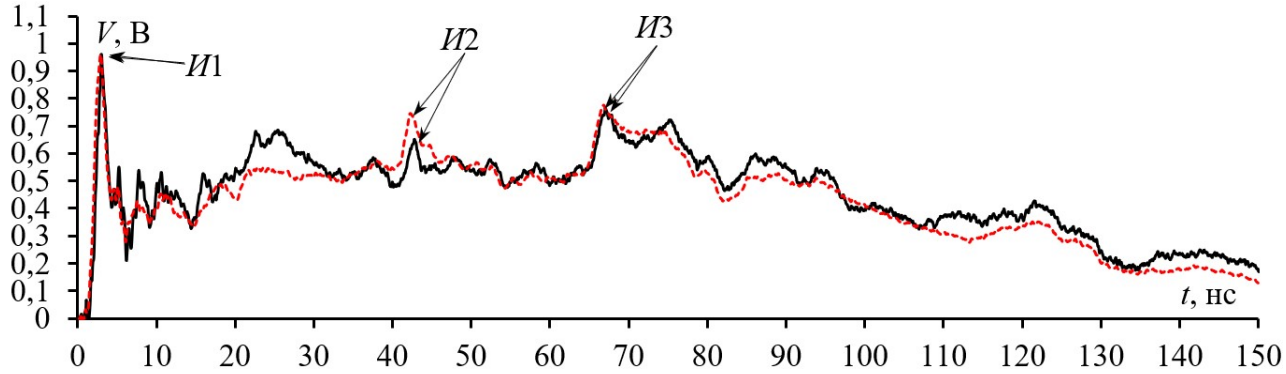


Рисунок 3.41 – Формы напряжения ЭСР на выходе МЛ, полученные в ходе лабораторных испытаний (—) и вычислений на основе измеренных *S*-параметров при воздействии из рисунка 3.38 (—)

Наконец, в таблицу 3.4 сведены амплитуды напряжения ЭСР (V_{max}), полученные в тракте без МЛ, после прохождения по МЛ, а также на ее входе, и ослабление во всех случаях (моделирование, вычисление на основе измеренных *S*-параметров, лабораторный эксперимент). Видно, что ослабление ЭСР составляет не менее 1,6 раза. Хорошая

согласованность результатов наблюдается для всех рассмотренных случаев (ослабление 1,61–1,73 раза).

Таблица 3.4 – V_{max}, полученные в тракте без МЛ, после прохождения по МЛ, а также на ее входе, и ослабление во всех рассмотренных случаях

Подход	V_{max} в тракте без МЛ, В	V_{max} на входе МЛ, В	V_{max} на выходе МЛ, В	Ослабление
Квазистатический	464	–	288	1,61
Электродинамический	–	496	298	1,66
Вычисление на основе измеренных *S*-параметров	–	495	286	1,73
Натурный эксперимент	1,6	–	0,96	1,67

Распространяющийся по цепи импульс ЭСР может индуцировать перекрестные помехи значительного уровня на соседние проводники. Они способны нарушать работу чувствительных компонентов, например, вызывать ложные срабатывания логических схем. Поэтому дополнительно исследована возможность ослабления перекрестных помех на ближнем и дальнем концах от ЭСР в двухпроводной МПЛ с помощью МЛ с лицевой связью [445]. Для этого рассмотрены две схемы такой защиты и вычислены *N*-нормы. Показаны уменьшение *N*1, *N*2 и *N*5 на ближнем и дальнем концах пассивного проводника, и увеличение *N*3 и *N*4. Из сравнения *N*-норм выявлена более перспективная схема. При использовании МПЛ с *s*=1000 мкм и МЛ уровни перекрестных помех на ближнем и дальнем концах не превышают 2 и 1,5% от половины амплитуды э.д.с. соответственно, а с *s*=100 мкм – 10 и 3%.

Разработан тестовый макет МЛ с оптимальными параметрами. Он изготовлен и испытан. Дополнительно вычислен временной отклик на воздействие ЭСР на основе измерения S-параметров МЛ. В ходе лабораторных испытаний показано уменьшение амплитуды напряжения ЭСР после его прохождения по МЛ за счет разложения его пика с результирующим ослаблением 1,67 раза. Сравнение полученных различными подходами результатов показало ослабление ЭСР не менее 1,6 раза. Габариты макета большие, но он сделан лишь для демонстрации ослабления ЭСР в простой структуре. Они могут быть значительно уменьшены за счет подложки с большей ε_r и дополнительной оптимизации. К тому же, для токов и напряжений меньше 2,31 А и 1,1 кВ нужны гораздо меньшие сечения проводников и расстояния между ними. Дополнительно рассмотрена возможность ослабления перекрестных помех на ближнем и дальнем концах МПЛ при s=1000, 100 мкм от ЭСР с помощью МЛ с лицевой связью. Выявлено, что уровень перекрестной помехи на ближнем и дальнем концах МПЛ при s=1000 мкм не превышает 2 и 1,5% от половины амплитуды э.д.с., а при s=100 мкм – 10 и 3%. Таким образом, экспериментально подтверждена возможность использования МЛ с лицевой связью для защиты РЭС от ЭСР. Доказано, что предложенная структура способна не только ослаблять кондуктивное воздействие ЭСР путем разложения

его пикового выброса, но и эффективно подавлять возникающие при этом перекрестные помехи на соседних проводниках. Полученные результаты верифицируют теоретические и демонстрируют возможность реализации такого подхода на практике.

3.2 Виток меандровой микрополосковой линии с одним и двумя пассивными проводниками

Здесь рассмотрено разложение СКИ в витке МЛ с одним и двумя пассивными проводниками [283, 370, 452–459].

3.2.1 Виток с одним пассивным проводником

Здесь представлено разложение СКИ в меандровой МПЛ с пассивным проводником, сформулированы условия его разложения и показана возможность его ослабления [283, 452, 453].

В ПО TUSUR.EMC моделировался виток меандровой МПЛ с одним пассивным проводником, поперечное сечение которой представлено на рисунке 3.42*а*. Моделируемая схема представлена на рисунке 3.42*б*, где *R*1–*R*4=50 Ом. Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3. Исходные параметры линии: w=300 мкм, t_1=t_2=t_3=18 мкм, s_1=s_2=50 мкм, h=300 мкм, d=900 мкм, ε_r=5,4, l=0,2 м.

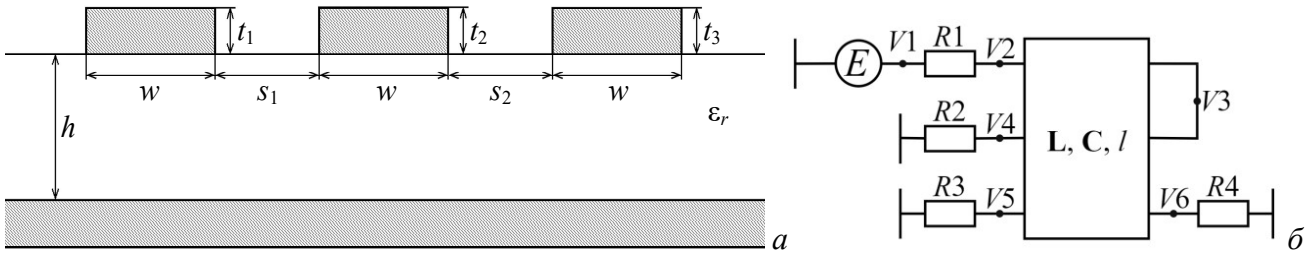


Рисунок 3.42 – Поперечное сечение и схема соединений витка меандровой МПЛ с одним пассивным проводником

Выполнен анализ изменения формы СКИ в узле *V*4 с ростом l до 0,5 м с шагом 0,1 м (рисунок 3.43). Видно, что в этом случае СКИ на выходе линии постепенно раскладывается на три импульса, а затем начинают проявляться еще 2 импульса на фронтах импульсов 2 и 3. Амплитуда СКИ на выходе при l=0,2 м составляет 0,273 В, а при l=0,5 м – 0,207 В.

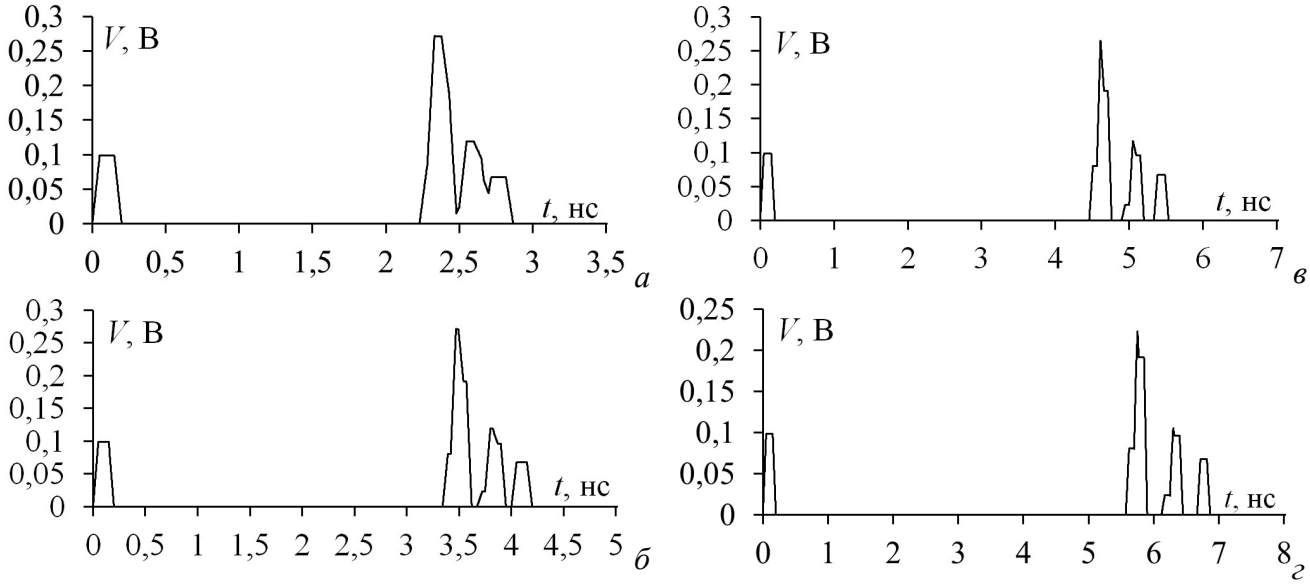


Рисунок 3.43 – Формы напряжения в узле *V*4 при *l*=0,2 (*а*), 0,3 (*б*), 0,4 (*в*), 0,5 (*г*) м

Вычислены формы напряжения СКИ в узле *V*4 при *l*=0,5 м и уменьшении s_1 от 40 до 10 мкм с шагом 10 мкм для усиления электромагнитной связи между проводниками витка (рисунок 3.44). Видно, что при усилении связи СКИ раскладывается на выходе на большее число импульсов. Так, на рисунке 3.44*г* 7 импульсов (*И*1–*И*7) с амплитудой не более 0,2 В. Импульс 1 является перекрестной помехой на ближнем конце, 3 из 6 последующих – импульсы мод, а 3 дополнительных импульса возникают из-за асимметрии поперечного сечения [440].

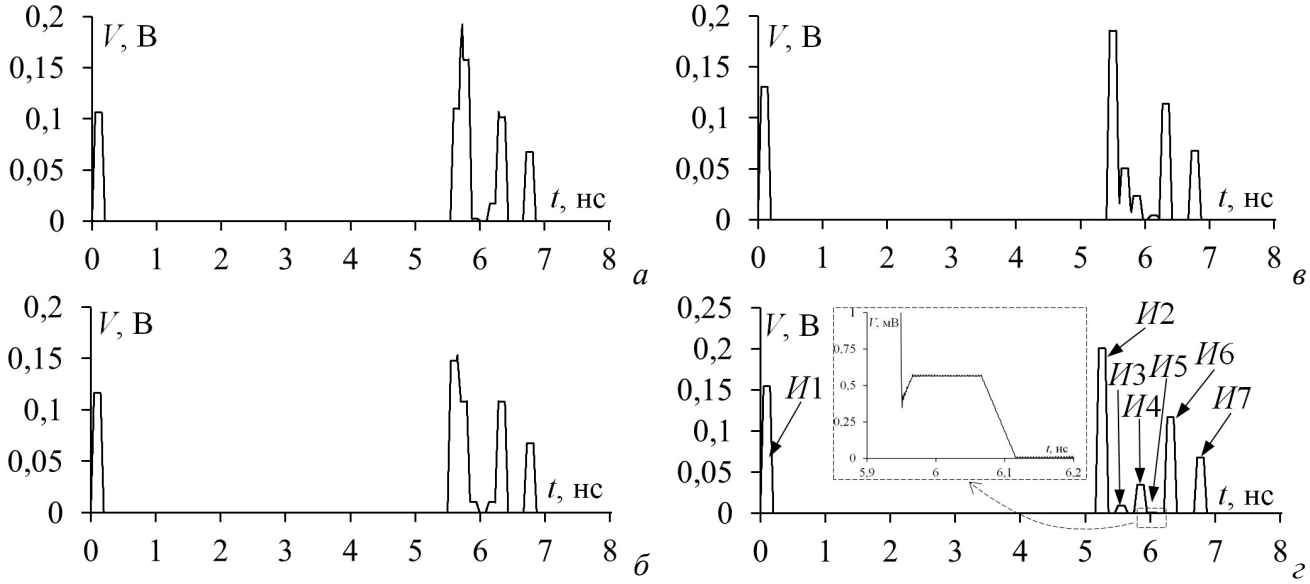


Рисунок 3.44 – Формы напряжения в узле *V*4 при s_1=40 (*а*), 30 (*б*), 20 (*в*), 10 (*г*) мкм

Определены задержки каждого импульса. Для этого в системе TUSUR.EMC вычислены погонные задержки мод линии с исходными параметрами и s_1=10 мкм (далее, для ясности, этот набор параметров будет называться исходным): τ_1=5,16 нс/м, τ_2=5,77 нс/м и τ_3=6,73 нс/м (здесь и далее нумерация погонных задержек выполнена по возрастанию, т.е. τ_1 – самая быстрая мода, а

τ_3 – самая медленная). Тогда задержки импульсов мод определяются как $\tau_1 2l$, $\tau_2 2l$ и $\tau_3 2l$. При подстановке известных значений получим $t_{И2}$=5,16 нс, $t_{И4}$=5,77 нс и $t_{Р7}$=6,73 нс. Таким образом, импульсы *И*2, *И*4 и *И*7 являются импульсами мод линии, а *И*3, *И*5 и *И*6 – дополнительными. Импульс *И*5 имеет минимальную амплитуду не более 1 мВ, а его фронт накладывается на спад импульса *И*4. С учетом [440], задержки *И*3, *И*5 и *И*6 определяются как $t_{И3}=(t_{И2}+t_{И4})/2$=5,46 нс, $t_{И5}=(t_{И2}+t_{И7})/2$=5,94 нс и $t_{И6}=(t_{И4}+t_{И7})/2$=6,25 нс. С учетом описанного выше и результатов [378, 440] можно сформулировать условия разложения СКИ в меандровой МПЛ с дополнительным пассивным проводником. Для этого необходимо, чтобы задержка каждого последующего импульса (кроме первого) была не меньше задержки предыдущего, просуммированной с общей длительностью СКИ. Тогда условия полного разложения СКИ в линии:

$$t_{Р2} \geq t_{\Sigma}, \tag{3.7}$$

$$t_{И3} \geq t_{И2} + t_{\Sigma}, \tag{3.8}$$

$$t_{И4} \geq t_{И3} + t_{\Sigma}, \tag{3.9}$$

$$t_{И5} \geq t_{И4} + t_{\Sigma}, \tag{3.10}$$

$$t_{И6} \geq t_{И5} + t_{\Sigma}, \tag{3.11}$$

$$t_{И7} \geq t_{И6} + t_{\Sigma}, \tag{3.12}$$

где t_{Σ} – общая длительность СКИ.

После подстановки известных значений и преобразований, (3.7) примет вид

$$2l\tau_1 \geq t_{\Sigma}, \tag{3.13}$$

(3.8) и (3.9) примут одинаковый вид

$$l\tau_2 \geq l\tau_1 + t_{\Sigma}, \tag{3.14}$$

(3.10)–(3.12) примут вид (в той же последовательности)

$$l\tau_1 + l\tau_3 \geq 2l\tau_2 + t_{\Sigma}, \tag{3.15}$$

$$l\tau_3 \geq l\tau_2 + t_{\Sigma}. \tag{3.16}$$

При подстановке известных значений, условия (3.13), (3.14), (3.16) выполняются, а (3.15) не выполняется (это также видно из рисунка 3.44*г*, где фронт импульса *И*5 накладывается на спад импульса *И*4). В этой связи, оптимизированы параметры исследуемой линии посредством эвристического поиска по критериям выполнения условий (3.13)–(3.16) и ослабления СКИ: w=1 мм, t_1=22 мкм, t_2=140 мкм, t_3=76 мкм, s_1=9 мкм, s_2=5 мкм, ε_r=5,8, h=390 мкм, d=3w, l=0,3 м. Эти параметры не практичны, но демонстрируют возможность разложения на 7 импульсов с минимальной амплитудой. Вычисленные в системе TUSUR.EMC погонные задержки линии с оптимальными параметрами: τ_1=4,19 нс/м, τ_2=5,37 нс/м и τ_3=7,31 нс/м. Так, при подстановке полученных погонных задержек мод линии в условия (3.13)–(3.16) они выполняются с запасом. Форма СКИ на выходе линии при оптимальных параметрах представлена на рисунке 3.45.

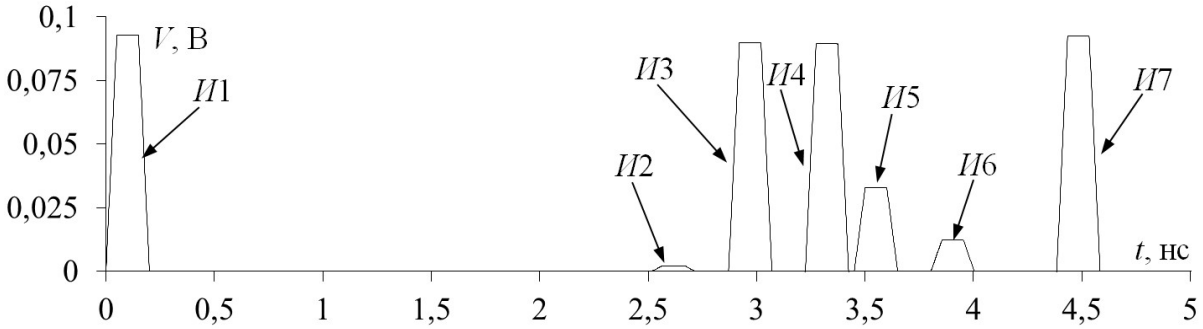


Рисунок 3.45 – Формы напряжения в узле *V*4 исследуемой линии при s_1=40 (*а*), 30 (*б*), 20 (*в*) и 10 (*г*) мкм

Из рисунка 3.45 видно, что СКИ на выходе исследуемой линии представлен последовательностью из 7 импульсов с амплитудой не более 93 мВ. Импульсы *И*1 и *И*7 имеют равные и максимальные амплитуды на выходе линии. Далее к выходу линии приходят импульсы меньшей амплитуды, которые возникают в результате отражений.

Таким образом, оценено влияние расстояния между первыми двумя проводниками и длины линии меандровой МПЛ с пассивным проводником на форму и амплитуду СКИ. Продемонстрировано, что в исследуемой линии, кроме импульсов перекрестной помехи на ближнем конце и основных мод, есть дополнительные импульсы, являющиеся дополнительным ресурсом минимизации амплитуды помехового импульса. Определены задержки каждого из импульсов разложения и сформулированы условия разложения СКИ в меандровой МПЛ с пассивным проводником на 7 импульсов. Оптимизированы геометрические параметры линии по критериям выполнения сформулированных условий и ослабления СКИ. В результате максимальное ослабление СКИ составило 5,38 раза относительно E/2.

3.2.2 Виток с двумя пассивными проводниками

Здесь рассмотрено разложение СКИ в меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками и сформулированы его условия [283, 454–458]. Кроме того, исследовано разложение СКИ в витке, свернутом в витки с усиленной связью и показано ослабление СКИ [283, 458, 459]. Дополнительное моделирование выполнено квазистатическим подходом в ADS.

Прежде чем перейти к исследованию и оптимизации меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками, рассмотрена имеющаяся теория и представлена новая, для ее использования при проектировании устройства. Она основана на теории линий передачи.

Из п. 2.1.1.1 и [460] известно, что СКИ в одном витке МЛ в однородном диэлектрическом заполнении может быть разложен на последовательность из двух импульсов: импульса перекрестной помехи на ближнем конце и основного сигнала (по существу, состоящего из суммы четной и нечетной мод линии, поскольку они в однородном диэлектрическом заполнении

распространяются с одинаковой скоростью). Это достижимо за счет выполнения (2.1), обеспечивающего приход основного сигнала не раньше окончания перекрестной помехи на ближнем конце. Погонная задержка в (2.1) зависит от диэлектрического заполнения структуры. Следовательно, выполнение (2.1) достижимо за счет выбора диэлектрика и l. Кроме того, минимизация амплитуды выходного сигнала обеспечивается оптимальной связью, которая выравнивает амплитуды импульса перекрестной помехи на ближнем конце и основного сигнала. Это возможно за счет подбора, например, расстояния между проводниками (оказывающего наибольшее влияние на связь между ними), либо удовлетворения выведенных аналитически условий в п. 2.3.3.1: оптимального коэффициента связи $(Z_e/Z_o)^{0,5}$=4,236 и согласования линии с трактом 50 Ом=$(Z_eZ_o)^{0,5}$ [416]. Ослабление СКИ в такой МЛ с оптимальными параметрами составляет около 1,62 раза (здесь и далее относительно E/2).

В п. 2.2.1 аналогично исследован виток меандровой МПЛ (в неоднородном диэлектрическом заполнении) [378] и в п. 2.2.8.1 экспериментально подтверждено разложение СКИ, но уже на три импульса: перекрестную помеху на ближнем конце, импульсы нечетной и четной мод линии. Для этого необходимо выполнить (2.5) и (2.7). Выполнение (2.5) обеспечивает приход самой быстрой моды не раньше окончания перекрестной помехи на ближнем конце, а (2.7) – 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 обеспечения выведенных аналитически условий в п. 2.3.3.2: оптимального коэффициента связи $(Z_e/Z_o)^{0,5}$=2,413 и равенства волновому сопротивлению тракта $(Z_eZ_o)^{0,5}$ [416]. Ослабление СКИ в меандровой МПЛ с оптимальными параметрами составляет около 2,42 раза. Здесь говорится о быстрой и поздней модах, поскольку, в отличие от меандровой МПЛ, в МЛ с лицевой связью четная мода распространяется быстрее нечетной [437]. Кроме того, при наличии покрывающего слоя с большой диэлектрической проницаемостью нечетная мода может стать медленнее четной. Поэтому условия (2.5) и (2.7) 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 [439]. Задержка дополнительного импульса определяется как среднее арифметическое задержек импульсов четной и нечетной мод. Тогда вместо (2.7) в структуре МЛ с лицевой связью необходимо выполнить условие (3.1). Ослабление СКИ в МЛ с лицевой связью при выполнении (2.5) и (3.1) составляет 3 раза, тогда как при (2.5) и (2.7) – 2,42 раза. Число таких дополнительных импульсов определяется числом линейных комбинаций погонных задержек мод структуры:

$$C_n^2 = \frac{n!}{(n-2)!\cdot 2!} = \frac{n(n-1)}{2}, \qquad (3.17)$$

где n – число мод. Таким образом, асимметрия поперечного сечения и число проводников структуры являются значимыми ресурсами для ослабления СКИ. Это продемонстрировано на примере меандровой МПЛ с одним пассивным проводником в п. 3.2.1.

По этой теории, рост числа пассивных проводников вблизи витка меандровой МПЛ до 2 и асимметрии его поперечного сечения увеличивает число импульсов до 4, а дополнительных – до 6. Таким образом, СКИ на выходе витка меандровой МПЛ может быть разложен на 11 импульсов: импульс перекрестной помехи на ближнем конце, 4 импульса мод линии и 6 дополнительных импульсов с задержками: $t_{И2}=2l\tau_1$, $t_{И3}=l\tau_1+l\tau_2$, $t_{И4}=2l\tau_2$, $t_{И5}=l\tau_1+l\tau_3$, $t_{И6}=l\tau_2+l\tau_3$, $t_{И7}=2l\tau_3$, $t_{И8}=l\tau_1+l\tau_4$, $t_{И9}=l\tau_2+l\tau_4$, $t_{И10}=l\tau_3+l\tau_4$, $t_{И11}=2l\tau_4$. Зная выражения для задержек каждого из 10 импульсов разложения (кроме приходящего без задержки), можно обеспечить разложение СКИ выполнением ряда условий:

$$2l\tau_1 \geq t_\Sigma, \tag{3.18}$$

$$l\tau_2 \geq l\tau_1 + t_\Sigma, \tag{3.19}$$

$$l\tau_1 + l\tau_3 \geq 2l\tau_2 + t_\Sigma, \tag{3.20}$$

$$l\tau_3 \geq l\tau_2 + t_\Sigma, \tag{3.21}$$

$$l\tau_1 + l\tau_4 \geq 2l\tau_3 + t_\Sigma, \tag{3.22}$$

$$l\tau_4 \geq l\tau_3 + t_\Sigma. \tag{3.23}$$

Эта теория проверена моделированием в системе TUSUR.EMC. Поперечное сечение линии (структура 1) представлено на рисунке 3.46, а схема соединений – на рисунке 3.47.

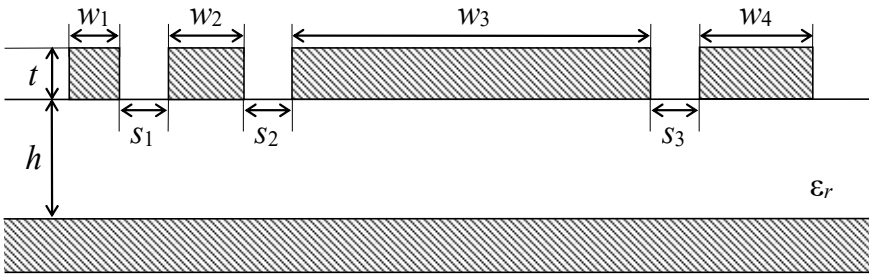


Рисунок 3.46 – Поперечное сечение структуры 1

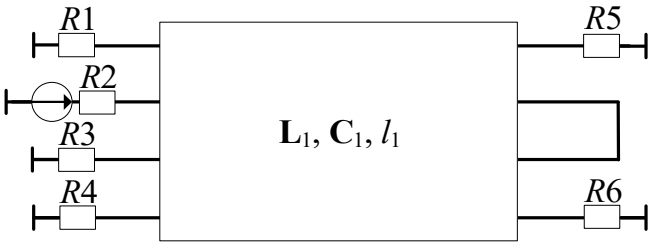


Рисунок 3.47 – Схема соединений структуры 1

Внутренние сопротивления генератора, приемника и нагрузки на концах пассивных проводников ($R1$–$R6$ на рисунке 3.47) приняты равными по 50 Ом. После оптимизации эвристическим поиском по критериям (3.18)–(3.23) и минимизации амплитуды СКИ найдены ее параметры: w_1=200 мкм, w_2=300 мкм, w_3=1900 мкм, w_4=600 мкм, t=18 мкм, $s_1=s_2=s_3$=400 мкм,

h=450 мкм, ε_r=10,2, l=1,6 м. Далее будем называть их исходными. На рисунке 3.48 приведены формы напряжения на выходе структуры 1 с оптимальными параметрами. Воздействовал СКИ из рисунка 2.3.

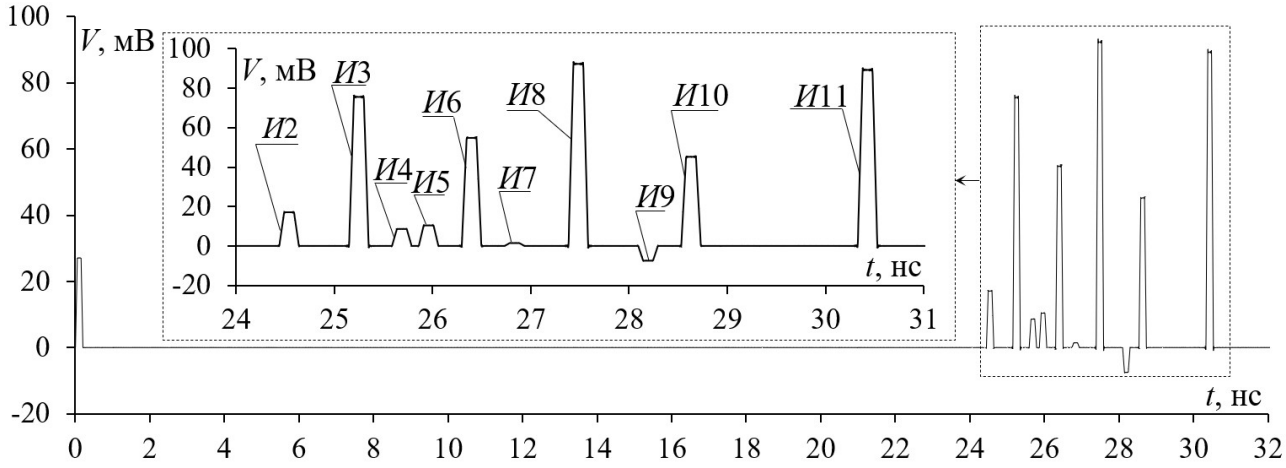


Рисунок 3.48 – Форма напряжения на выходе структуры 1

Из рисунка 3.48 видно, что СКИ на выходе структуры 1 представлен 11 импульсами ($И1$–$И11$), каждый из которых приходит не раньше предыдущего (за исключением перекрестной помехи на ближнем конце). Их задержки вычислены подстановкой погонных задержек мод и l в выражения выше: $t_{И2}$=24,81, $t_{И3}$=25,57, $t_{И4}$=26,34, $t_{И5}$=25,92, $t_{И6}$=26,69, $t_{И7}$=27,04, $t_{И8}$=27,99, $t_{И9}$=28,75, $t_{И10}$=29,1, $t_{И11}$=31,17 нс. Максимальное ослабление СКИ составило 5,45 раза. Таким образом, вышеописанная теория апробирована. Однако длина структуры l=1,6 м велика для использования в современной РЭА. В этой связи, примечательно сворачивание такого витка меандровой МПЛ в несколько неосновных витков. За счет этого образуется связь между проводниками неосновных витков. Тогда между основными импульсами могут появляться отражения, оказывающие разное влияние на амплитуду напряжения на выходе структуры. Кажется, что необходимо увеличивать расстояние между неосновными витками для минимизации искажений (отражений между основными импульсами разложения). Между тем выявлено, что такое сворачивание при сильной связи между неосновными витками приводит к дополнительному ослаблению СКИ [400]. Однако это явление подробно не рассмотрено и не определены отраженные импульсы. Для этого выполнен предварительный анализ свернутой структуры 1 с исходными параметрами. Рассмотрены два варианта такого сворачивания (структуры 2 и 3), схемы соединения которых приведены на рисунке 3.49, где s_{nv} (если рассматривать схемы, как линии с видом сверху) – расстояние между неосновными полувитками.

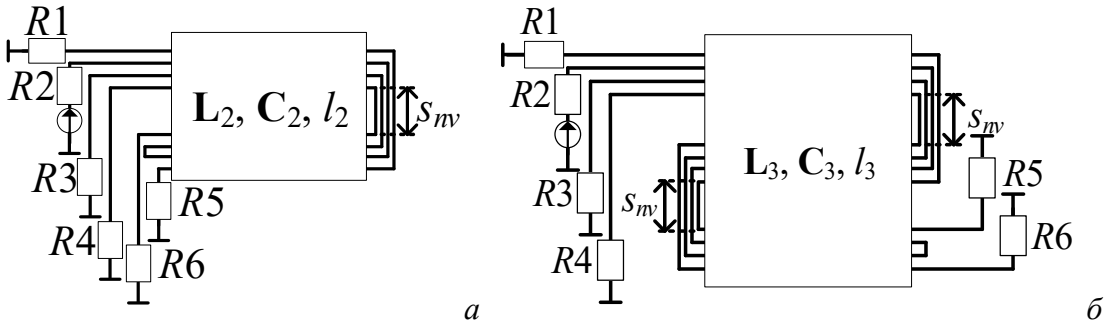


Рисунок 3.49 – Схемы соединений структур 2 (*а*) и 3 (*б*)

Длины структур 1, 2 и 3 приняты равными 10, 5 и 3,33 м соответственно для упрощения анализа временного отклика. На рисунке 3.50 представлены формы напряжения на их выходе при s_{nv}=1 мм.

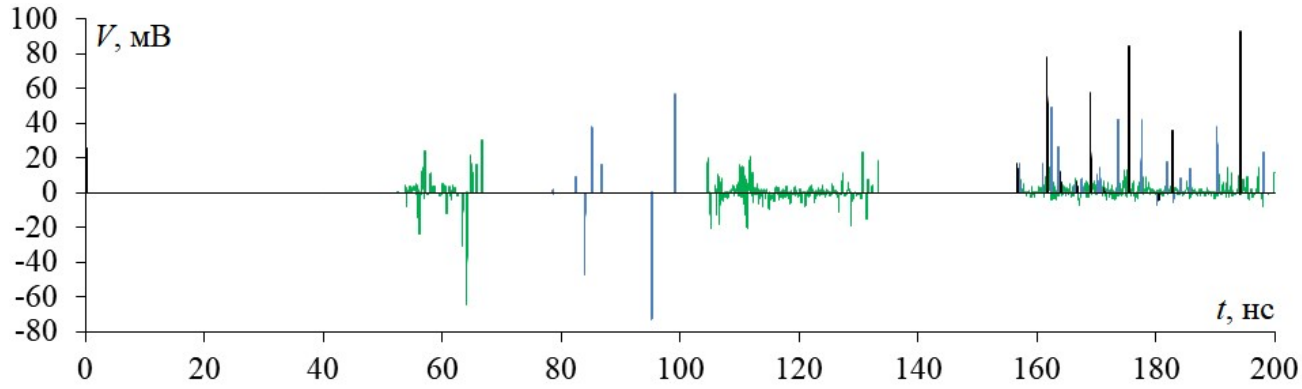


Рисунок 3.50 – Формы напряжения на выходе структур 1 (—), 2 (—) и 3 (—) при s_{nv}=1 мм

Из рисунка 3.50 видно, что СКИ в структурах 2 и 3 раскладывается на 2 и 3 группы импульсов соответственно. При этом число импульсов разложения с ростом числа неосновных витков возрастает. Это связано с тем, что при сворачивании структуры 1 в поперечном сечении возрастает число проводников, связанных друг с другом. Вследствие этого, возрастает число мод и, следовательно, дополнительных импульсов.

Рассмотрим более детально форму напряжения на выходе структуры 2. Она представлена на рисунке 3.51. Задержки импульсов разложения 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. Такой порядок прихода импульсов справедлив только для исходных параметров и s_{nv}=1 мм. Однако, даже при их изменении, выражения для задержек импульсов останутся прежними, так как погонные задержки учитываются по возрастанию. Из рисунка 3.51 хорошо

видно, что на выходе структуры 2 есть перекрестная помеха на ближнем конце и 2 группы импульсов: из импульсов перекрестных помех неосновного витка, прошедших путь 2*l*, и основных мод, прошедших путь 4*l*. При этом некоторые импульсы накладываются друг на друга. Это обусловлено структурой и ее параметрами. Схожий характер разложения наблюдается и для структуры 3.

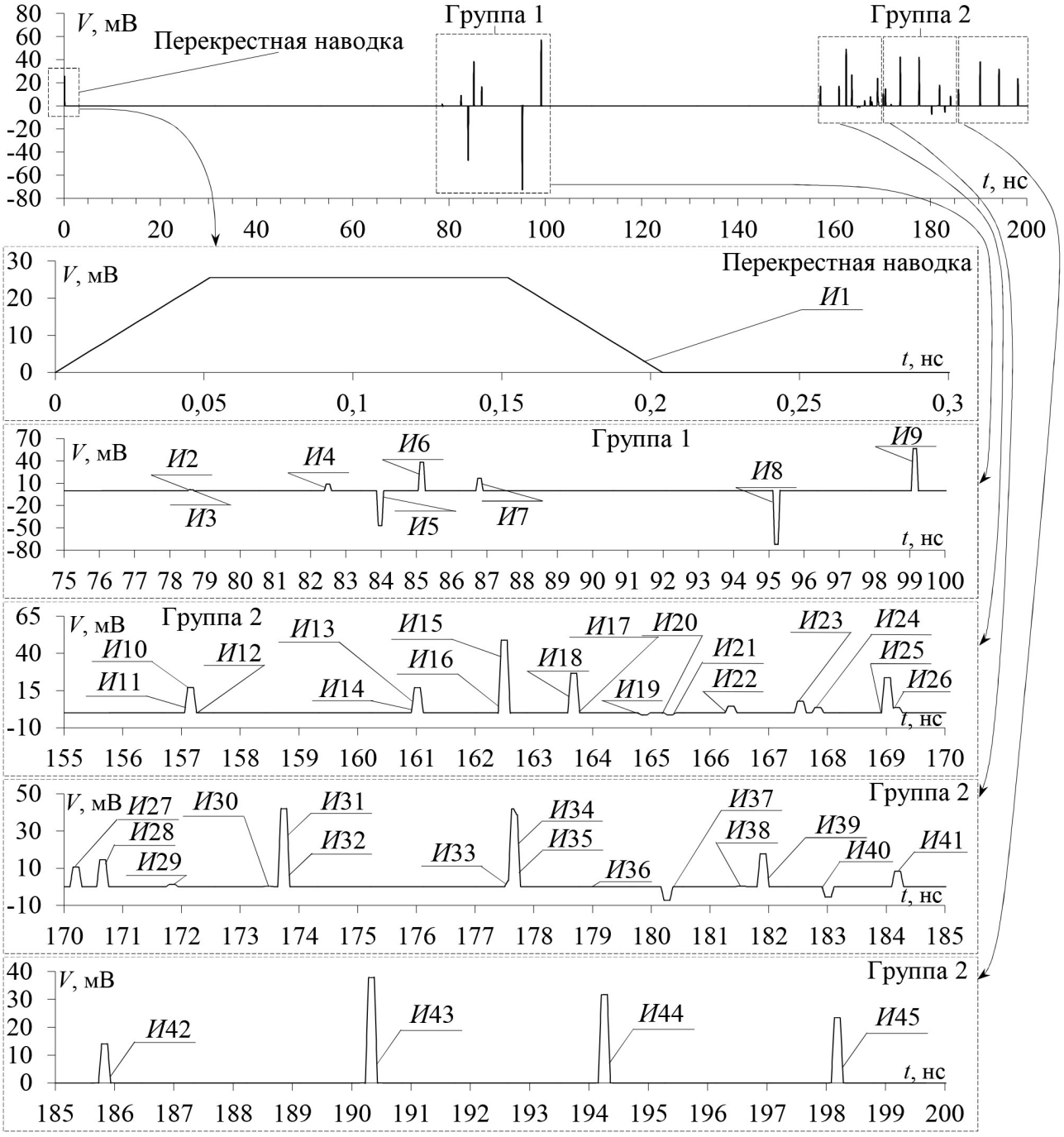


Рисунок 3.51 – Форма напряжения на выходе структуры 2

Для ясности в таблицу 3.5 сведены кратности задержек импульсов длинам в каждой группе импульсов для структур 1–3.

Таблица 3.5 – Кратности задержек каждой группы для импульсов длинам структур 1–3

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

Из таблицы 3.5, 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 4*l* и 6*l* соответственно, а первая и третья – импульсы перекрестных помех на ближнем конце, прошедшие пути 2*l* и 4*l* 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 [440]. Вторая группа импульсов представлена 8 основными и 28 дополнительными импульсами. Помимо них, на выходе структуры 2 присутствует перекрестная помеха на ближнем конце с нулевой задержкой. Таким образом, в 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 их задержек), что существенно усложняет дальнейший анализ подобных структур. Стоит отметить, что в свернутых структурах, кроме импульсов положительной полярности, имеется множество импульсов и отрицательной полярности. Это может быть вызвано наличием перекрестных помех на дальнем конце. Для более детального определения перекрестных помех целесообразно провести отдельное исследование на примере более простой структуры, например, свернутого витка меандровой МПЛ. Однако, исходя из теории и выполненного выше анализа ясно, какие имеются составляющие во временном отклике такой сложной структуры и то, что наличие осцилляций 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 представленной теории и выполненного анализа, структура 1 сначала свернута в 3 неосновных витка. При этом s_{nv}=5,7 мм, чтобы наглядно продемонстрировать приход основных импульсов, аналогичный их приходу в структуре 1. Параметры поперечного сечения каждой пары из 4 проводников остались исходными, а длина структуры l=100 мм. Схема

соединений такой структуры (далее будем называть ее структурой 4) представлена на рисунке 3.52, где s_{nv} (если рассматривать схему, как линию с видом сверху) – расстояние между неосновными полувитками.

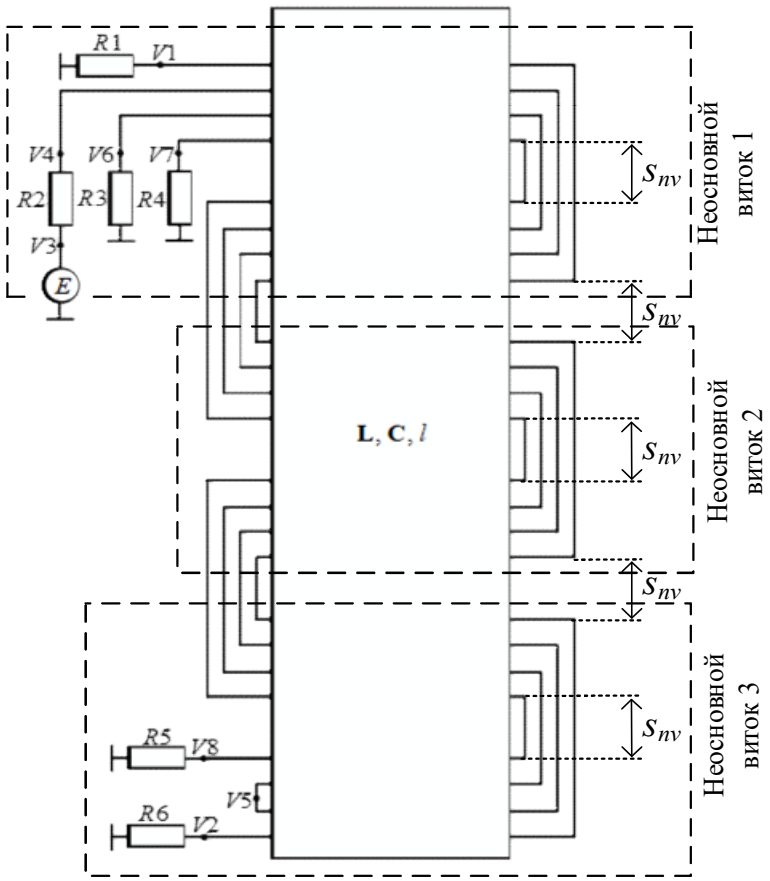


Рисунок 3.52 – Схема соединений структуры 4

На рисунке 3.53 приведены формы напряжения на выходе структур 1 и 4. Воздействие такое же, как на рисунке 3.48.

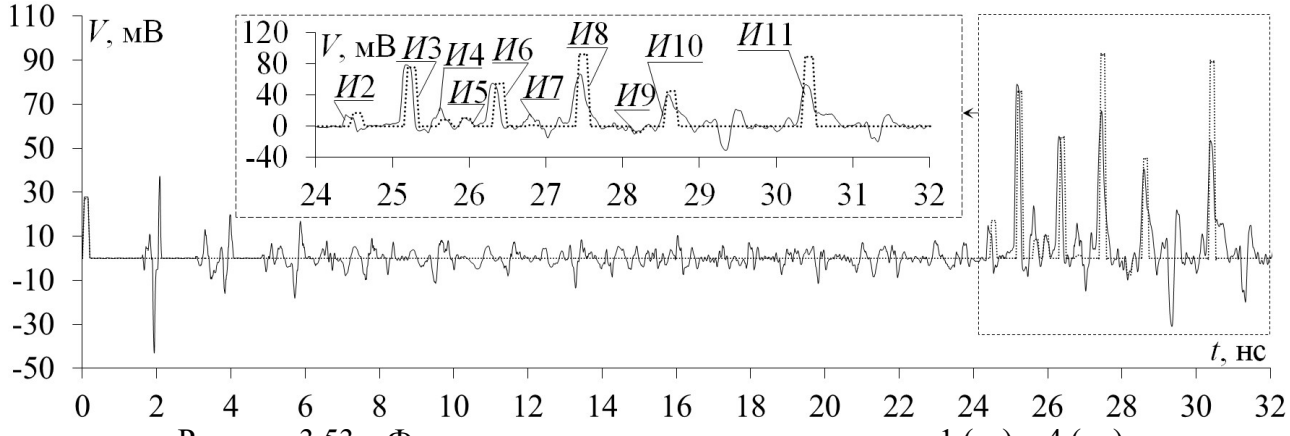


Рисунок 3.53 – Формы напряжения на выходе структур 1 (· ·) и 4 (—)

Из рисунка 3.53 видно, что СКИ на выходе структуры 4 представлен 11 основными импульсами, амплитуда которых не более 87 мВ, а разница задержек основных импульсов разложения в исходной и свернутой линиях не более 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 35×100 мм, а 1 – 5×1000 мм.

Наконец, найдено оптимальное значение s_{nv}=400 мкм, обеспечивающее минимальную амплитуду 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. Такую структуру будем называть далее структурой 5. С учетом этого длина и ширина структуры 5 составили 96 и 98 мм соответственно. Вычислен отклик на заданное воздействие структуры 5. Для этого и дальнейшего сравнения с результатами эксперимента, в качестве воздействия принят оцифрованный импульс с выхода генератора С9-11 с амплитудой э.д.с. – 0,5 В и длительностью по уровню 0,1 – 480 пс (рисунок 3.54). Внутренние сопротивления генератора и приемника – 50 Ом.

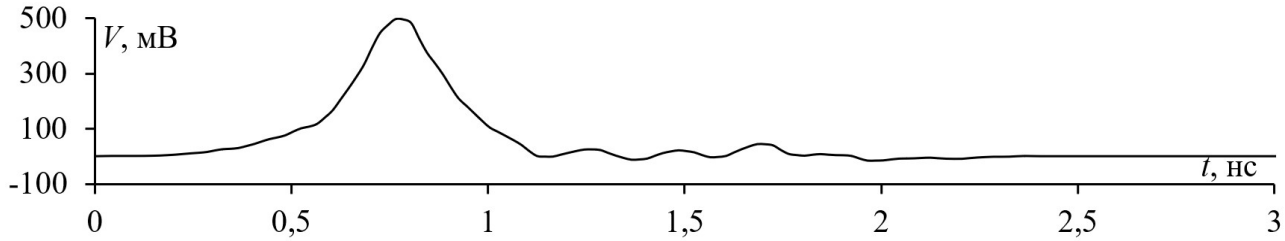


Рисунок 3.54 – Оцифрованный импульс с выхода генератора С9-11

На рисунке 3.55 приведена форма напряжения (вычисленная в ADS) на выходе (в узле *V*6) структуры 5 при исходных геометрических параметрах, *l*=90 мм (без учета перемычек) и s_{nv}=400 мкм.

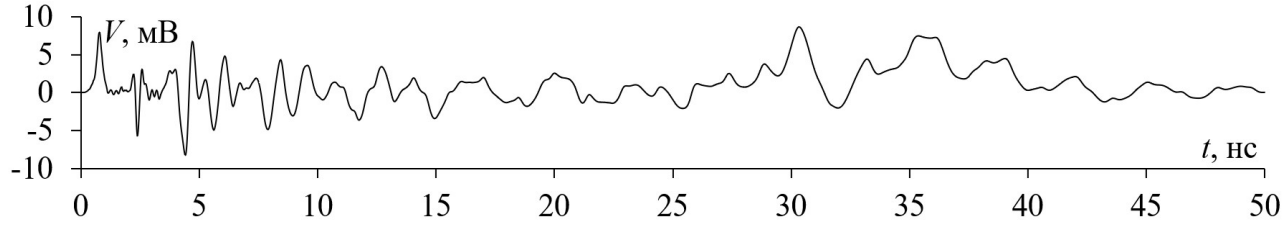


Рисунок 3.55 – Форма напряжения в узле *V*6 структуры 5, вычисленная в ADS

Из рисунка 3.55 видно, что исходный СКИ стал на выходе структуры 5 последовательностью импульсов меньшей амплитуды. Однако СКИ раскладывается не полностью из-за увеличенной длительности воздействия. Тем не менее, ослабление составило 28,9 раза за счет наличия множества отражений. 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 постоянного тока, либо возможна дополнительная оптимизация ее параметров по критерию согласования.

Таким образом, представлена теория разложения СКИ в МЛ. Рассмотрены ресурсы для ослабления СКИ в МЛ. Выявлено, что сворачивание структуры приводит к появлению осцилляций, которые, по существу, являются импульсами, вызванными отражениями и перекрестными помехами. По результатам этого выполнена структурно-параметрическая оптимизация меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками по критериям разложения СКИ в ней и минимизации его амплитуды, давшая оптимальные геометрические параметры и число неосновных витков. Ослабление СКИ составило 28,9 раза.

3.2.3 Лабораторный эксперимент

Здесь выполнена верификация возможности разложения СКИ в свернутой меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками [283, 458, 459]. Для сравнения результатов измерений и моделирования, оно дополнительно выполнено электродинамическим подходом в EMPro.

В ООО «Электроконнект» [373] изготовлен макет структуры 5 из п. 3.2.2 (рисунок 3.56). Его геометрические параметры аналогичны исходным, а в качестве диэлектрической подложки принят ламинат FSD1020T с ε_r=10,2.



Рисунок 3.56 – Макет структуры 5

Измерены осциллограмма (метод 1) и *S*-параметры в частотной области с вычислением из них временного отклика на заданное воздействие (метод 2). Кроме того, выполнено электродинамическое моделирование.

Метод 1 реализован на базе комбинированного осциллографа С9-11, между генератором и входом которого включались макеты через SMA соединители. Измерительная установка для анализа временных характеристик представлена на рисунке 3.57.

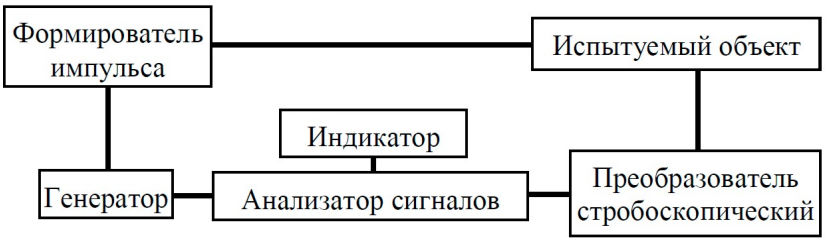
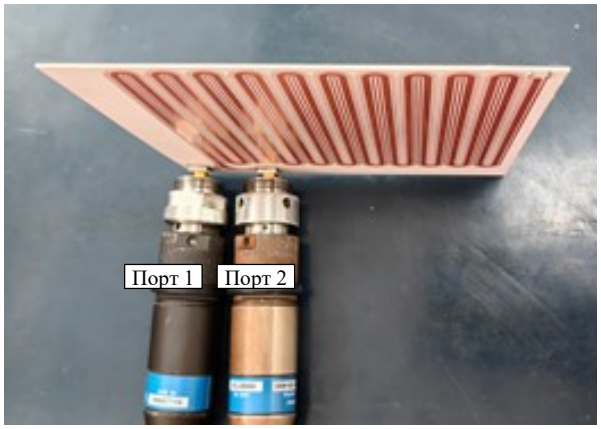
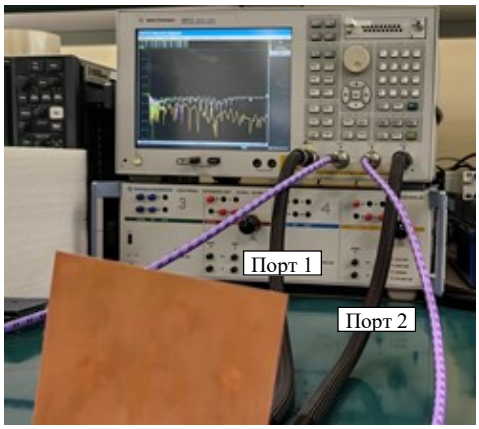


Рисунок 3.57 – Схема экспериментальной установки для анализа временных характеристик

Метод 2 реализован на базе векторного анализатора цепей Agilent Technologies E5071C с диапазоном рабочих частот от 300 кГц до 20 ГГц. В этом случае изготовленные макеты подключались к его портам через SMA соединители с использованием высокочастотных кабелей (рисунок 3.58). Затем по измеренным *S*-параметрам выполнялся анализ во временной области в ADS.



а



б

Рисунок 3.58 – Макет (*а*) и измерительная установка для анализа его частотных характеристик (*б*)

Для электродинамического анализа выбрана система Keysight PathWave EM Design (EMPro), в которой задавались структура, порты, граничные условия, материалы и плотность сетки. Моделирование проводилось в диапазоне частот от 0 до 10 ГГц. При этом использовалась внешняя среда в виде воздуха. Для подложки использовался ламинат FSD1020T с ε_r=10,2 и tgδ=0,003 (на 10 ГГц), а проводников – медь с проводимостью $5{,}96\cdot10^7$ См/м. Максимальный размер ячейки определялся как $L_{max}=c/(20f_{max})$, где c – скорость света, f_{max} – максимальная частота при моделировании. Расположение дискретных портов показано на рисунке 3.59.

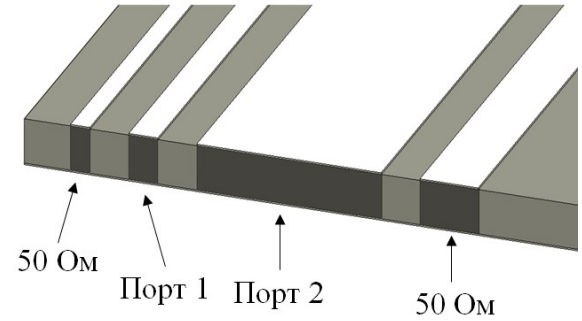


Рисунок 3.59 – Расположение дискретных портов структуры 5

На рисунке 3.60 представлены формы напряжения на выходе исследуемой структуры, полученные с помощью методов 1 и 2, а также электродинамического моделирования в EMPro.

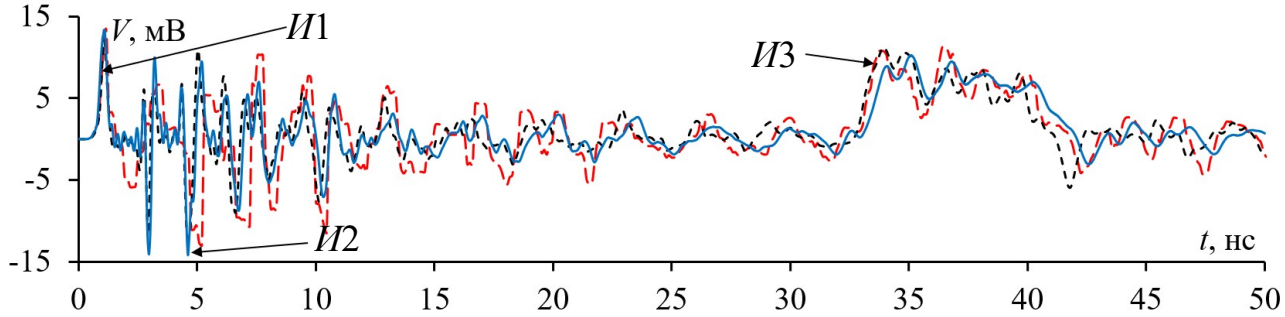


Рисунок 3.60 – Формы напряжения на выходе структуры 5,
полученные с помощью методов 1 (– –), 2 (—) и электродинамического моделирования (- -)

Из рисунка 3.60 видно, что СКИ на выходе структуры 5 стал последовательностью импульсов. Амплитуду (V_{max}) на выходе структуры 5 определяет импульс с отрицательной полярностью 14,2 мВ. Видно, что результаты довольно хорошо согласуются. На рисунке отмечены импульсы *И*1, *И*2 и *И*3, выделяющиеся среди остальных. Для наглядности их амплитуды сведены в таблицу 3.6.

Таблица 3.6 – Амплитуды *И*1, *И*2 и *И*3

Импульс	V_{max}, мВ		
	Моделирование	Метод 1	Метод 2
*И*1	12,1	13,3	13,3
*И*2	11,2	11,3	10,2
*И*3	-13	-14,2	-14,2

Разница между максимальной и минимальной амплитудами *И*1, полученными методами 1, 2 и моделированием, составила 9,6%, *И*2 – 11% и *И*3 – 8,9%. Разница между амплитудами *И*2, *И*1 и *И*3 не превышает 3,9 мВ.

Дополнительно выполнен анализ *N*-норм из таблицы 2.10. Они вычислены для двух случаев: 1 – в тракте 50 Ом без структуры 5; 2 – на выходе структуры 5 на основе ее измеренных *S*-параметров. Результаты сведены в таблицу 3.7.

Таблица 3.7 – Вычисленные *N*-нормы без исследуемой структуры и с ней

Случай	*N*1	$N2 \cdot 10^{9}$	$N3 \cdot 10^{-11}$	$N4 \cdot 10^{-11}$	$N5 \cdot 10^{-6}$
1	0,25	1,5	8,11	8,53	3,51
2	0,013	0,19	6,745	13,95	0,827

Из таблицы 3.7 видно, что *N*1 в случае 2 уменьшилась в 18,7 раза, что значительно снижает вероятность электрического пробоя. *N*2 уменьшилась в 7,8 раза, что уменьшает вероятность дугового разряда. *N*3 уменьшилась в 1,2 раза, что уменьшает вероятность диэлектрического пробоя. Однако *N*4 увеличилась в среднем в 1,6 раза, что обусловлено ее спецификой учета и импульсов с отрицательной полярностью. Наконец, *N*5 уменьшилась в 4,3 раза, что значительно уменьшает вероятность выгорания компонентов.

Еще одним опасным воздействием является ЭСР, который при определенных условиях может стать кондуктивной помехой. Поэтому дополнительно выполнен анализ прохождения ЭСР по исследуемой структуре на основе ее измеренных *S*-параметров. В качестве воздействия использованы 2 формы тока ЭСР (рисунок 3.61): близкая к третьей степени жесткости по стандарту IEC 61000-4-2, а также оцифрованная форма ЭСР, полученная с помощью имитатора ЭСР ONYX-30. На рисунке 3.62 представлена форма напряжения ЭСР на выходе исследуемой структуры.

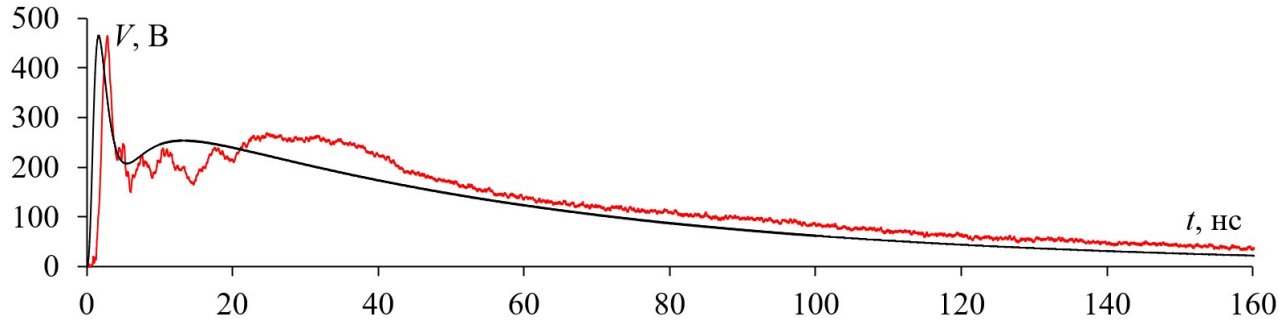


Рисунок 3.61 – Формы напряжения ЭСР в тракте без исследуемой структуры, полученные аналитически по IEC 61000-4-2 (—) и с выхода ONYX-30 (—)

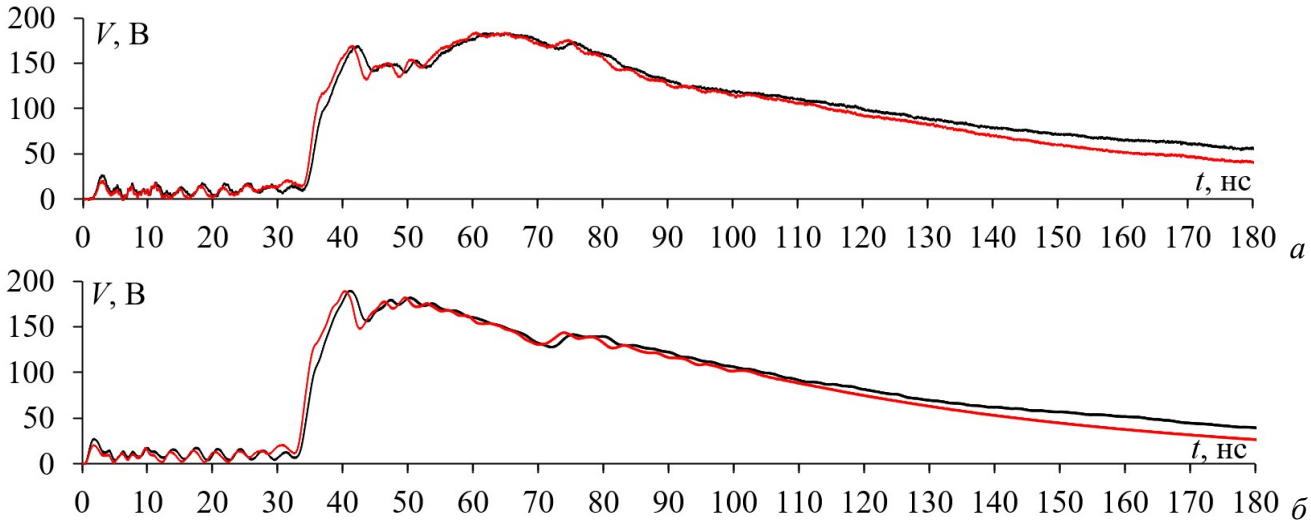


Рисунок 3.62 – Формы напряжения ЭСР на выходе исследуемой линии, полученные по методу 2 (—) и электродинамическим моделированием (—) при оцифрованном воздействии с выхода ONYX-30 (*а*) и вычисленном аналитически по IEC 61000-4-2 (*б*)

Из рисунка 3.62*а* видно, что при оцифрованном воздействии с выхода ONYX-30 V_{max}, полученные методом 2 и электродинамическим моделированием, не превышают 189,1 и 188,6 В соответственно, а аналитически – 182,8 и 183,6 В соответственно. Ослабление по методу 2 оцифрованного воздействия с выхода ONYX-30 и вычисленного аналитически по IEC 61000-4-2 составило 2,45 и 2,54 раза соответственно, а вычисленное по результатам электродинамического моделирования – 2,46 и 2,53. Таким образом, получено хорошее согласование результатов.

Рассмотрена возможность использования исследуемой линии в сигнальных цепях. Важным аспектом в линиях передачи является анализ скорости передачи данных. Поэтому необходимо учитывать искажения полезного сигнала в исследуемой структуре. Выбор скорости передачи данных должен соответствовать полосе пропускания структуры. Поэтому на рисунке 3.63 представлена частотная зависимость $|S_{21}|$ до 10 МГц исследуемой структуры, полученная методом 2. Из рисунка 3.63 видно, что частота среза для исследуемой структуры составила 6,6 МГц. Этого недостаточно для передачи полезного сигнала на высокой скорости. Тогда для анализа использован источник псевдослучайной двоичной последовательности (PRBS) из 10000 бит и битрейтом интерфейса USB 2.0 «Full-speed» 12 Мбит/с [433]. В таблице 3.8 представлены значения основных параметров целостности полезного сигнала в исследуемой структуре, полученные на основе электродинамического моделирования и метода 2.

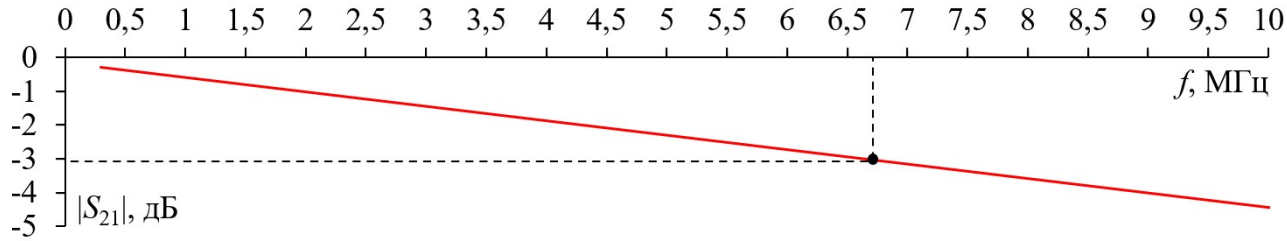


Рисунок 3.63 – Измеренная частотная зависимость $|S_{21}|$ исследуемой структуры

Таблица 3.8 – Значения основных параметров целостности полезного сигнала

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

Из таблицы 3.8 видно, что результаты, полученные с помощью метода 2 и моделирования близки. Значения джиттера и ширины глаза, полученные с помощью моделирования, меньше примерно на 2%, а высота глаза, амплитудный шум и отношение сигнал-шум 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 3.64 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) [433]. Глаз автоматически центрируется и отображается на $2T$ по горизонтальной оси. Цвет указывает на число пересечений сегмента в плоскости время-напряжение: синие области обозначают малое число пересечений, а красные – большое. В данном случае глаз остается открытым, поэтому вероятность битовых ошибок низка.

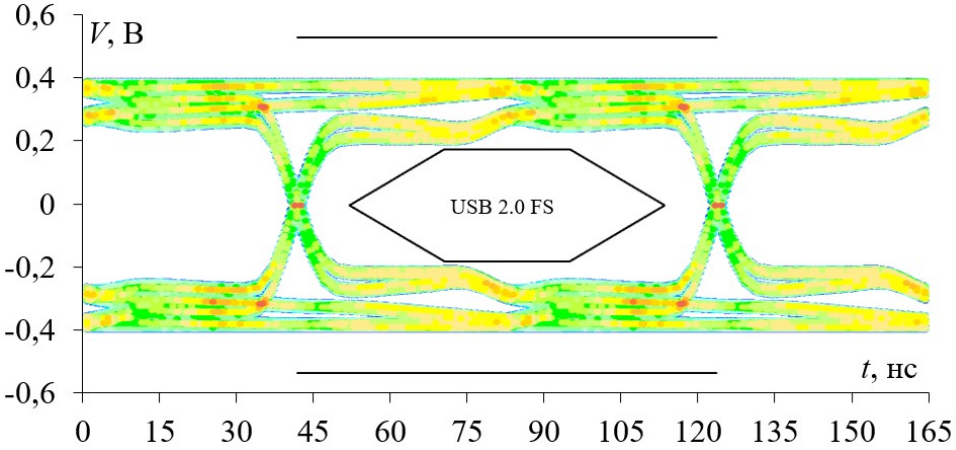


Рисунок 3.64 – Глазковая диаграмма исследуемой структуры, полученная с помощью метода 2 при битрейте 12 Мбит/с

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 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 [434], 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 сечения проводников).

Еще одним применением исследуемого устройства является защита совместно с газоразрядным устройством. Это актуально, поскольку для газоразрядного устройства характерно недостаточное быстродействие [461], обусловленное тем, что на возникновение электрического разряда в нем требуется значительное время. По этой причине защищаемые цепи в РЭА должны выдерживать воздействие помехи до тех пор, пока устройство не сработает. В этой связи воздействие мощного СКИ может быть губительным, поскольку газоразрядное устройство не успеет сработать из-за его быстрого нарастания. Однако при совместном использовании исследуемой МЛ с газоразрядным устройством можно исключить этот недостаток. Так, сначала СКИ будет разложен на последовательность импульсов меньшей амплитуды в свернутом витке, первые из которых, пройдя через газоразрядное устройство, могут «подготовить» его к срабатыванию, а остальные импульсы разложения уже будут отсечены газоразрядным устройством. При этом, чтобы защищаемые цепи выдержали воздействие СКИ до тех пор, пока не сработает газоразрядное устройство, СКИ в исследуемой МЛ может быть разложен на последовательность импульсов с возрастающей амплитудой по мере прихода каждого импульса. Последнее достижимо за счет оптимального подбора расстояний между проводниками, оказывающих разное влияние на амплитуду осцилляций, как это показано в [400].

Экспериментально подтверждено разложение СКИ в свернутой меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками и продемонстрировано ослабление ЭСР в такой структуре. Для оценки достоверности результатов также выполнено моделирование и получена хорошая согласованность результатов. Выявлено, что дополнительное сворачивание витка меандровой МПЛ с пассивными проводниками позволяет дополнительно уменьшить амплитуду СКИ. Кроме того, анализ N-норм показал, что такое сворачивание совместно с пассивными проводниками позволяет снизить вероятности электрического пробоя, дугового разряда и диэлектрического пробоя. Максимальное ослабление СКИ на выходе составило 17,6 раза, а ЭСР – 2,54 раза. Наконец, выполнен анализ целостности полезного сигнала с использованием источника псевдослучайной двоичной последовательности (PRBS) из 10000 бит и скорости передачи данных интерфейса USB 2.0 «Full-speed» 12 Мбит/с. На основе анализа целостности полезного сигнала предложено использование рассмотренной структуры совместно с низкоскоростными интерфейсами, например, совместно с USB 2.0 «Low-speed» и «Full-speed». Кроме того, указаны предполагаемые возможности ее использования в цепях питания

постоянного тока, а также совместно с газоразрядным устройством для улучшения защитных характеристик.

3.3 Многовитковые меандровые линии с лицевой связью

Здесь рассмотрено разложение СКИ в МЛ с лицевой связью из двух и более витков, соединенных последовательно [283, 370, 462–467].

3.3.1 Линия с лицевой связью из двух витков

Здесь рассмотрено разложение СКИ в МЛ из двух витков, соединенных последовательно, сформулированы условия такого разложения и показано ослабление СКИ [462, 464].

Моделировалась МЛ с лицевой связью из двух витков, поперечное сечение которых одинаково и представлено на рисунке 3.1, где буквы «О» и «А» обозначают опорный и сигнальный (активный) проводники. Ее схема соединений представлена на рисунке 3.65. Параметры поперечного сечения каждого витка на рисунке 3.1: w=8447 мкм, t=4846 мкм, s=2482 мкм, h=9118 мкм, ε_r=10,6. Значения параметров выбраны такими лишь для демонстрации полного разложения СКИ. При практической реализации необходима их дополнительная оптимизация с учетом технологических возможностей изготовителей ПП.

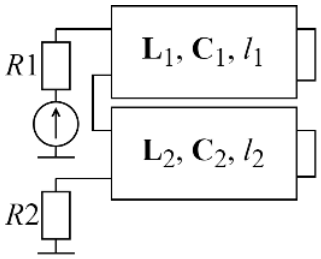


Рисунок 3.65 – Схема соединений МЛ с лицевой связью из двух витков

Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3, при $R1$=$R2$=50 Ом. В структуре на рисунке 3.65 СКИ может быть разложен на 16 импульсов меньшей амплитуды. Для этого, как и в линии из одного витка [439], необходимо, чтобы задержка каждого из основных импульсов (кроме первого) была больше задержки предыдущего, просуммированной с длительностью СКИ. Сначала определим задержки каждого из 16 основных импульсов разложения, аналогично [439]: $t_{И1}$=0, $t_{И2}$=$2l_2\tau_{e2}$, $t_{И3}$=$l_2\tau_{e2}$+$l_2\tau_{o2}$, $t_{И4}$=$2l_2\tau_{o2}$, $t_{И5}$=$2l_1\tau_{e1}$, $t_{И6}$=$2l_1\tau_{e1}$+$2l_2\tau_{e2}$, $t_{И7}$=$2l_1\tau_{e1}$+$l_2\tau_{e2}$+$l_2\tau_{o2}$, $t_{И8}$=$2l_1\tau_{e1}$+$2l_2\tau_{o2}$, $t_{И9}$=$l_1\tau_{e1}$+$l_1\tau_{o1}$, $t_{И10}$=$l_1\tau_{e1}$+$l_1\tau_{o1}$+$2l_2\tau_{e2}$, $t_{И11}$=$l_1\tau_{e1}$+$l_1\tau_{o1}$+$l_2\tau_{e2}$+$l_2\tau_{o2}$, $t_{И12}$=$l_1\tau_{e1}$+$l_1\tau_{o1}$+$2l_2\tau_{o2}$, $t_{И13}$=$2l_1\tau_{o1}$, $t_{И14}$=$2l_1\tau_{o1}$+$2l_2\tau_{e2}$, $t_{И15}$=$2l_1\tau_{o1}$+$l_2\tau_{e2}$+$l_2\tau_{o2}$, $t_{И16}$=$2l_1\tau_{o1}$+$2l_2\tau_{o2}$. Зная, как определяются задержки каждого из 16 основных импульсов, условия полного разложения СКИ в МЛ с лицевой связью из двух витков:

$$2l_2\tau_{e2}\geq t_{\Sigma}, \tag{3.24}$$

$$l_2\tau_{o2}-l_2\tau_{e2}\geq t_{\Sigma}, \tag{3.25}$$

$$2l_1\tau_{e1}–2l_2\tau_{o2}\geq t_{\sum}, \quad (3.26)$$

$$l_1\tau_{o1}–l_1\tau_{e1}–2l_2\tau_{o2}\geq t_{\sum}, \quad (3.27)$$

где τ_{o1}, τ_{e1} и τ_{o2}, τ_{e2} – погонные задержки нечетной и четной мод витков 1 и 2 соответственно, l_1 и l_2 – длины витков (отрезков) 1 и 2 соответственно.

Условия (3.24)–(3.27) проверены квазистатическим моделированием в системе TUSUR.EMC. Они одновременно выполняются при l_1=640 мм, l_2=80 мм. Форма выходного напряжения представлена на рисунке 3.66.

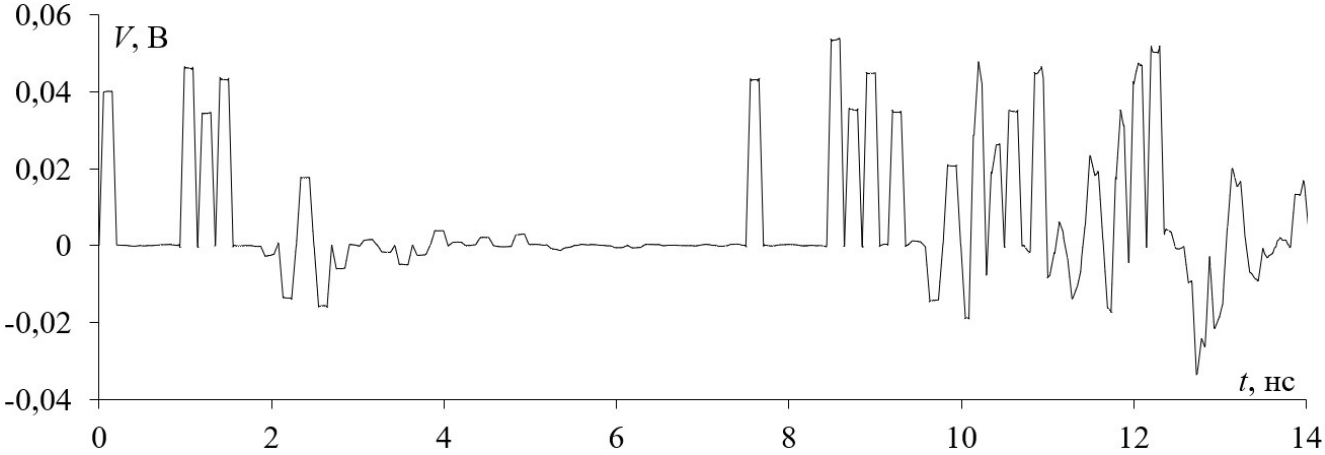


Рисунок 3.66 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью из двух витков при выполнении условий (3.24)–(3.27)

Видно, что воздействующий СКИ стал на выходе последовательностью из 16 основных импульсов с амплитудой напряжения не более 54 мВ. Также на выходе линии присутствуют импульсы, вызванные отражениями от стыков между полувитками, витками и концами линии.

Рассмотрено разложение СКИ в МЛ с лицевой связью из двух витков, соединенных последовательно. Определены задержки каждого импульса разложения на выходе такой структуры. Сформулированы условия такого разложения. В результате, ослабление СКИ в МЛ с лицевой связью из двух витков составило 9,3 раза (относительно E/2).

3.3.2 Линия с лицевой связью из трех витков

Здесь рассмотрено разложение СКИ в МЛ из трёх витков, соединенных последовательно, сформулированы условия такого разложения и показано ослабление СКИ [462].

Аналогично моделировалась МЛ с лицевой связью из трех таких же витков. Ее схема соединений представлена на рисунке 3.67.

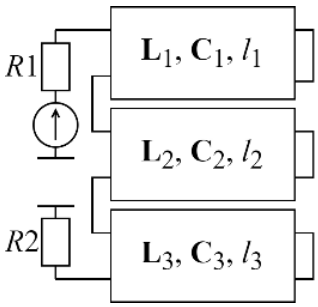


Рисунок 3.67 – Схема соединений МЛ с лицевой связью из трех витков

В структуре на рисунке 3.67, СКИ может быть разложен на 64 импульса меньшей амплитуды. Для этого выполнены аналогичные действия из п. 2.4.1. Сначала определены задержки каждого из 64 основных импульсов разложения. Затем, с помощью них сформулированы условия полного разложения СКИ в МЛ с лицевой связью из трех витков:

$$2l_3\tau_{e3}\geq t_{\sum}, \tag{3.28}$$

$$l_3\tau_{o3}-l_3\tau_{e3}\geq t_{\sum}, \tag{3.29}$$

$$2l_2\tau_{e2}-2l_3\tau_{o3}\geq t_{\sum}, \tag{3.30}$$

$$l_2\tau_{o2}-l_2\tau_{e2}-2l_3\tau_{o3}\geq t_{\sum}, \tag{3.31}$$

$$2l_1\tau_{e1}-2l_2\tau_{o2}-2l_3\tau_{o3}\geq t_{\sum}, \tag{3.32}$$

$$l_1\tau_{o1}-l_1\tau_{e1}-2l_2\tau_{o2}-2l_3\tau_{o3}\geq t_{\sum}, \tag{3.33}$$

где τ_{o3} и τ_{e3} – погонные задержки нечетной и четной мод витка 3.

Выполним проверку условий (3.28)–(3.33). Они одновременно выполняются при l_1=5120 мм, l_2=640 мм, l_3=80 мм. Форма напряжения при этом представлена на рисунке 3.68.

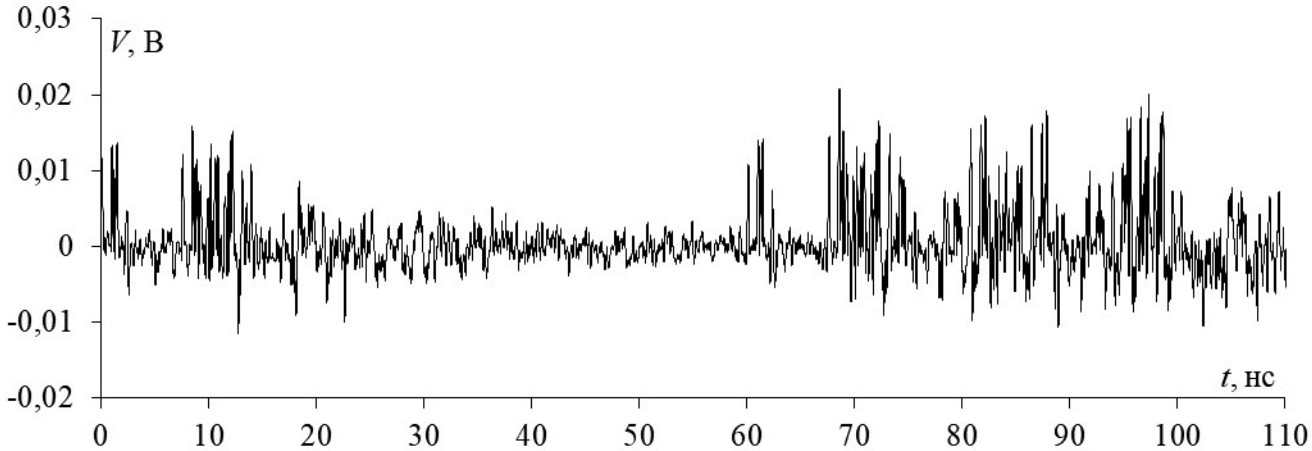


Рисунок 3.68 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью из трех витков при выполнении условий (3.28)–(3.33)

Видно, что воздействующий СКИ стал на выходе последовательностью из 64 основных импульсов с амплитудой напряжения не более 21 мВ. Также на выходе линии есть импульсы, вызванные отражениями от стыков между полувитками, витками и концов линии.

Рассмотрено разложение СКИ в МЛ с лицевой связью из трех витков, соединенных последовательно. Сформулированы условия такого разложения. В результате, ослабление СКИ в МЛ с лицевой связью из трех витков составило 24,11 раза (относительно Е/2).

3.3.3 Линия с лицевой связью из произвольного числа витков

Здесь исследовано полное разложение СКИ в МЛ из произвольного числа витков, сформулированы условия его разложения и показана возможность ослабления СКИ в МЛ из 4 и 5 витков [283, 465, 466].

Условия для одного витка МЛ с лицевой связью и МЛ из двух и трех витков в п. 3.1 и 3.3 имеют ряд сходств: задержка четной моды каждого витка должна быть не меньше суммы задержек нечетных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ, а половина задержки нечетной моды каждого витка должна быть не меньше суммы половины задержки четной моды данного витка, нечетных мод всех последующих витков и общей длительности входного импульса. Из этого сформулированы условия разложения СКИ в МЛ с лицевой связью из произвольного числа витков:

$$2l_n\tau_{en} \geq \sum_{i=n+1}^{N} 2l_i\tau_{oi} + t_{\sum}\ ,\ n=1,\ \ldots,\ N, \tag{3.34}$$

$$l_n\tau_{on} \geq l_n\tau_{en} + \sum_{i=n+1}^{N} 2l_i\tau_{oi} + t_{\sum}\ ,\ \ n=1,\ \ldots,\ N, \tag{3.35}$$

где N – число витков в линии. Так, подставляя вместо n поочередно от 1 до N, получим условия разложения СКИ в МЛ из N витков с лицевой связью. При N=2 после алгебраических преобразований (3.34) и (3.35) сводятся к (3.24)–(3.27) из п. 2.4.1, а N=3 –(3.28)–(3.33) из п. 2.4.1.

Известно [439], что в одном витке МЛ с лицевой связью распространяются две моды, каждая со своей погонной задержкой: четная (τ_e) и нечетная (τ_o), а также в МЛ с лицевой связью присутствует дополнительный импульс, с погонной задержкой $(\tau_o+\tau_e)/2$. Кроме того, в витке МЛ есть перекрестная помеха на ближнем конце линии, которая приходит к выходу линии без задержки. Примечательно, что эти 4 импульса также будут присутствовать в каждом последующем витке, соединенном последовательно. Таким образом, количество основных импульсов разложения СКИ в структурах из п. 3.3.1 и п. 3.3.2 может быть вычислено по формуле:

$$N=4^m, \tag{3.36}$$

где m – количество витков в структуре. Пусть T_i – множества, состоящие из произведений погонных задержек перекрестной помехи на ближнем конце, четной моды, дополнительного импульса и нечетной моды на удвоенную длину n-го витка. Тогда выражения для задержек импульсов разложения на выходе структур из п. 3.3.1 и п. 3.3.2 можно определить, как суммы

элементов кортежей, полученных в результате декартового произведения семейства множеств $\{T_1,\ldots,T_m\}$:

$$P_i=\left\{\sum_{j=1\ldots m} c_j | c_j\in \boldsymbol{C}_i,\ i\in\{1,\ldots,N\}\right\},\ \boldsymbol{C}_i\in \boldsymbol{T}_1\times\cdots\times\boldsymbol{T}_m, \tag{3.37}$$

где P_i – задержка i-го импульса разложения, c_j – элементы кортежа C, полученного при декартовом произведении множеств погонных задержек T_i. Отсортировав множество P по возрастанию, получим множество задержек импульсов разложения P_s для МЛ с лицевой связью из любого числа витков. Так, используя (3.37), получены задержки импульсов разложения в п. 2.4.1.

Условия (3.34) и (3.35) апробированы на примере МЛ с лицевой связью из 4 и 5 витков. Поперечные сечения каждого витка этих структур такие же, как на рисунке 3.1, а схемы соединений структур представлены на рисунке 3.69. Параметры поперечного сечения каждого витка, воздействие, $R1$ и $R2$ на концах проводников структур такие же, как в п. 3.3.1.

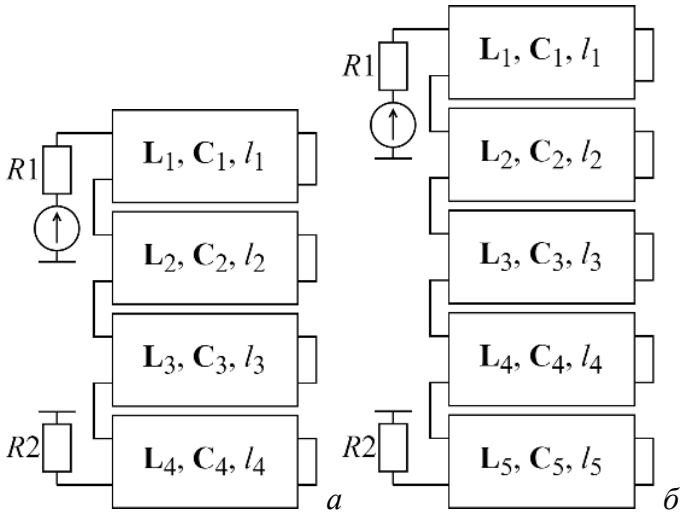


Рисунок 3.69 – Схемы соединений МЛ с лицевой связью из 4 (*а*) и 5 (*б*) витков

Используя (3.34) и (3.35) при N=4 (структура на рисунке 3.69*а*), получим:

$$2l_4\tau_{e4}\geq t_\Sigma, \tag{3.38}$$

$$l_4\tau_{o4}-l_4\tau_{e4}\geq t_\Sigma, \tag{3.39}$$

$$2l_3\tau_{e3}-2l_4\tau_{o4}\geq t_\Sigma, \tag{3.40}$$

$$l_3\tau_{o3}-l_3\tau_{e3}-2l_4\tau_{o4}\geq t_\Sigma, \tag{3.41}$$

$$2l_2\tau_{e2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}\geq t_\Sigma, \tag{3.42}$$

$$l_2\tau_{o2}-l_2\tau_{e2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}\geq t_\Sigma, \tag{3.43}$$

$$2l_1\tau_{e1}-2l_2\tau_{o2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}\geq t_\Sigma, \tag{3.44}$$

$$l_1\tau_{o1}-l_1\tau_{e1}-2l_2\tau_{o2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}\geq t_\Sigma, \tag{3.45}$$

где τ_{o4} и τ_{e4} – погонные задержки нечетной и четной мод витка 4.

Данные условия одновременно выполняются при l_1=40960 мм, l_2=5120 мм, l_3=640 мм, l_4=80 мм. Форма выходного напряжения представлена на рисунке 3.70.

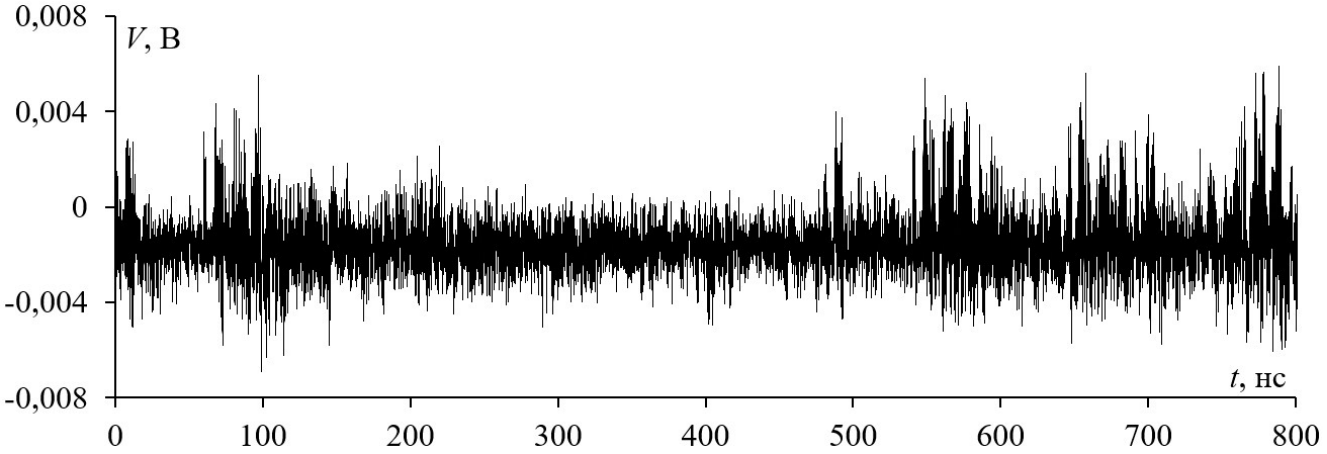


Рисунок 3.70 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью из 4 витков при выполнении условий (3.38)–(3.45)

Видно, что воздействующий СКИ стал на выходе последовательностью из множества импульсов (среди которых 256 основных) с амплитудой не более 6 мВ. Также на выходе линии присутствуют импульсы, вызванные отражениями от стыков между полувитками, витками и концами линии. Таким образом, ослабление СКИ в такой структуре составило 84,9 раза (относительно $E/2$).

Используя (3.34) и (3.35) при N=5 (структура на рисунке 3.69*б*), получим:

$$2l_5\tau_{e5}\geq t_\Sigma, \tag{3.46}$$

$$l_5\tau_{o5}-l_5\tau_{e5}\geq t_\Sigma, \tag{3.47}$$

$$2l_4\tau_{e4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.48}$$

$$l_4\tau_{o4}-l_4\tau_{e4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.49}$$

$$2l_3\tau_{e3}-2l_4\tau_{o4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.50}$$

$$l_3\tau_{o3}-l_3\tau_{e3}-2l_4\tau_{o4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.51}$$

$$2l_2\tau_{e2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.52}$$

$$l_2\tau_{o2}-l_2\tau_{e2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.53}$$

$$2l_1\tau_{e1}-2l_2\tau_{o2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.54}$$

$$l_1\tau_{o1}-l_1\tau_{e1}-2l_2\tau_{o2}-2l_3\tau_{o3}-2l_4\tau_{o4}-2l_5\tau_{o5}\geq t_\Sigma, \tag{3.55}$$

где τ_{o5} и τ_{e5} – погонные задержки нечетной и четной мод витка 5.

Данные условия одновременно выполняются при l_1=327680 мм, l_2=40960 мм, l_3=5120 мм, l_4=640 мм, l_5=80 мм. Форма выходного напряжения представлена на рисунке 3.71 в диапазоне 2000–6000 нс, где находятся импульсы, определяющие амплитуду на выходе.

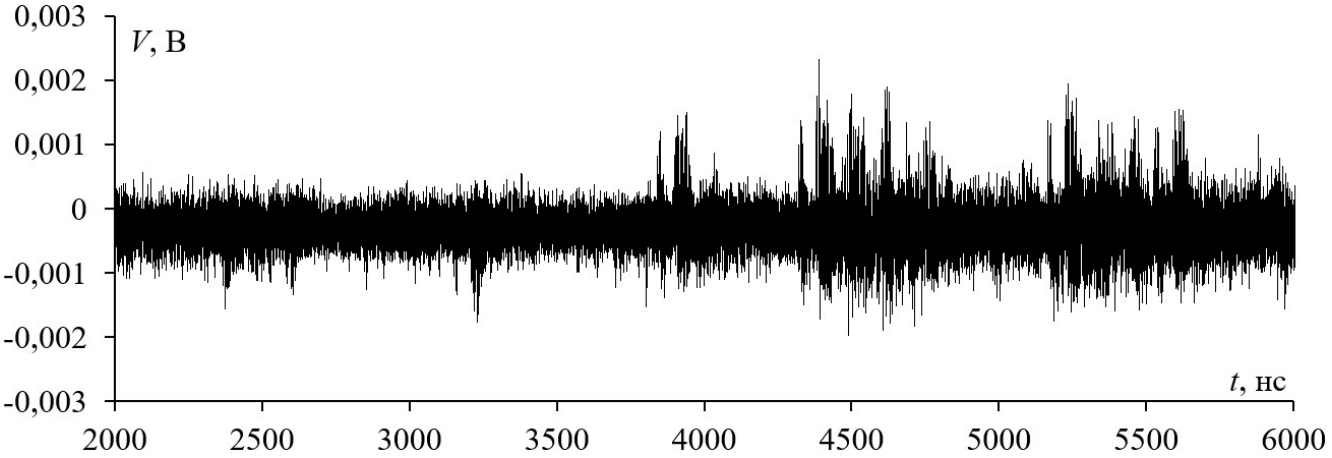


Рисунок 3.71 – Форма напряжения на выходе МЛ с лицевой связью из 5 витков при выполнении условий (3.46)–(3.55)

Видно, что воздействующий СКИ стал на выходе последовательностью из множества импульсов (среди которых 1024 основных) с амплитудой напряжения не более 2 мВ. Также на выходе линии есть импульсы, вызванные отражениями от стыков между полувитками, витками и концов линии. Таким образом, ослабление СКИ в МЛ с лицевой связью из 5 витков составило 213,9 раза (относительно $E/2$).

Рассмотрено разложение СКИ в МЛ с лицевой связью из произвольного числа витков, соединенных последовательно. Представлены универсальные условия, позволяющие полное разложение СКИ в такой МЛ. Они апробированы на МЛ из 2–5 витков. Выполнение этих условий дало ослабление СКИ в структуре из 2 витков – 9 раз, из 3 – 21 раз, из 4 – 85 раз, из 5 – 214 раз. Параметры многовитковых МЛ с лицевой связью получены эвристическим поиском по критерию выполнения сформулированных условий без учета реальных ограничений. Это сделано для проверки сформулированных условий и демонстрации возможности разложения СКИ в таких структурах. Поэтому при их практической реализации надо учитывать реалии.

3.3.3.1 Совершенствование анализа распространения импульсных сигналов в структурах из *N* каскадов связанных линий

При анализе различных конфигураций устройств защиты от СКИ, основанных на последовательном соединении нескольких витков без связи между ними, необходим непрерывный анализ задержек и амплитуд импульсов на выходе устройства. Эта задача трудоемкая и занимает много времени при ручном расчете, но ее можно автоматизировать. В системе TUSUR.EMC есть инструменты экспорта погонных параметров структур в текстовый файл. Это дает возможность составить алгоритм вычисления задержек импульсов на выходе каждого витка на основе универсальных условий (3.34) и (3.35). На основе вычисленных задержек и длительности входного воздействия легко определить временной диапазон каждого из импульсов разложения, что дает возможность найти его максимальную амплитуду и

задержку на основе отклика и позволяет выделить их на отклике графически с использованием соответствующего модуля [467].

Используя (3.37) и полученные в TUSUR.EMC задержки, выбирается точка, имеющая абсциссу равную значению задержки импульса, и точка с абсциссой большей на длительность входного импульса воздействия. Так на графике «отсекается» область, в которой находится конкретный импульс разложения. Далее в данных областях выбирается максимальное по модулю значение ординаты – искомая максимальная амплитуда импульса. Стоит отметить, что импульсы на выходе линии могут накладываться друг на друга, что может привести к росту амплитуды. Для учета этого в модуль добавлена проверка наложения временных диапазонов импульсов разложения. В случае наложения они выделяются.

Для программной реализации использовался язык программирования Python, поскольку его стандартные библиотеки включают все необходимые для разрабатываемого модуля функции, а алгоритм, написанный на нём, может быть интегрирован в TUSUR.EMC. Для работы в программном модуле, сначала в него импортируется текстовый файл, содержащий данные для построения временного отклика на выходе структуры. Далее импортируются: погонные задержки импульсов мод витка, его длина, а также указывается наличие перекрестной наводки на ближнем конце (для многокаскадных структур на основе МЛ). Импорт этих данных может быть прямо из TUSUR.EMC.

На рисунке 3.72 изображено главное окно модуля. Область 1 содержит кнопки для выбора текстовых документов с данными для построения отклика и элементы для задания параметров одного или более каскадов. Область 2 содержит консоль для уведомлений о загрузке текстовых файлов, добавлении или удалении каскадов, их параметры, задержки основных импульсов разложения, амплитуды каждого из них, амплитуду на выходе линии. Область 3 предназначена для ввода длительности импульсного воздействия, расчета задержек импульсов и вывода отклика в область 4. Также в области 3 содержатся кнопки для включения и выключения линий, отображающих начало и конец импульсов разложения, а также переключатель, отвечающий за включение отображения дополнительных импульсов в асимметричных структурах. Область 4 нужна для демонстрации временного отклика, на котором отображается положение каждого импульса разложения на временной оси, отображаются состояние наложения импульсов друг на друга (линии зеленым цветом – основные импульсы не накладываются друг на друга, а красным – накладываются) и максимальная амплитуда каждого импульса разложения. Также область 4 содержит инструменты масштабирования, перемещения и сохранения отклика. Реализованные инструменты значительно упрощают анализ и понимание модальных искажений в многокаскадной структуре. Модуль позволяет выполнять анализ во

временной области структур не только на основе МЛ, но и простых связанных линий и модальных фильтров, в том числе, соединенных последовательно.

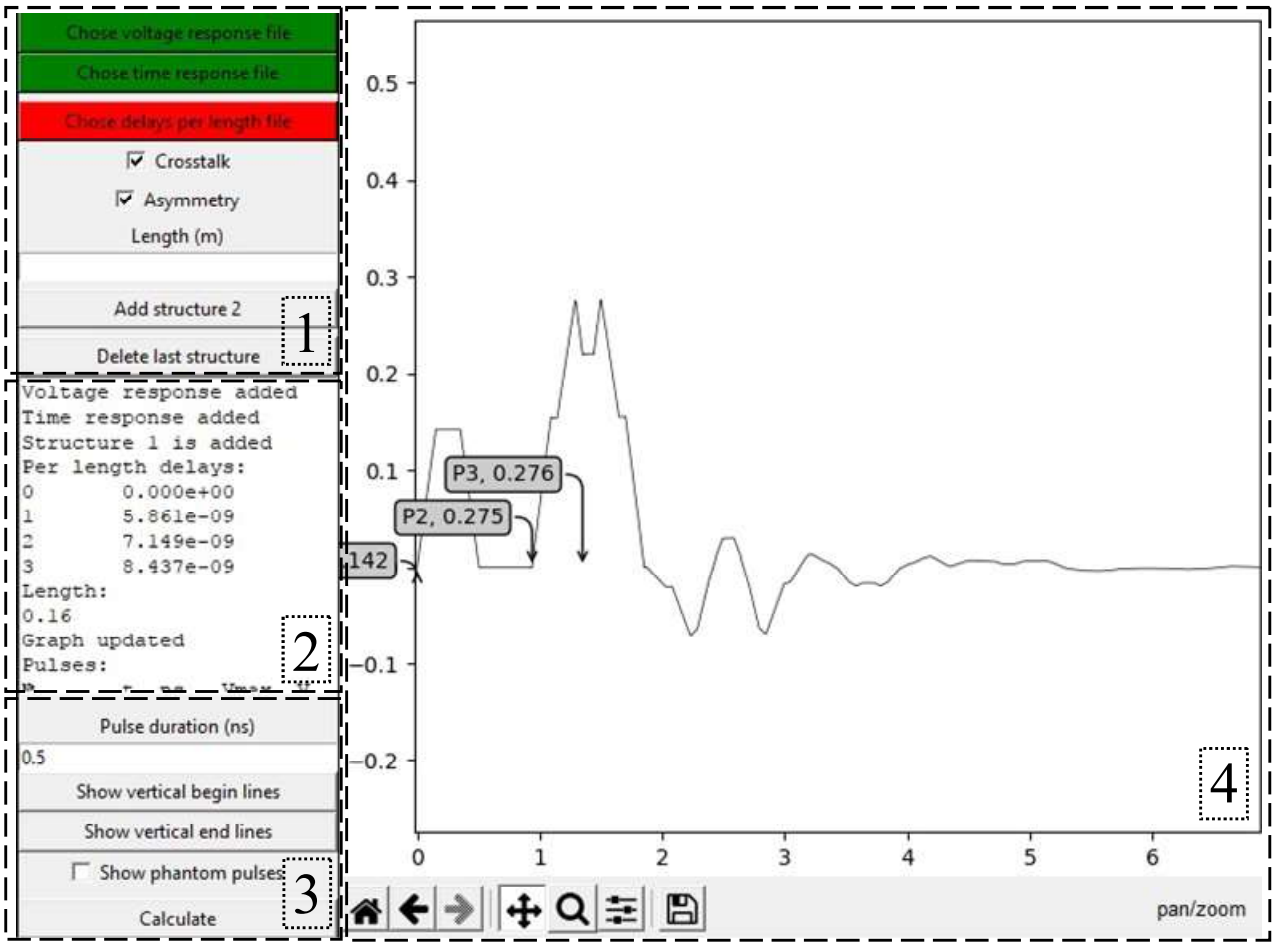


Рисунок 3.72 – Вид окна разработанного модуля

Выполнена проверка работоспособности модуля на примере МЛ с лицевой связью из 4 витков, соединенных последовательно. Поперечное сечение каждого витка такое же, как на рисунке 3.1. Параметры поперечного сечения всех витков приведены в таблице 3.9, а длины l_1 =40960 мм, l_2 =5120 мм, l_3 =640 мм, l_4 =80 мм, где индексы обозначают номер витка. Тогда значения τ_o и τ_e каждого витка такой МЛ такие же, как у МЛ из 2 и 3 витков. Форма сигнала на выходе МЛ из 4 витков показана на рисунке 3.73.

Таблица 3.9 – Параметры поперечного сечения витков МЛ с лицевой связью

w, мкм	t, мкм	s, мкм	h, мкм	ε_r
8447	4846	2482	9118	10,6

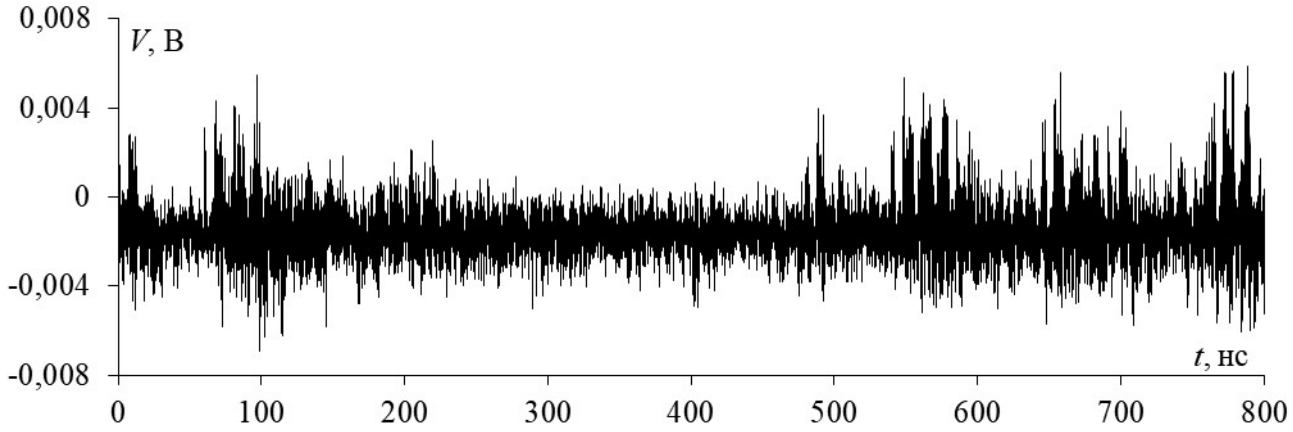


Рисунок 3.73 – Форма сигнала на выходе МЛ с лицевой связью из 4 витков, соединенных каскадно

Видно, что СКИ на выходе исследуемой структуры представлен множеством импульсов (среди них 256 основных), а их амплитуда не превышает 0,006 В. Также отклик содержит импульсы из-за отражений от стыков между полувитками, витками и окончаний. Ослабление составило 84,9 раза. Для проверки выполнения условий полного разложения СКИ в такой МЛ её параметры загружены в программный модуль, а полученные с его помощью результаты визуализации показаны на рисунке 3.74.

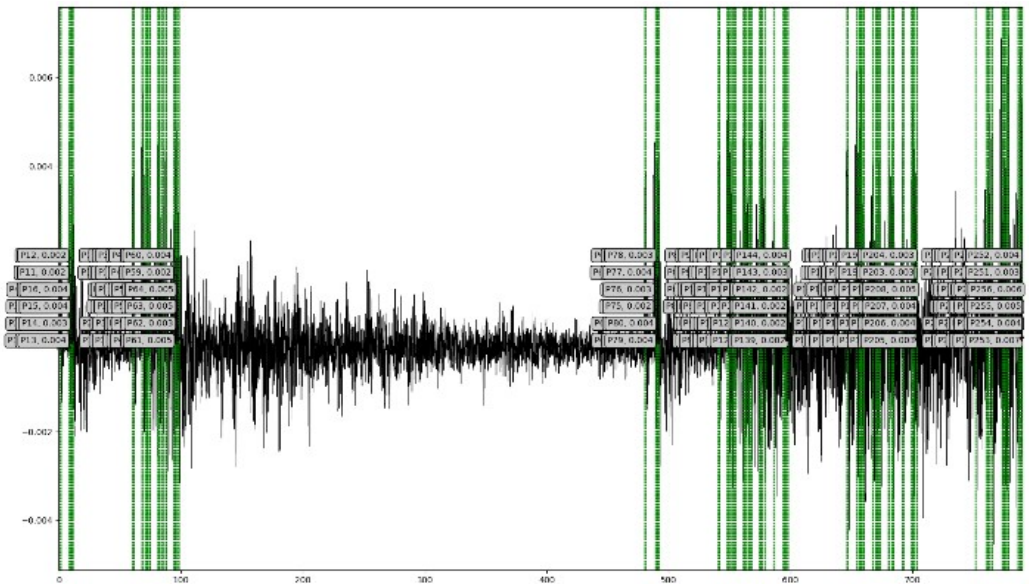


Рисунок 3.74 – Визуализация автоматизированного анализа формы напряжения на выходе МЛ с лицевой связью из 4 витков, соединенных последовательно

Видно, что все вертикальные линии, указывающие на начало и конец импульсов разложения, зеленого цвета. Это означает, что в структуре обеспечено полное разложение СКИ на ее выходе. При наложении импульсов, вместо зеленых линий отображаются красные (рисунок 3.75).

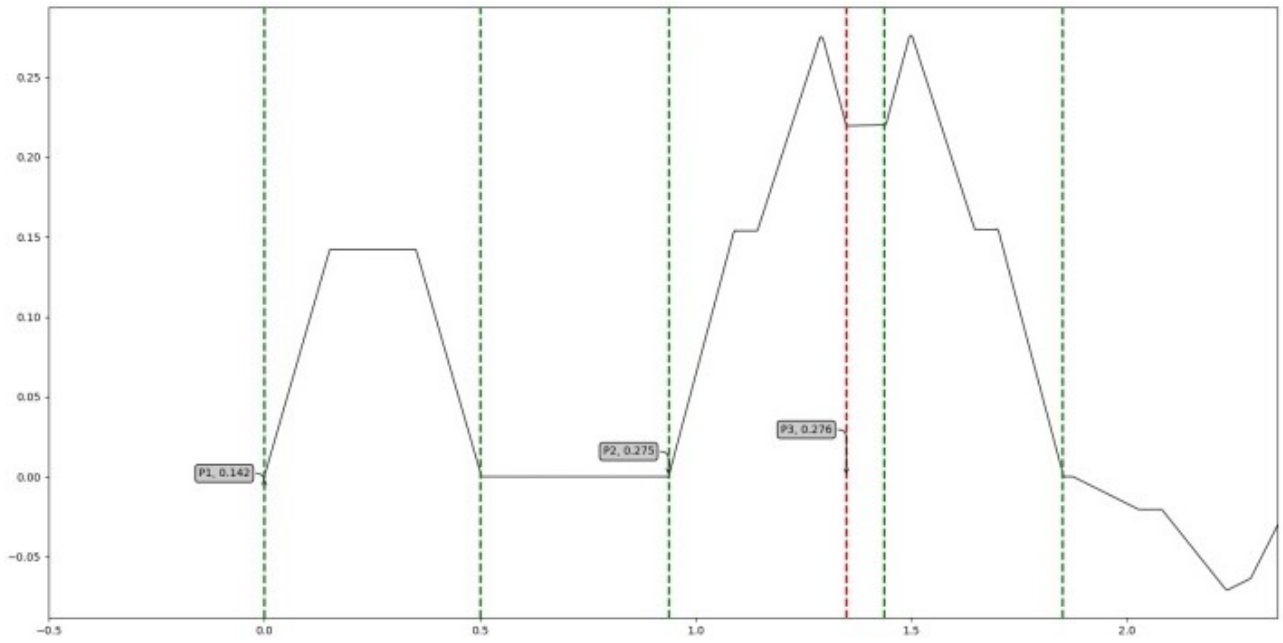


Рисунок 3.75 – Индикация наложения импульсов разложения
в окне визуализации программного модуля

Кратко представлены функциональные возможности нового программного модуля системы TUSUR.EMC, предназначенного для удобства анализа отклика многовитковых структур. Представлена демонстрация работы модуля на примере структуры из 4 витков с лицевой связью. Представленные результаты позволяют существенно упростить и ускорить анализ многовитковых структур на основе МЛ, модальных фильтров или простых связанных линий.

3.4 Основные результаты раздела

1. Для защиты от СКИ предложен виток МЛ с лицевой связью. Показано разложение СКИ в витке с его ослаблением до 2,14 раза. Сформулированы условия такого разложения. Выявлено, что на его выходе из-за асимметрии есть дополнительный импульс. Его учет с выполнением соответствующих условий для защитной МЛ с лицевой связью увеличил ослабление СКИ до 3,42 раза. Добавление пассивного проводника в структуру МЛ с лицевой связью увеличило ослабление СКИ до 5,88 раза. Выявлено, что выбором параметров линии можно уменьшить влияние T на ее характеристики. В результаты анализа влияния T на характеристики витка с учетом воды и льда выявлено, что при оптимальных параметрах отклонение характеристик от исходных при воздействии воды и льда изменяется, что важно для практики. Сформулированы многокритериальные целевые функции для разложения СКИ на последовательность импульсов с минимизацией их амплитуд. Они могут быть использованы при реализации устройства, на этапе оптимизации его реальных геометрических параметров (в соответствии с технологическими возможностями производителей ПП). Выявлено, что ГА или

ЭС применимы совместно с температурной моделью для параметрической оптимизации с учетом *T*, в том числе для нахождения параметров поперечного сечения, при которых отклонение характеристик от заданных при изменении *T* минимально, что важно для практики при разработке РЭС, предназначенной для эксплуатации в жестких климатических условиях с широким диапазоном температур, например, в авионике или специальной технике. Выполнена однокритериальная и многокритериальная параметрическая оптимизация витка с учетом воды и льда посредством ГА, а также ЭС по амплитудному критерию. Посредством ГА с учетом воды и льда получены оптимальные параметры, дающие минимальную амплитуду на выходе для всех трех случаев (лед, вода и воздух). Посредством ЭС получены оптимальные параметры, обеспечивающие минимальную амплитуду на выходе при наличии воды и льда.

2. Для защиты от ЭСР с формой тока близкой к 3-й степени жесткости по стандарту IEC 61000-4-2 предложен виток МЛ с лицевой связью. Показано разложение ЭСР в витке с его ослаблением в 1,61 раза. Сформулированы условия такого разложения. Также определено, что согласно стандарту IPC-2221A в такой МЛ рабочий ток может достигать 2,31 А, а напряжение – до 1,1 кВ.

3. Для защиты от СКИ предложены виток меандровой МПЛ с 1 и 2 пассивными проводниками, а также виток меандровой МПЛ с 2 пассивными проводниками, свернутый в витки с усиленной связью. Показаны разложение СКИ в витке с 1 пассивным проводником и его ослабление до 5,38 раза, с 2 – 5,45 раза, а в свернутом витке – до 17,6 раза. Сформулированы условия такого разложения. Выявлено, что дополнительное сворачивание витка меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками позволяет дополнительно уменьшить амплитуду СКИ. Кроме того, согласно анализу *N*-норм, такое сворачивание совместно с пассивными проводниками позволяет снизить вероятность электрического пробоя, а также уменьшить вероятность дугового разряда и вероятность диэлектрического пробоя. Кроме этого, показано ослабление ЭСР в свернутом витке до 2,54 раза.

4. Для защиты от СКИ предложены МЛ с лицевой связью из двух и более витков, соединенных последовательно. Для 2 витков показано разложение СКИ с его ослаблением до 9,3 раза, из 3 – 24,11 раза, из 4 – 84,9 раза, а из 5 – 213,9 раза. Для структур из 2 и 3 витков сформулированы условия такого разложения. Кроме того, сформулированы условия разложения СКИ в асимметричных структурах МЛ из любого числа витков и апробированы на структурах из 2 и 3 витков, а также использованы для разложения СКИ в структурах из 4 и 5 витков.

5. Кратко представлены возможности нового программного модуля системы TUSUR.EMC, предназначенного для удобства анализа отклика многовитковых структур. Представлена работа модуля на примере структуры из 4 витков с лицевой связью. Модуль

позволяет существенно упростить и ускорить анализ многовитковых структур на основе МЛ, модальных фильтров или простых связанных линий.

Таким образом, предложены одновитковые и многовитковые устройства на основе МЛ с асимметричным поперечным сечением для защиты РЭС от СКИ, отличающиеся использованием искажений в МЛ, возникающих вследствие связей между её проводниками, различия скоростей распространения мод, асимметрии и последовательного соединения витков. Кроме того, разработано устройство на основе МЛ с лицевой связью для защиты РЭС от кондуктивных помех из-за ЭСР, отличающееся использованием искажений в МЛ, возникающих вследствие связи между её проводниками и различия скоростей распространения мод. Сформулированы аналитические условия для разложения СКИ в устройствах на основе МЛ с асимметричным поперечным сечением и произвольным числом витков, отличающиеся учетом дополнительных импульсов разложения.

4 ГИБРИДНЫЕ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЙ

4.1 Устройства защиты на основе модальных фильтров и меандровых линий, соединенных последовательно

Здесь рассмотрена возможность защиты РЭА от СКИ гибридными устройствами на основе МФ и МЛ, соединенных последовательно [283, 370, 468–471].

4.1.1 Устройство защиты на основе 3-проводного модального фильтра и меандровой микрополосковой линии

Моделировалось устройство защиты на основе 3-проводного МФ и меандровой МПЛ, поперечные сечения которых представлены на рисунке 4.1, где для МФ и МЛ соответственно $w_{МФ}$ и $w_{МЛ}$ – ширины проводников; $t_{МФ}$ и $t_{МЛ}$ – толщины проводников; $s_{1МФ}$, $s_{2МФ}$ и $s_{МЛ}$ – расстояния между проводниками; $h_{МФ}$ и $h_{МЛ}$ – толщины подложки; $\varepsilon_{rМФ}$ и $\varepsilon_{rМЛ}$ – относительные диэлектрические проницаемости подложки. Схема соединений устройства представлена на рисунке 4.2, где $R1=R2=R3=R4=R5=R6=50$ Ом. Для воздействия выбран СКИ из рисунка 2.3.

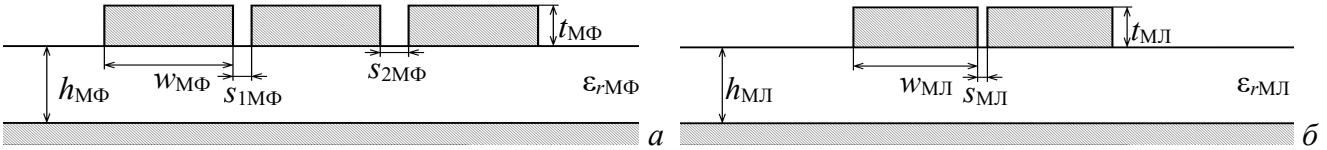


Рисунок 4.1 – Поперечные сечения 3-проводного МФ (*а*) и меандровой МПЛ (*б*)

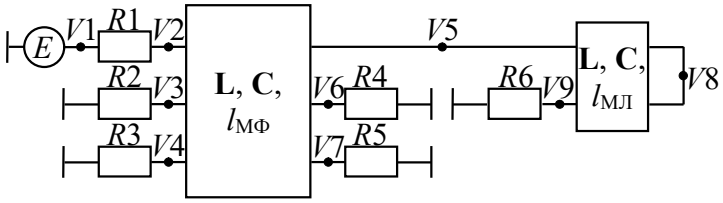


Рисунок 4.2 – Схема соединений 3-проводного МФ и меандровой МПЛ

Известно [254], что при определенных параметрах поперечного сечения МФ, число импульсов разложения на выходе равно числу проводников МФ (на выходе 2-проводного МФ может наблюдаться 2 импульса, 3-проводного – 3 импульса и т.д.), а с их ростом уменьшается амплитуда СКИ на выходе МФ. Также известно [378], что на выходе одновитковой меандровой МПЛ при оптимальных параметрах ее поперечного сечения будут наблюдаться 3 основных импульса разложения (перекрестная наводка на ближнем конце линии и импульсы нечетной и четной мод линии). Таким образом, при оптимальных параметрах поперечных сечений 3-проводного МФ и меандровой МПЛ, включенных последовательно, на выходе будет 9 основных импульсов разложения (*И*1–*И*9), поскольку каждый из 3 импульсов с выхода 3-проводного МФ

будет раскладываться еще на 3 импульса в меандровой МПЛ. Однако, для такого разложения необходимо обеспечить соответствующие условия.

Как отмечено ранее, число мод в многопроводных МПЛ, равно числу проводников, и каждая мода имеет определенную погонную задержку [254]. Так, в 3-проводном МФ распространяются 3 моды, каждая со своей погонной задержкой (τ_1, τ_2, τ_3), а в одновитковой меандровой МПЛ – только нечетная (τ_o) и четная (τ_e) моды. Важно отметить, что в меандровой МПЛ также имеется перекрестная наводка на ближнем конце, которая приходит без задержки. Тогда, зная погонные задержки каждой из мод и длины $l_{МФ}$ и $l_{МЛ}$, можно определить задержки каждого из основных импульсов разложения ($t_{И1}$–$t_{И9}$) на выходе исследуемого устройства, аналогично [422]: $t_{И1}=\tau_1 l_{МФ}$, $t_{И2}=\tau_1 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}$, $t_{И3}=\tau_1 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}$, $t_{И4}=\tau_2 l_{МФ}$, $t_{И5}=\tau_2 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}$, $t_{И6}=\tau_2 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}$, $t_{И7}=\tau_3 l_{МФ}$, $t_{И8}=\tau_3 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}$, $t_{И9}=\tau_3 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}$.

Для полного разложения СКИ на выходе устройства необходимо, чтобы задержка каждого последующего импульса была не меньше задержки предыдущего, просуммированной с общей длительностью СКИ, иначе импульсы будут накладываться друг на друга. Зная выражения, определяющие задержки *И*1–*И*9, это может быть обеспечено следующим рядом условий

$$\tau_1 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}\geq\tau_1 l_{МФ}+t_{\Sigma}, \quad (4.1)$$

$$\tau_1 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}\geq\tau_1 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}+t_{\Sigma}, \quad (4.2)$$

$$\tau_2 l_{МФ}\geq\tau_1 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}+t_{\Sigma}, \quad (4.3)$$

$$\tau_2 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}\geq\tau_2 l_{МФ}+t_{\Sigma}, \quad (4.4)$$

$$\tau_2 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}\geq\tau_2 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}+t_{\Sigma}, \quad (4.5)$$

$$\tau_3 l_{МФ}\geq\tau_2 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}+t_{\Sigma}, \quad (4.6)$$

$$\tau_3 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}\geq\tau_3 l_{МФ}+t_{\Sigma}, \quad (4.7)$$

$$\tau_3 l_{МФ}+\tau_e 2l_{МЛ}\geq\tau_3 l_{МФ}+\tau_o 2l_{МЛ}+t_{\Sigma}. \quad (4.8)$$

После простых алгебраических преобразований, (4.1), (4.4), (4.7) примут следующий одинаковый вид

$$\tau_o 2l_{МЛ}\geq t_{\Sigma}, \quad (4.9)$$

а (4.2), (4.5) и (4.8) –

$$\tau_e 2l_{МЛ}\geq\tau_o 2l_{МЛ}+t_{\Sigma}. \quad (4.10)$$

Таким образом, для разложения СКИ на 9 импульсов в последовательно соединенных 3-проводном МФ и меандровой МПЛ необходимо выполнить условия (4.3), (4.6), (4.9) и (4.10).

С учетом (4.3), (4.6), (4.9) и (4.10) выполнен эвристический поиск оптимальных параметров поперечных сечений МФ и меандровой МПЛ. Получены следующие параметры МФ: $w_{МФ}$=0,5 мм, $t_{МФ}$=0,2 мм, $h_{МФ}$=1,5 мм, $s_{1МФ}$=10 мкм, $s_{2МФ}$=90 мкм и $\varepsilon_{rМФ}$=25. Оптимальные

параметры поперечного сечения меандровой МПЛ следующие: $w_{МЛ}$=0,5 мм, $t_{МЛ}$=0,3 мм, $h_{МЛ}$=0,5 мм, $s_{МЛ}$=32 мкм и $\varepsilon_{rМЛ}$=80.

Вычисленные матрицы **C** и **L** МФ:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 701,788 & -522,889 & -25,7018 \\ -522,889 & 833,382 & -209,232 \\ -25,7018 & -209,232 & 393,704 \end{bmatrix} \text{ пФ/м, } \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 436,439 & 408,047 & 311,67 \\ 408,047 & 432,014 & 327,158 \\ 311,67 & 327,158 & 471,996 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}$$

Вычисленные матрицы **C** и **L** меандровой МПЛ:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 1,79082 & -0,795507 \\ -0,795507 & 1,79082 \end{bmatrix} \text{ нФ/м, } \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 278,427 & 229,597 \\ 229,597 & 278,427 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}$$

Из матриц **C** и **L** вычислены погонные задержки мод МФ (τ_1=5,70 нс/м, τ_2=9,09 нс/м, τ_3=12,54 нс/м) и меандровой МПЛ (τ_o=11,24 нс/м, τ_e=22,49 нс/м) [175]. С учетом условий (4.3), (4.6), (4.9) и (4.10) получены длины МФ и меандровой МПЛ: $l_{МФ}$=1200 мм и $l_{МЛ}$=50 мм.

Дополнительно вычислены задержки 9 основных импульсов: $t_{И1}$=6,85 нс, $t_{И2}$=7,97 нс, $t_{И3}$=9,09 нс, $t_{И4}$=10,92 нс, $t_{И5}$=12,04 нс, $t_{И6}$=13,17 нс, $t_{И7}$=15,04 нс, $t_{И8}$=16,17 нс, $t_{И9}$=17,29 нс. Видно, что задержка каждого из них больше, чем предыдущего, более, чем на 0,2 нс.

Для подтверждения вышеописанного вычислен отклик исследуемого устройства на воздействие СКИ. На рисунке 4.3 представлена форма выходного напряжения в диапазоне 6–18 нс (поскольку после 18 нс наблюдаются только отражения с меньшей амплитудой) при выполнении условий (4.3), (4.6), (4.9) и (4.10). Также рассмотрены случаи, когда условия (4.3), (4.6), (4.9) и (4.10) не выполняются: сначала (4.3) и (4.6) при $l_{МФ}$=700 мм и t_{Σ}=0,3 нс (рисунок 4.4), затем (4.9) при $s_{МЛ}$=10 мкм, $\varepsilon_{rМЛ}$=40, $l_{МЛ}$=15 мм, $l_{МЛ}$=1200 мм и t_{Σ}=0,2 нс (рисунок 4.5) и наконец, (4.10) при $\varepsilon_{rМЛ}$=10, $l_{МЛ}$=25 мм, $s_{МЛ}$=32 мкм, $l_{МФ}$=1200 мм и t_{Σ}=0,2 нс (рисунок 4.6).

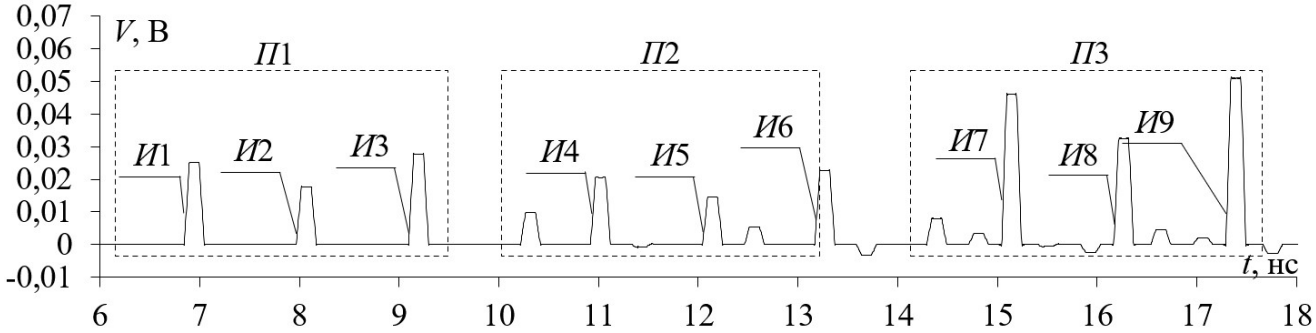


Рисунок 4.3 – Форма напряжения на выходе устройства при выполнении условий (3), (6), (9) и (10)

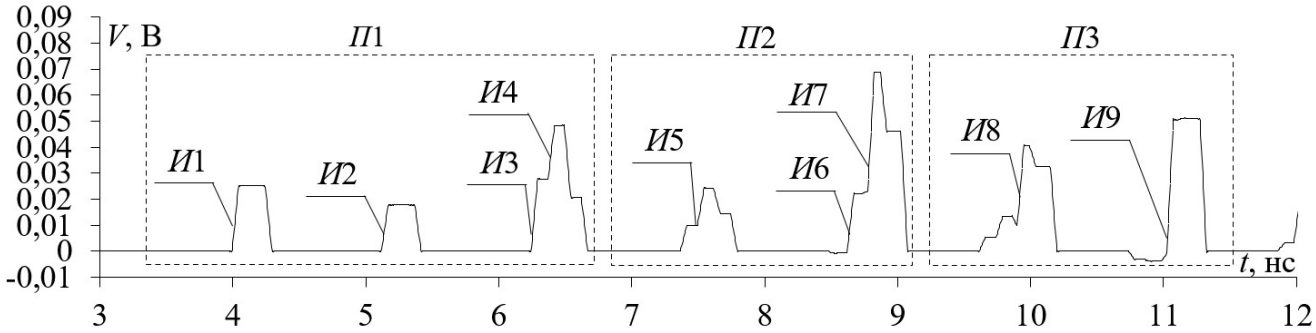


Рисунок 4.4 – Форма напряжения на выходе устройства при $l_{мф}$=700 мм и t_{Σ}=0,3 нс

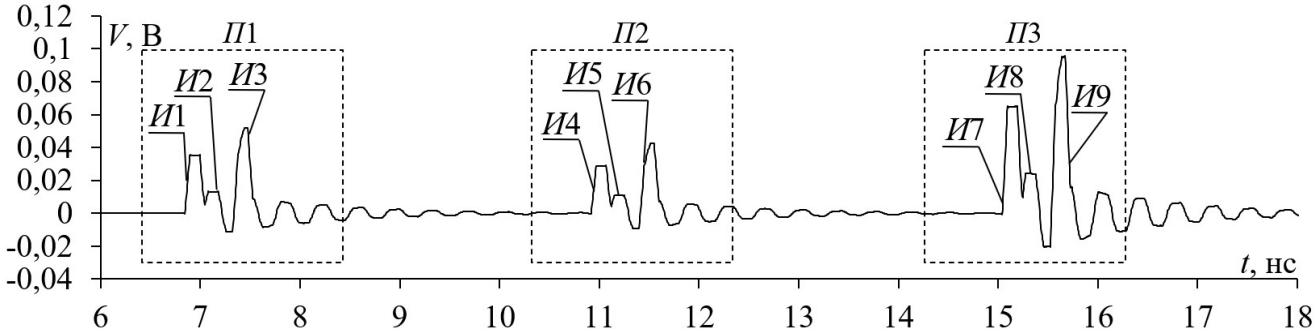


Рисунок 4.5 – Форма напряжения на выходе устройства при $s_{МЛ}$=10 мкм, $l_{МЛ}$=15 мм, $\varepsilon_{rМЛ}$=40, $l_{МФ}$=1200 мм и t_{Σ}=0,2 нс

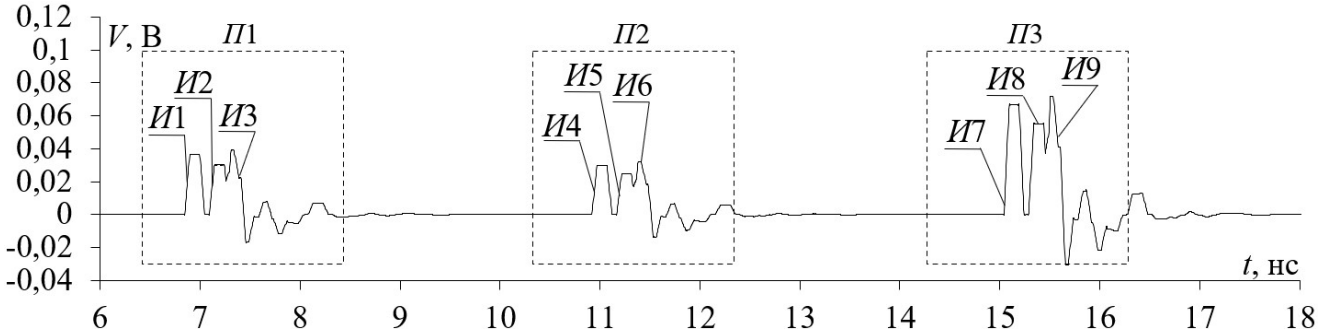


Рисунок 4.6 – Форма напряжения на выходе устройства при $\varepsilon_{rМЛ}$=10, $l_{МЛ}$=25 мм, $s_{МЛ}$=32 мкм, $l_{МФ}$=1200 мм и t_{Σ}=0,2 нс

Из рисунка 4.3 видно, что форма напряжения на выходе представлена рядом импульсов с амплитудой не более 52 мВ. Первая последовательность импульсов (*П*1) является результатом разложения импульса первой моды с выхода МФ на перекрестную наводку, нечетную и четную моды в меандровой МПЛ, вторая (*П*2) – второй, а третья (*П*3) – третьей. Так, *И*1, *И*4 и *И*7 являются перекрестными наводками в конце меандровой МПЛ (узел *V*9) от импульсов первой ($И_{М1}$), второй ($И_{М2}$) и третьей ($И_{М3}$) мод, соответственно, пришедших с выхода МФ в узел *V*5. При этом *И*2 и *И*3 являются импульсами нечетной и четной мод меандровой МПЛ от $И_{М1}$, *И*5 и *И*6 – от $И_{М2}$, *И*8 и *И*9 – от $И_{М3}$. Также видно, что на выходе устройства есть импульсы меньшей амплитуды (по сравнению с основными), вызванные отражениями. В результате ослабление СКИ на выходе устройства составило 9,6 раза (относительно *E*/2).

Из рисунка 4.4 видно, что *И*3 накладывается на *И*4, а *И*6 накладывается на *И*7. Также видно, что на *И*8 накладываются импульсы, вызванные отражениями. Кроме того, время

прихода всех импульсов уменьшилось (по сравнению с рисунком 4.3): *И*1 – до 3,99 нс, а *И*9 – до 11,02 нс. Амплитуда выходного напряжения составила 69 мВ. После подстановки значений переменных в (4.3) получается 6,37 нс ≤ 6,44 нс, а в (4.6) – 8,77 нс ≤ 8,82 нс.

Из рисунка 4.5 видно, что фронты импульсов нечетной моды *И*2, *И*5 и *И*8 накладываются на спады импульсов *И*1, *И*4 и *И*7. Амплитуда выходного напряжения составила 94 мВ. После подстановки значений переменных в (4.9) получается 0,18 нс ≤ 0,2 нс.

Из рисунка 4.6 видно, что $И_{М1}$, $И_{М2}$ и $И_{М3}$ не полностью раскладываются на импульсы *И*2, *И*5, *И*8 и *И*3, *И*6, *И*9. При этом амплитуда напряжения на выходе линии составила 72 мВ. После подстановки значений переменных в (4.9) получается 0,41 нс ≤ 0,45 нс.

Таким образом, продемонстрировано разложение СКИ в устройстве из 3-проводного МФ и меандровой МПЛ. Сформулирован ряд условий такого разложения. При их выполнении получено ослабление СКИ 9,6 раза (относительно Е/2). Параметры, обеспечивающие необходимые условия, трудно реализовать на практике (например, из-за малого и большого значений $s_{1МФ}$ и $\varepsilon_{rМЛ}$ соответственно), а длина МФ ($l_{МФ}$=1200 мм) велика, например, для использования в бортовой радиоэлектронной аппаратуре. Для применения такого устройства, может понадобиться его согласование с трактом 50 Ом, внимание которому не уделено. Однако, выполнение необходимых условий возможно за счет выбора других значений параметров поперечного сечения (реализуемых на практике), обеспечивающих также согласование линии с трактом. Это выполнимо посредством ГА, позволяющих найти оптимальные параметры, задавая их диапазон, а также один или несколько критериев оптимизации. Таким образом, результаты позволяют утверждать, что выполнение ряда условий в устройстве, состоящем из 3-проводного МФ и меандровой МПЛ, минимизирует амплитуду СКИ за счет его разложения на 3 импульса мод в 3-проводном МФ, а затем каждого из них – на перекрестную наводку и импульсы нечетной и четной мод в меандровой МПЛ.

4.1.2 Устройства защиты на основе 3- и 4-проводных модальных фильтров и меандровой линии с лицевой связью

Моделировались два устройства защиты: на основе 3-проводного МФ и МЛ с лицевой связью (далее структура 1) и аналогичное, но с 4-проводным МФ (далее структура 2). Поперечные сечения структур и схема соединений структуры 2 представлены на рисунках 4.7 и 4.8 соответственно. Схема соединений структуры 1 такая же, как на рисунке 4.2. Сопротивления на концах проводников структур 1 и 2 взяты по 50 Ом. Воздействовал СКИ, как в п. 4.1.1.

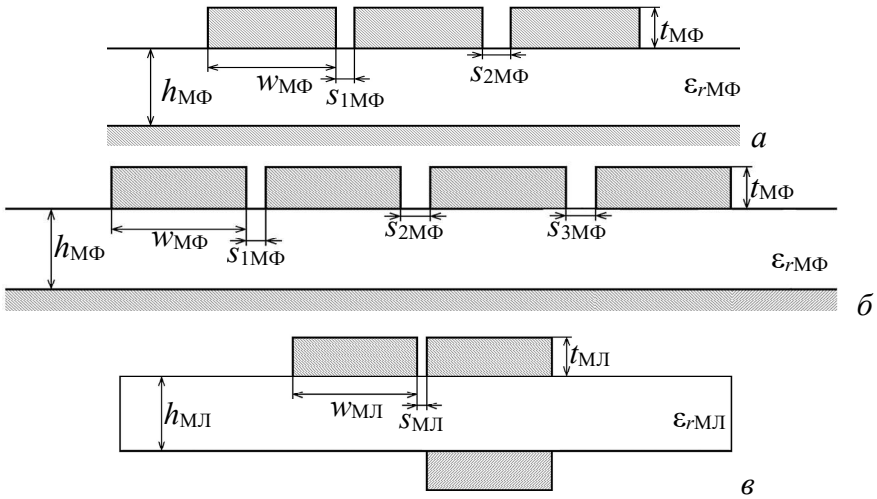


Рисунок 4.7 – Поперечные сечения 3- и 4-проводных МФ (*а* и *б*) и МЛ с лицевой связью (*в*)

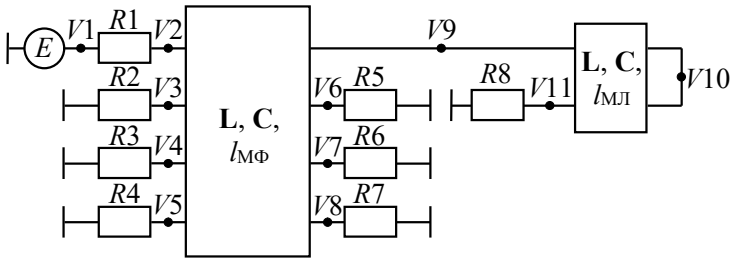


Рисунок 4.8 – Схема соединений структуры 2

В 3-проводном МФ распространяются 3 моды, каждая со своей погонной задержкой (τ_1, τ_2, τ_3, где индексы присвоены в порядке их возрастания), в 4-проводном МФ – 4 моды (τ_1, τ_2, τ_3, τ_4), а в витке МЛ с лицевой связью – четная (τ_e) и нечетная (τ_o) моды и дополнительный импульс ($(\tau_o+\tau_e)/2$). Также в МЛ есть импульс ближней перекрестной наводки, который приходит к концу линии без задержки. Таким образом, СКИ в структуре 1 может быть разложен на 12 импульсов, а в структуре 2 – на 16. Тогда выражения для задержек импульсов разложения на выходе структуры 1: $t_{И1}=l_{МФ}\tau_1$, $t_{И2}=l_{МФ}\tau_1+2l_{МЛ}\tau_e$, $t_{И3}=l_{МФ}\tau_1+l_{МЛ}(\tau_o+\tau_e)$, $t_{И4}=l_{МФ}\tau_1+2l_{МЛ}\tau_o$, $t_{И5}=l_{МФ}\tau_2$, $t_{И6}=l_{МФ}\tau_2+2l_{МЛ}\tau_e$, $t_{И7}=l_{МФ}\tau_2+l_{МЛ}(\tau_o+\tau_e)$, $t_{И8}=l_{МФ}\tau_2+2l_{МЛ}\tau_o$, $t_{И9}=l_{МФ}\tau_3$, $t_{И10}=l_{МФ}\tau_3+2l_{МЛ}\tau_e$, $t_{И11}=l_{МФ}\tau_3+l_{МЛ}(\tau_o+\tau_e)$, $t_{И12}=l_{МФ}\tau_3+2l_{МЛ}\tau_o$ (где $l_{МФ}$ и $l_{МЛ}$ – длины МФ и МЛ). Выражения для задержек $t_{И1}$–$t_{И12}$ на выходе структуры 2 аналогичны, но с учетом именно ее погонных задержек, а для задержек импульсов $t_{И13}$–$t_{И16}$: $t_{И13}=l_{МФ}\tau_4$, $t_{И14}=l_{МФ}\tau_4+2l_{МЛ}\tau_e$, $t_{И15}=l_{МФ}\tau_4+l_{МЛ}(\tau_e+\tau_o)$, $t_{И16}=l_{МФ}\tau_4+2l_{МЛ}\tau_o$.

Для полного разложения СКИ на выходе структур 1 и 2 необходимо, чтобы задержка каждого последующего импульса была не меньше задержки предыдущего, просуммированной с общей длительностью СКИ, иначе импульсы будут накладываться друг на друга. Зная выражения для задержек импульсов на выходе структуры 1, это можно обеспечить выполнением условий

$$2l_{МЛ}\tau_e \geq t_{\Sigma}, \qquad (4.11)$$

$$l_{МЛ}\tau_o - l_{МЛ}\tau_e \geq t_{\sum}, \quad (4.12)$$

$$l_{МФ}\tau_2 \geq l_{МФ}\tau_1 + 2l_{МЛ}\tau_o + t_{\sum}, \quad (4.13)$$

$$l_{МФ}\tau_3 \geq l_{МФ}\tau_2 + 2l_{МЛ}\tau_o + t_{\sum}. \quad (4.14)$$

Условия разложения для структуры 2 аналогичны, но с учетом 4 мод, условий (4.11)–(4.14) и дополнительного условия

$$l_{МЛ}\tau_4 \geq l_{МЛ}\tau_3 + 2l_{МЛ}\tau_o + t_{\sum}. \quad (4.15)$$

Анализировалось влияние расстояний между проводниками, а также $\varepsilon_{rМФ}$ 3-проводного МФ на погонные задержки мод и максимальную амплитуду в конце линии (V_{max}). Расстояния между проводниками 1 и 2 изменялись с шагом 50 мкм в диапазоне 1000–1450 мкм, между 2 и 3 – 1420–1870 мкм, а $\varepsilon_{rМФ}$ изменялась в диапазоне 10–100 с шагом 10. Такие диапазоны выбраны на основе результатов предварительного анализа. Исходные параметры 3-проводного МФ: $w_{МФ}$=870 мкм, $t_{МФ}$=315 мкм, $s_{1МФ}$=1200 мкм, $s_{2МФ}$=1620 мкм, $h_{МФ}$=570 мкм, $\varepsilon_{rМФ}$=50, $l_{МФ}$=2600 мм. Полученные зависимости показаны на рисунке 4.9. Из них видно, что рост $s_{1МФ}$ уменьшает τ_1 и увеличивает τ_2 во всем диапазоне, почти не меняя τ_3. Аналогичен характер зависимостей погонных задержек и при изменении $s_{2МФ}$. Более интересны неоднозначные изменения V_{max}: при изменении $s_{1МФ}$ в диапазоне 1000–1100 мкм значение V_{max} возрастает на 4%, затем, до значения $s_{1МФ}$=1250 мкм уменьшается на 10%, а после скачкообразно возрастает на 86%. Значение V_{max} с ростом $s_{2МФ}$ от 1420 мкм до 1620 мкм уменьшается на 12%, а далее с ростом $s_{2МФ}$ до 1870 мкм V_{max} увеличивается на 8%. Примечательно, что при увеличении $s_{2МФ}$ от 1520 до 1570 мкм значение V_{max} не изменяется и составляет 54 мВ. Значение V_{max} уменьшается во всем диапазоне $\varepsilon_{rМФ}$ на 60%, однако зависимость имеет скачкообразный максимум (на 28%) при $\varepsilon_{rМФ}$=40. Скачкообразное изменение V_{max} на всех зависимостях вызвано наложением отраженных импульсов на один из импульсов разложения.

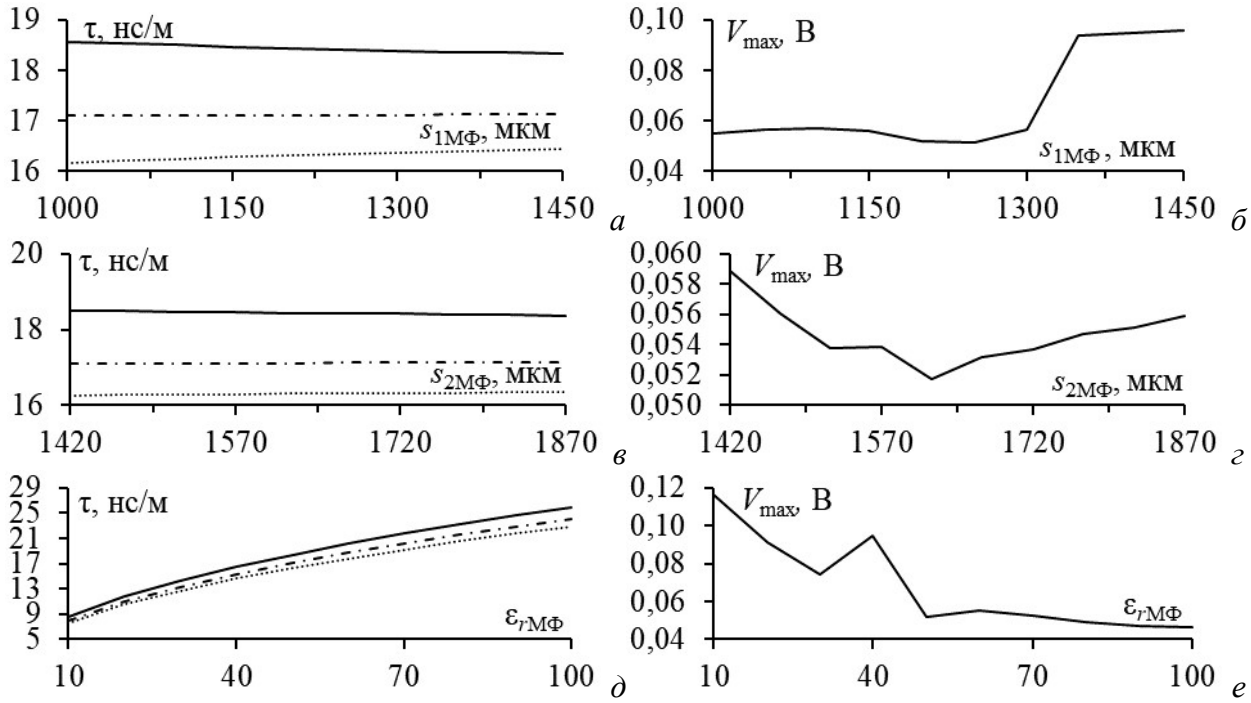


Рисунок 4.9 – Зависимости τ_1 (—), τ_2 (⋯), τ_3 (–·–) от $s_{1МФ}$ (*а*), $s_{2МФ}$ (*б*) и $\varepsilon_{rМФ}$ (*в*), а также V_{max} от $s_{1МФ}$ (*г*), $s_{2МФ}$ (*д*) и $\varepsilon_{rМФ}$ (*е*) структуры 1

Аналогичный анализ выполнен для 4-проводного МФ. Расстояния между проводниками 1 и 2 изменялись с шагом 50 мкм в диапазоне 2420–2870 мкм, 2 и 3 – 3340–3790 мкм, 3 и 4 – 3200–3650 мкм, а $\varepsilon_{rМФ}$ изменялась в диапазоне от 10 до 100 с шагом 10. Исходные параметры 4-проводного МФ: $w_{МФ}$=1519 мкм, $t_{МФ}$=550 мкм, $s_{1МФ}$=2618 мкм, $s_{2МФ}$=3535 мкм, $s_{3МФ}$=3404 мкм, $h_{МФ}$=995 мкм, $\varepsilon_{rМФ}$=50, $l_{МФ}$=6100 мм. Полученные зависимости представлены на рисунке 4.10. Из них видно, что $s_{1МФ}$, $s_{2МФ}$ и $s_{3МФ}$ почти не влияют на τ, а рост $\varepsilon_{rМФ}$ приводит к их монотонному росту. С ростом $s_{1МФ}$ с 2420 мкм до 2570 мкм V_{max} слабо уменьшается на 9%, а затем резко растет на 58%. С ростом $s_{2МФ}$ всё аналогично: при изменении $s_{2МФ}$ от 3340 мкм до 3640 мкм V_{max} сначала уменьшается на 7%, а после возрастает на 61%. При увеличении $s_{3МФ}$ значение V_{max} резко уменьшается на 36%, а после уменьшение становится менее выраженным. С ростом $\varepsilon_{rМФ}$ V_{max} сначала уменьшается на 55%, а затем при $\varepsilon_{rМФ}$=40 наблюдается максимум зависимости (увеличение 42%), а после этого V_{max} продолжает убывать.

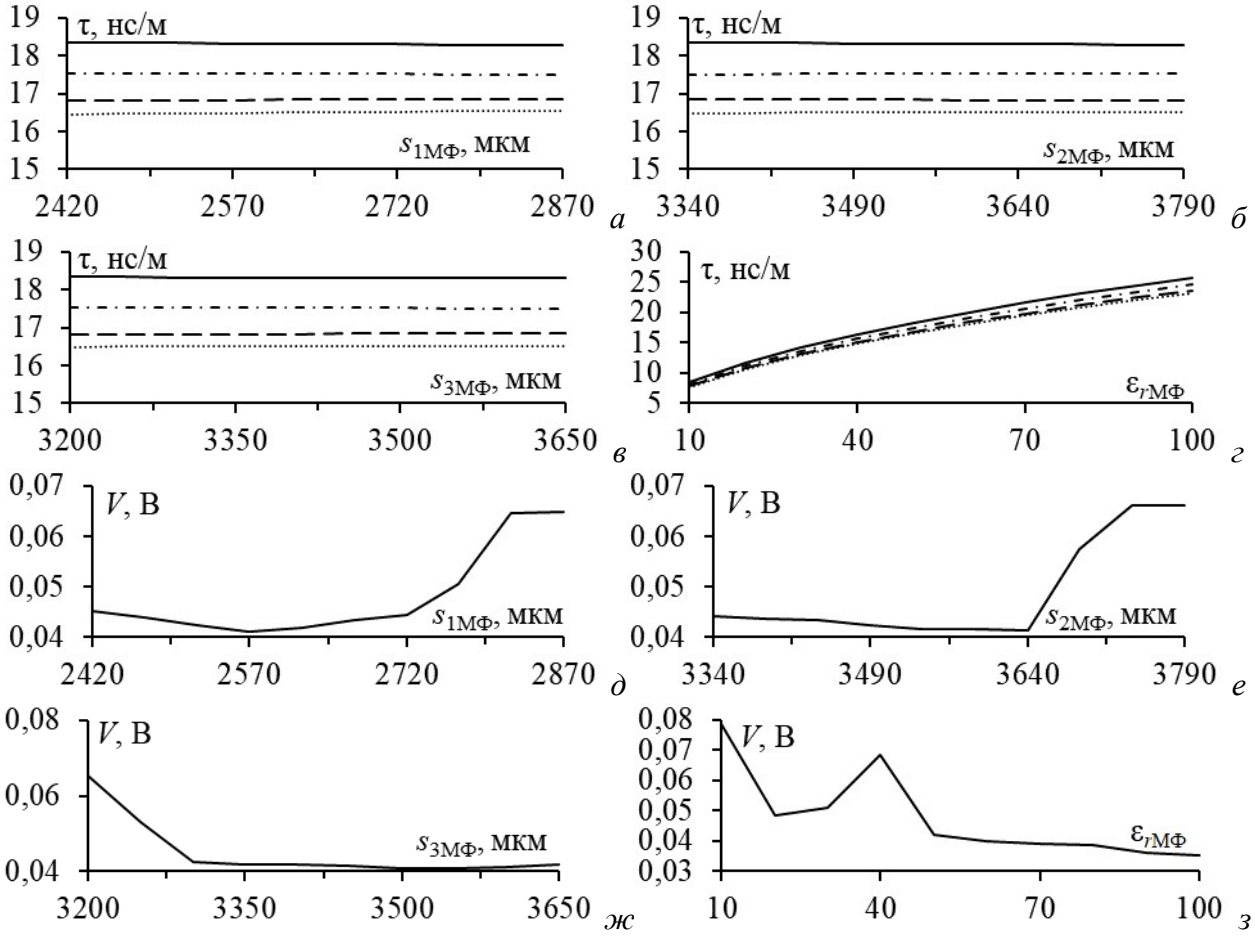


Рисунок 4.10 – Зависимости τ_1 (—), τ_2 (····), τ_3 (–·–), τ_4 (– –) от $s_{1МФ}$ (*а*), $s_{2МФ}$ (*б*), $s_{3МФ}$ (*в*) и $\varepsilon_{rМФ}$ (*г*), а также V_{max} от $s_{1МФ}$ (*д*), $s_{2МФ}$ (*е*), $s_{3МФ}$ (*ж*) и $\varepsilon_{rМФ}$ (*з*) структуры 2

Наконец, анализировалось влияние $s_{МЛ}$ и $\varepsilon_{rМЛ}$ на погонные задержки четной и нечетной мод и амплитуду напряжения на выходе МЛ (рисунок 4.11). Изменялось $s_{МЛ}$ в диапазоне 80–530 мкм с шагом 50 мкм, а $\varepsilon_{rМЛ}$ изменялась в диапазоне 10–100 с шагом 10. Исходные параметры МЛ: $w_{МЛ}$=300 мкм, $t_{МЛ}$=105 мкм, $s_{МЛ}$=278 мкм, $h_{МЛ}$=510 мкм, $\varepsilon_{rМЛ}$=13, $l_{МЛ}$=50 мм. Видно, что $s_{МЛ}$ слабо влияет на τ_o, а τ_e сначала увеличивается на 5%, а затем уменьшается на 4%. С ростом $s_{МЛ}$ от 80 мкм до 180 мкм V_{max} уменьшается на 24%, а после возрастает: на 32% при $s_{МЛ}$=530 мкм. Рост $\varepsilon_{rМЛ}$ приводит к монотонному росту погонных задержек мод, а также их разности. Зависимость V_{max} от $\varepsilon_{rМЛ}$ имеет скачкообразный характер: от 10 до 50 и от 60 до 90 V_{max} уменьшается на 34% и 30% соответственно, а от 50 до 60 и от 90 до 100 – увеличивается на 56% и 43% соответственно.

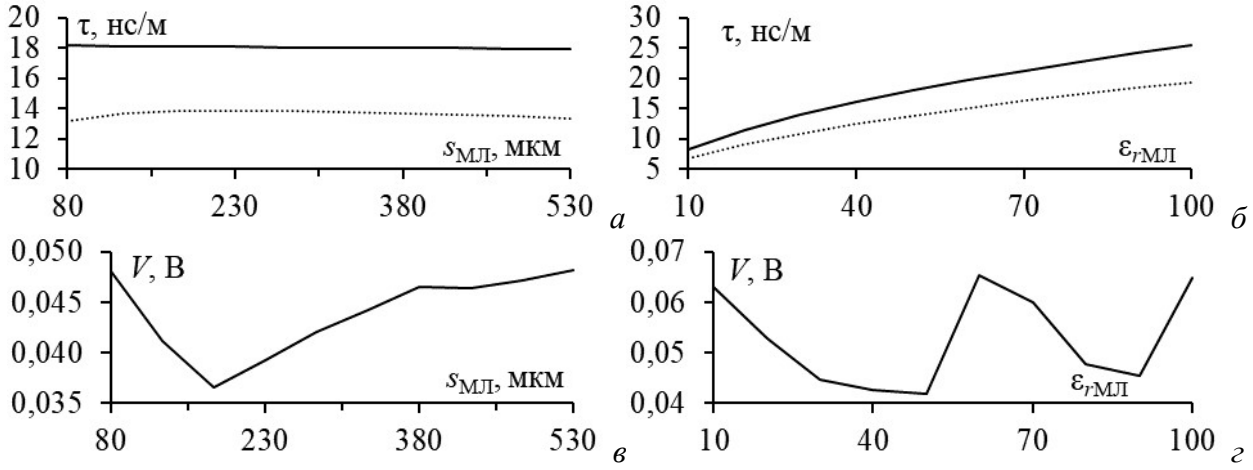


Рисунок 4.11 – Зависимости погонных задержек τ_o (—), τ_e (····) от $s_{МЛ}$ (*а*) и ε_r (*б*), а также V_{max} от $s_{МЛ}$ (*в*) и ε_r (*г*)

С учетом результатов анализа выполнен эвристический поиск оптимальных параметров структур по критерию обеспечения условий (4.11)–(4.14) в структуре 1 и (4.11)–(4.15) в структуре 2. Структура 1: $w_{МФ}$=870 мкм, $t_{МФ}$=315 мкм, $s_{1МФ}$=1200 мкм, $s_{2МФ}$=1620 мкм, $h_{МФ}$=570 мкм, $\varepsilon_{rМФ}$=50, $l_{МФ}$=2600 мм; $w_{МЛ}$=300 мкм, $t_{МЛ}$=105 мкм, $s_{МЛ}$=278 мкм, $h_{МЛ}$=510 мкм, $\varepsilon_{rМЛ}$=13, $l_{МЛ}$=50 мм. Структура 2: $w_{МФ}$=1519 мкм, $t_{МФ}$=550 мкм, $s_{1МФ}$=2618 мкм, $s_{2МФ}$=3535 мкм, $s_{3МФ}$=3404 мкм, $h_{МФ}$=995 мкм, $\varepsilon_{rМФ}$=50, $l_{МФ}$=6100 мм; $w_{МЛ}$=300 мкм, $t_{МЛ}$=105 мкм, $s_{МЛ}$=278 мкм, $h_{МЛ}$=510 мкм, $\varepsilon_{rМЛ}$=13, $l_{МЛ}$=50 мм. Погонные задержки мод структуры 1: $\tau_{1МФ}$=16,31 нс/м, $\tau_{2МФ}$=17,11 нс/м, $\tau_{3МФ}$=18,44 нс/м, τ_e=13,87 нс/м, τ_o=18,06 нс/м. Погонные задержки мод структуры 2: $\tau_{1МФ}$=16,5 нс/м, $\tau_{2МФ}$=16,83 нс/м, $\tau_{3МФ}$=17,52 нс/м, $\tau_{4МФ}$=18,32 нс/м, τ_e=13,87 нс/м, τ_o=18,06 нс/м. Так, при подстановке известных значений вместо переменных в условия (4.11)–(4.15) они выполняются для каждой структуры. Вычислены формы напряжения на выходе структур 1 и 2 с оптимальными параметрами и показаны на рисунке 4.12.

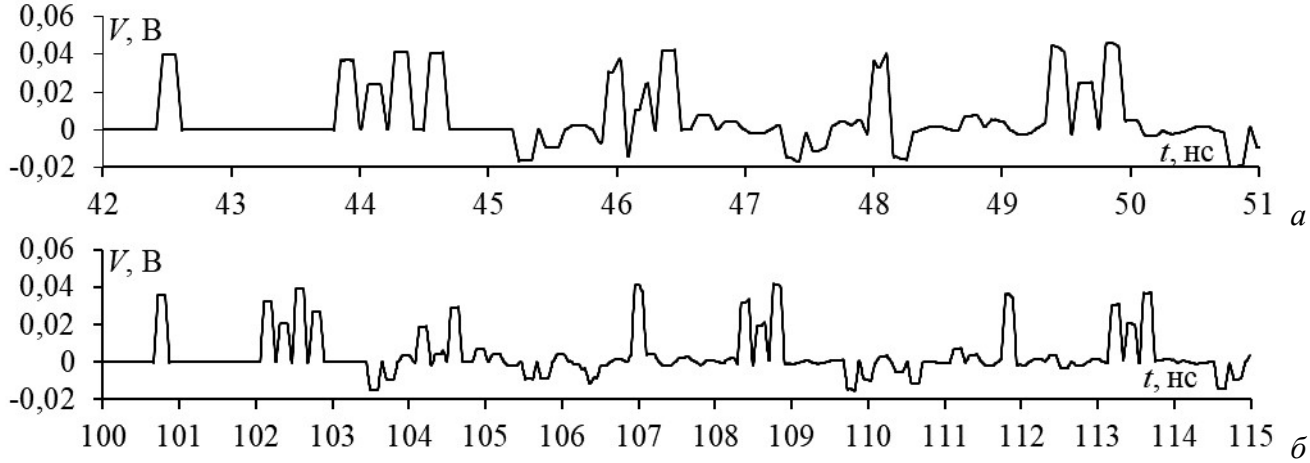


Рисунок 4.12 – Формы напряжения на выходе структур 1 (*а*) и 2 (*б*) с оптимальными параметрами

Из рисунка 4.12 видно, что напряжение на выходе структуры 1 представлено 12 основными импульсами с амплитудой до 52 мВ, а структуры 2 – из 16, с амплитудой менее

42 мВ. Также на выходе обеих структур есть импульсы, вызванные отражениями. Таким образом, ослабление СКИ (относительно $E/2$) в структуре 1 составило 9,6 раза, а структуре 2 – 11,9 раза.

Таким образом, рассмотрено разложение СКИ в гибридных устройствах защиты на основе последовательного соединения МФ (3- и 4-проводных) и МЛ с лицевой связью. Определены задержки каждого импульса разложения на выходе каждого из гибридных устройств защиты. Сформулированы условия такого разложения. Выполнен анализ влияния расстояния межу проводниками устройств и ε_r на погонные задержки в каждом из устройств отдельно. Получены оптимальные параметры гибридных устройств, обеспечивающие сформулированные условия. В результате ослабление СКИ (относительно E/2) в структуре с 3-проводным МФ составило 9,6 раза, а 4-проводным – 11,9 раза.

4.1.3 Устройство защиты на основе 5-проводного модального фильтра и меандровой микрополосковой линии

Моделировалось устройство защиты на основе 5-проводного МФ и меандровой МПЛ, поперечные сечения которых представлены на рисунке 4.13, а схема соединений – на рисунке 4.14, где $R1$–$R10$=50 Ом. Воздействовал такой же СКИ, как в п. 4.1.1.

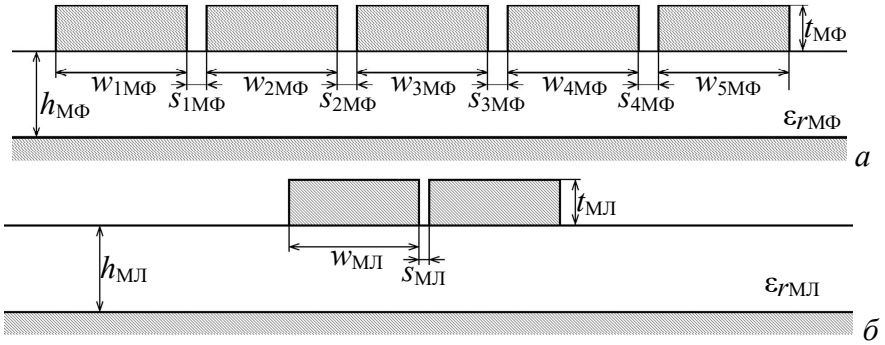


Рисунок 4.13 – Поперечные сечения 5-проводного МФ (*а*) и меандровой МПЛ (*б*)

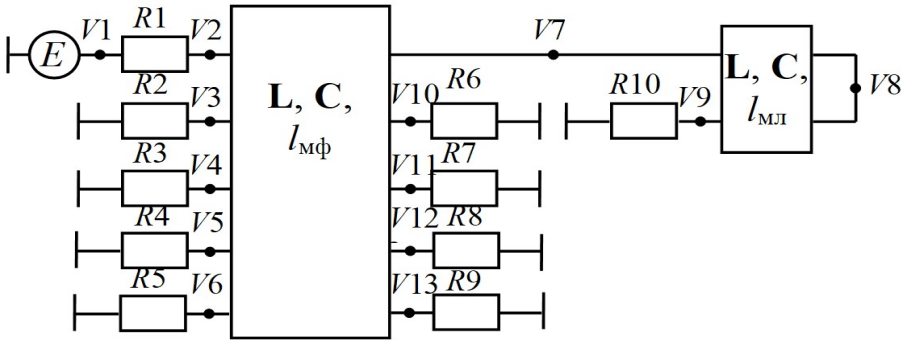


Рисунок 4.14 – Схема соединений 5-проводного МФ и меандровой МПЛ

В 5-проводном МФ распространяются 5 мод, каждая со своей погонной задержкой (τ_1, τ_2, τ_3, τ_4, τ_5). С учетом этого и результатов в п. 4.1.1 и 4.1.2 определены задержки каждого из основных импульсов разложения ($t_{И1}$–$t_{И15}$) на выходе исследуемого устройства: $t_{И1}=\tau_1 l_{МФ}$,

$t_{И2}=\tau_1 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}$, $t_{И3}=\tau_1 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{мл}$, $t_{И4}=\tau_2 l_{МФ}$, $t_{И5}=\tau_2 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}$, $t_{И6}=\tau_2 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}$, $t_{И7}=\tau_3 l_{МФ}$, $t_{И8}=\tau_3 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}$, $t_{И9}=\tau_3 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}$, $t_{И10}=\tau_4 l_{МФ}$, $t_{И11}=\tau_4 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}$, $t_{И12}=\tau_4 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}$, $t_{И13}=\tau_5 l_{МФ}$, $t_{И14}=\tau_5 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}$, $t_{И15}=\tau_5 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}$. С учетом этого получены условия для полного разложения СКИ в такой структуре:

$$\tau_1 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}\geq\tau_1 l_{МФ}+t_{\sum}, \quad (4.16)$$

$$\tau_1 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}\geq\tau_1 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.17)$$

$$\tau_2 l_{МФ}\geq\tau_1 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.18)$$

$$\tau_2 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}\geq\tau_2 l_{МФ}+t_{\sum}, \quad (4.19)$$

$$\tau_2 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}\geq\tau_2 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.20)$$

$$\tau_3 l_{МФ}\geq\tau_2 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.21)$$

$$\tau_3 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}\geq\tau_3 l_{МФ}+t_{\sum}, \quad (4.22)$$

$$\tau_3 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}\geq\tau_3 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.23)$$

$$\tau_4 l_{МФ}\geq\tau_3 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.24)$$

$$\tau_4 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}\geq\tau_4 l_{МФ}+t_{\sum}, \quad (4.25)$$

$$\tau_4 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}\geq\tau_4 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.26)$$

$$\tau_5 l_{МФ}\geq\tau_4 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}+t_{\sum}, \quad (4.27)$$

$$\tau_5 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}\geq\tau_5 l_{МФ}+t_{\sum}, \quad (4.28)$$

$$\tau_5 l_{МФ}+\tau_e 2 l_{МЛ}\geq\tau_5 l_{МФ}+\tau_o 2 l_{МЛ}+t_{\sum}. \quad (4.29)$$

После простых алгебраических преобразований, (4.16), (4.19), (4.22), (4.25) и (4.28) примут одинаковый вид

$$\tau_o 2 l_{МЛ}\geq t_{\sum}, \quad (4.30)$$

а (4.17), (4.20), (4.23), (4.26) и (4.29) –

$$\tau_e 2 l_{МЛ}\geq\tau_o 2 l_{МЛ}+t_{\sum}. \quad (4.31)$$

Таким образом, для разложения СКИ на последовательность из 15 импульсов в каскадно-соединенных 5-проводном МФ и меандровой МПЛ необходимо выполнить условия (4.18), (4.21), (4.24), (4.27), (4.30) и (4.31). С ними выполнен эвристический поиск оптимальных параметров МФ и меандровой МПЛ. Параметры МФ: $w_{1МФ}$=2000 мкм, $w_{2МФ}=w_{3МФ}=w_{4МФ}$=1500 мкм, $w_{5МФ}$=2000 мкм, $t_{МФ}$=200 мкм, $h_{МФ}$=200 мкм, $s_{1МФ}=s_{2МФ}$=10 мкм, $s_{3МФ}$=20 мкм, $s_{4МФ}$=30 мкм и $\varepsilon_{rМФ}$=50. Параметры МЛ: $w_{МЛ}$=500 мкм, $t_{МЛ}$=300 мкм, $h_{МЛ}$=500 мкм, $s_{МЛ}$=32 мкм и $\varepsilon_{rМЛ}$=80. Длины: $l_{МФ}$=2000 мм и $l_{МЛ}$=25 мм.

Вычисленные в TUSUR.EMC погонные задержки МФ: τ_1=8,05 нс/м, τ_2=10,2 нс/м, τ_3=12,47 нс/м, τ_4=17,4 нс/м, τ_5=22,7 нс/м, а МЛ – τ_o=11,1 нс/м, τ_e=22,5 нс/м. При подстановке погонных задержек и длин МФ и МЛ в условия (4.18), (4.21), (4.24), (4.27), (4.30) и (4.31) они выполняются с запасом.

На рисунке 4.15 представлена форма сигнала в диапазоне 15–55 нс (поскольку до 15 нс импульсов нет, а после 55 нс они малы по амплитуде из-за отражений) на выходе исследуемого устройства.

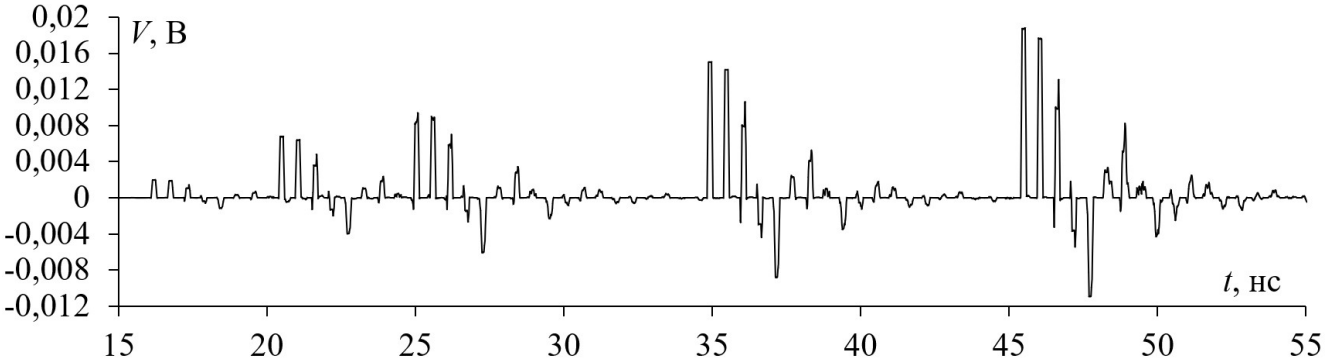


Рисунок 4.15 – Формы напряжения на выходе исследуемой структуры с оптимальными параметрами

Из рисунка 4.15 видно, что СКИ на выходе устройства стал последовательностью импульсов, из которых 15 являются основными, а остальные – отражениями. Амплитуда напряжения на выходе устройства не превышает 19 мВ, так что ослабление СКИ (относительно $E/2$) составило 26,6 раза.

Таким образом, показано разложение СКИ в последовательно соединенных 5-проводном МФ и меандровой МПЛ. Для этого сформулированы условия полного разложения СКИ и выполнена оптимизация геометрических параметров устройства по критериям выполнения каждого из условий. В результате, ослабление СКИ на выходе устройства составило 26,6 раза. Это подтверждает, что в гибридных защитных устройствах рост числа проводников МФ (с 3 и 4 до 5) увеличивает число импульсов разложения, каждый из которых затем раскладывается в МЛ. Это дополнительно ослабляет СКИ. Такой подход перспективен для совершенствования пассивной защиты.

4.2 Устройства защиты на основе меандровых линий и газоразрядного устройства

Здесь рассмотрена возможность защиты радиоэлектронной аппаратуры от СКИ на основе МЛ с газоразрядным устройством [472, 473].

4.2.1 Влияние длительности воздействия на защитные характеристики газоразрядного устройства

Исследовалось газоразрядное устройство EC75X EPCOS. Влияние длительности воздействия на защитные характеристики EC75X оценивалось моделированием в ADS по SPICE-модели из [474] (рисунок 4.16).

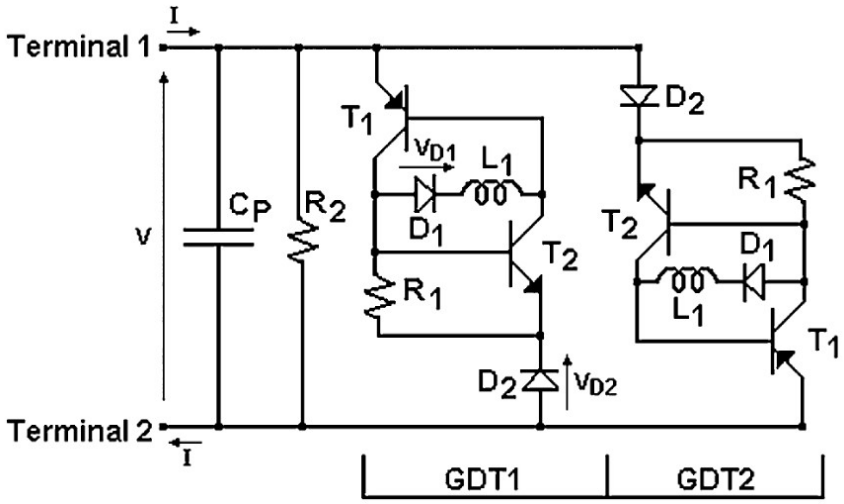


Рисунок 4.16 – SPICE-модель газоразрядного устройства

Схема моделирования представлена на рисунке 4.17, где $R1$=$R2$=50 Ом. Исходные параметры используемой SPICE-модели из рисунка 4.16: амплитуда срабатывания (V_b) – 75 В, время срабатывания транзисторов ($t_{ст}$) – 0,15 нс, напряжение удержания (V_h) – 55 В, $R1$=1 Ом, $R2$=10 ГОм, C_p=1,5 пФ, L=0,68 мкГн.

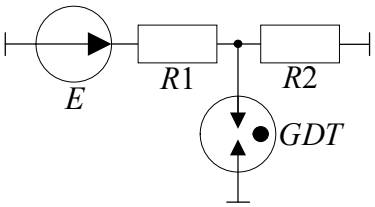


Рисунок 4.17 – Схема подключения газоразрядного устройства

Сначала увеличивалась плоская вершина импульса ($t_{пв}$). На рисунке 4.18 представлены временные отклики газоразрядного устройства на воздействие трапециевидным импульсом с э.д.с. 10 кВ и $t_{пв}$=1, 2, 5, 12, 15 нс при длительностях фронта ($t_ф$) и спада ($t_с$) по 1 нс. Видно, что амплитуда воздействия (V_{max}) после его прохождения по газоразрядному устройству не изменяется с ростом $t_{пв}$ и равна V_{max}=4885 В. Однако при этом площадь под кривой уменьшается. Также видно, что EC75X полностью переходит в рабочий режим (напряжение горения электрической дуги) через $t_{сг}$=9 нс при $t_{пв}$=12, 15 нс, а при $t_{пв}$=1, 2, 5 нс находится в режиме тления. Однако газоразрядное устройство даже при $t_{пв}$=1, 2, 5 нс может использоваться с МЛ, поскольку на её выходе после первого импульса (перекрестной наводки) будут основные импульсы разложения и импульсы из-за отражений. Второй импульс может уже полностью включить газоразрядное устройство в режим горения электрической дуги. Это рассмотрено на примере воздействия импульсов с $t_ф$=$t_с$=$t_{пв}$=1 нс, амплитудой э.д.с. 1 кВ и периодами повторения 3, 6 и 9 нс (рисунок 4.19).

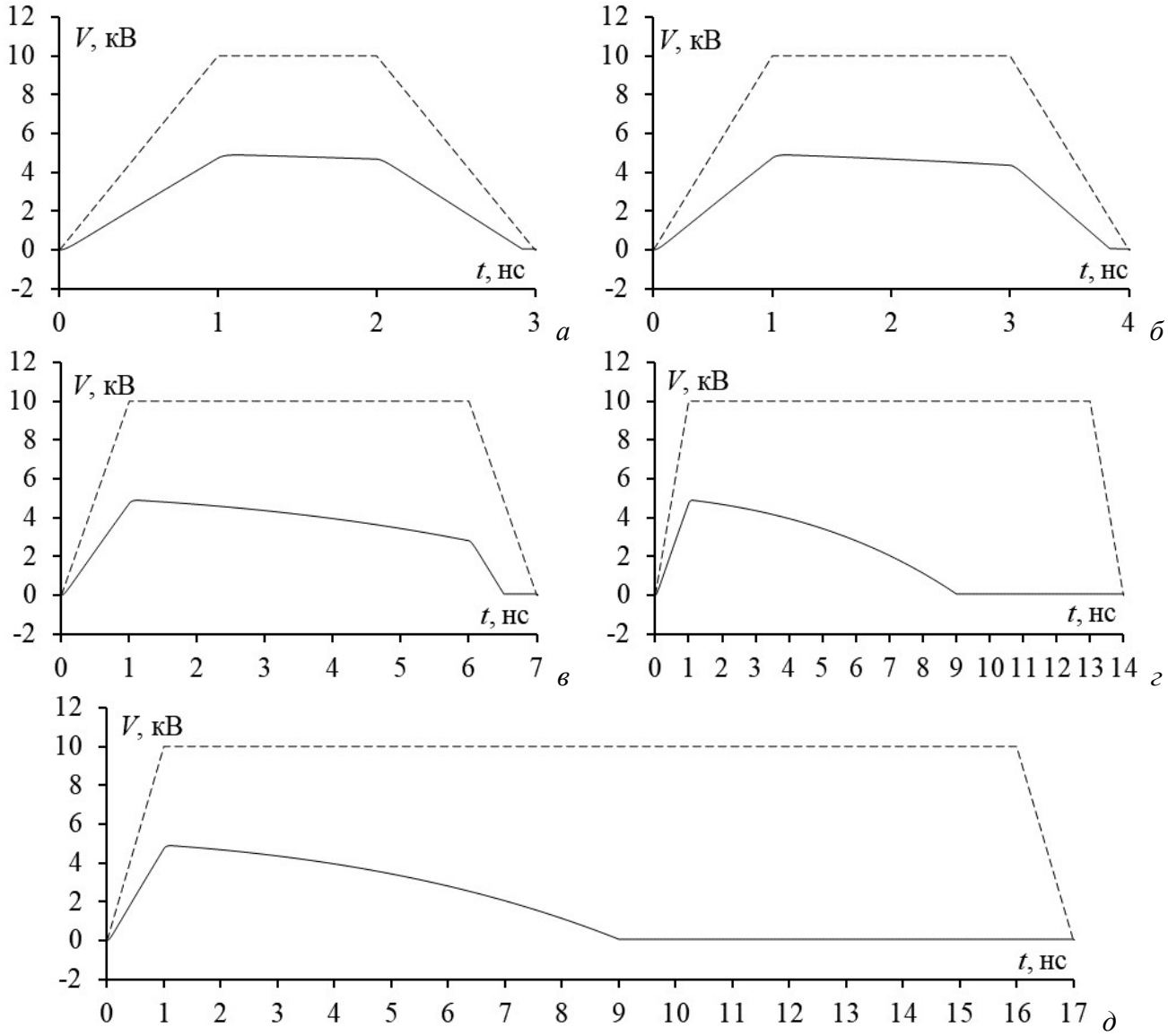


Рисунок 4.18 – Временной отклик ЕС75Х (—) на воздействие с формой э.д.с. (– –) и $t_{пв}$=1 (*а*), 2 (*б*), 5 (*в*), 12 (*г*), 15 (*д*) нс

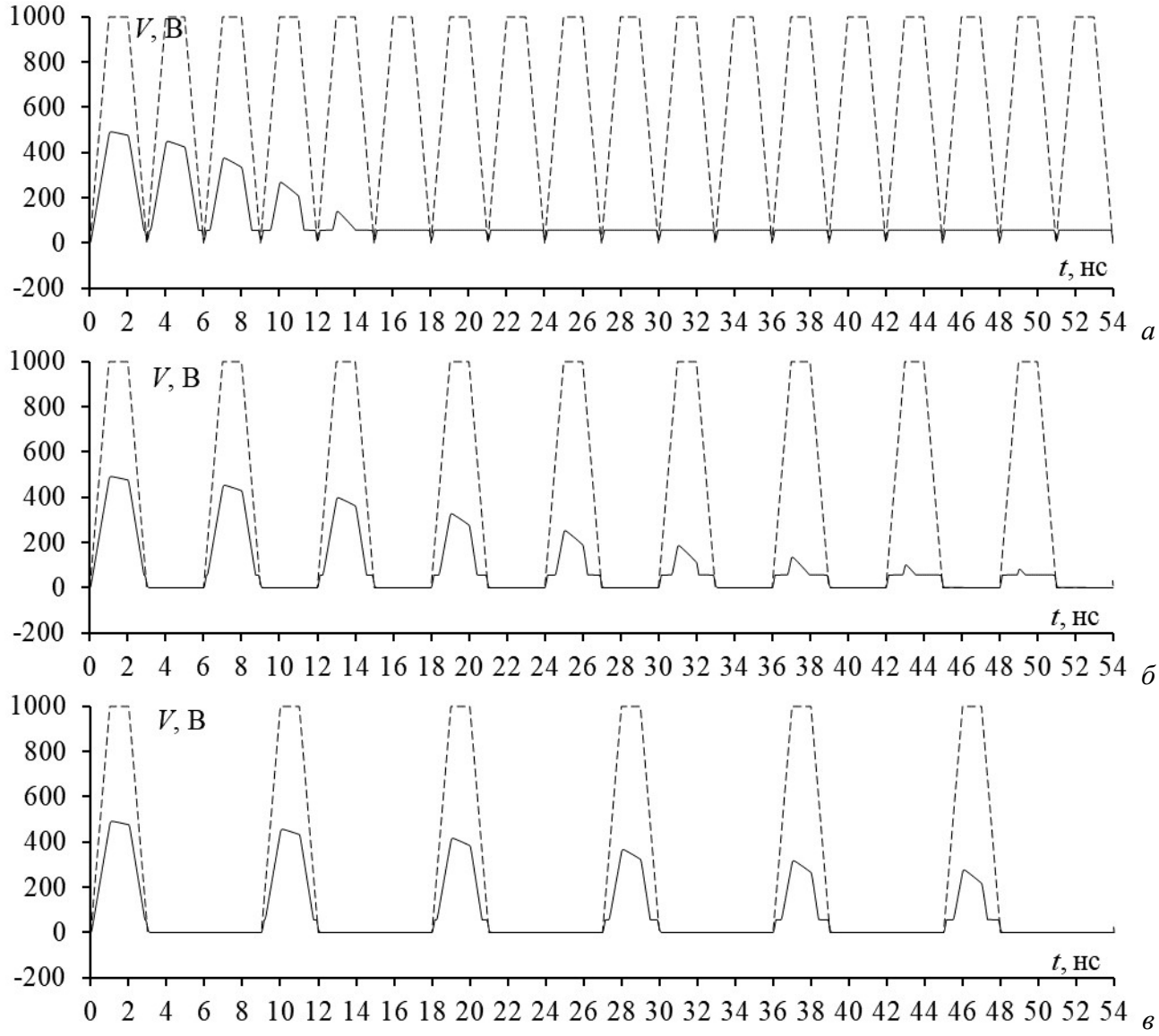


Рисунок 4.19 – Временной отклик ЕС75Х (—) на воздействие периодического импульсного сигнала с формой э.д.с. (– –) и периодами 3 (*а*), 6 (*б*) и 9 (*в*) нс

Из рисунка 4.19 видно, что ЕС75Х при периоде 3 нс переходит в горение дуги на пятом импульсе воздействия (14 нс), 6 нс – на девятом (49,5 нс), а при 9 нс – не переходит. Таким образом, чем позже приходит второй импульс, тем больше времени требуется для перехода в режим горения дуги. Однако, даже когда ЕС75Х находится в режиме тления возможна более эффективная защита от последующих импульсов, чем при воздействии одного импульса малой длительности.

Затем одновременно изменялись $t_ф$ и $t_с$ импульса без изменения его общей длительности. На рисунке 4.20 представлен временной отклик ЕС75Х на воздействие трапециевидным импульсом с э.д.с. 10 кВ и общей длительностью 30 нс при $t_ф$=$t_с$=1, 2, 5, 12, 15 нс. Видно, что V_{max} уменьшается с ростом $t_ф$ и $t_с$, а $t_{сг}$ – увеличивается. Так, V_{max}=4,89, 4,77, 4,26, 2,37, 1,92 кВ, а $t_{сг}$=9, 9,5, 11, 14, 15 нс при $t_ф$=$t_с$=1, 2, 5, 12, 15 нс соответственно.

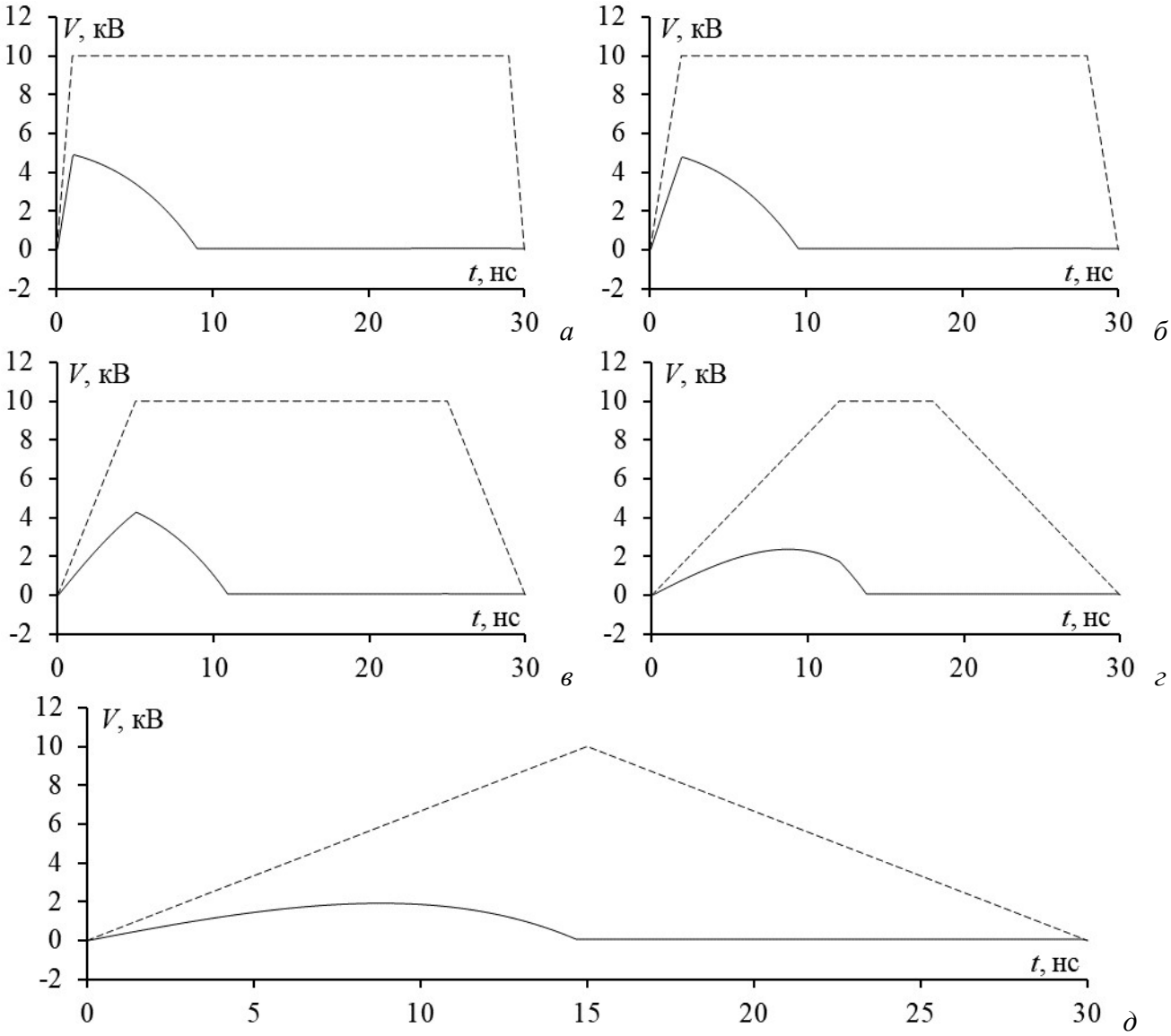


Рисунок 4.20 – Временной отклик EC75X (—)
на воздействие с формой э.д.с. (– –) и $t_ф$=$t_с$=1 (*а*), 2 (*б*), 5 (*в*), 12 (*г*), 15 (*д*) нс

4.2.2 Оптимизация параметров SPICE-модели газоразрядного устройства

Выполнено реальное воздействие мощных импульсов на EC75X. В результате этого найдены оптимальные параметры его SPICE-модели, наиболее близко повторяющие реальный отклик EC75X: $t_{ст}$=50 пс и напряжение срабатывания диодов 950 В. SPICE-модель с этими параметрами далее называется SPICE-моделью 1. Генератор, разработанный в ИСЭ СО РАН [475], создавал импульс до 4 кВ с общей длительностью около 80 нс, а его фронт по уровням – 0,1–0,9 составил приблизительно 25 нс. Использовался осциллограф Agilent DSO9254A с аттенюатором 75 дБ для его защиты. Фото экспериментальной установки представлено на рисунке 4.21.

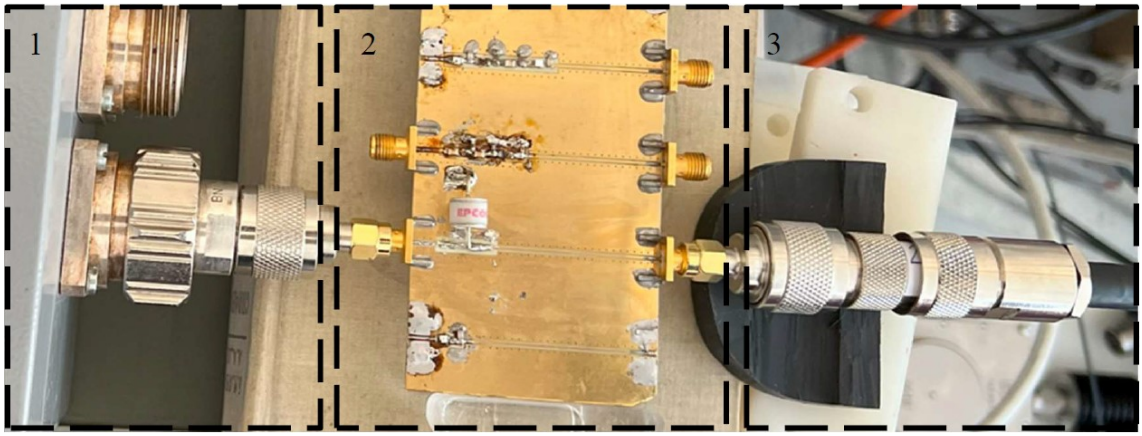


Рисунок 4.21 – Экспериментальная установка, где 1 – выход генератора, 2 – линия передачи с EC75X, 3 – выход на аттенюатор и осциллограф Agilent DSO9254A

На рисунке 4.22 представлены формы напряжения с выхода генератора при 3 воздействиях с длительностью 40 нс по уровню 0,5 и амплитудами 1, 2 и 4 кВ.

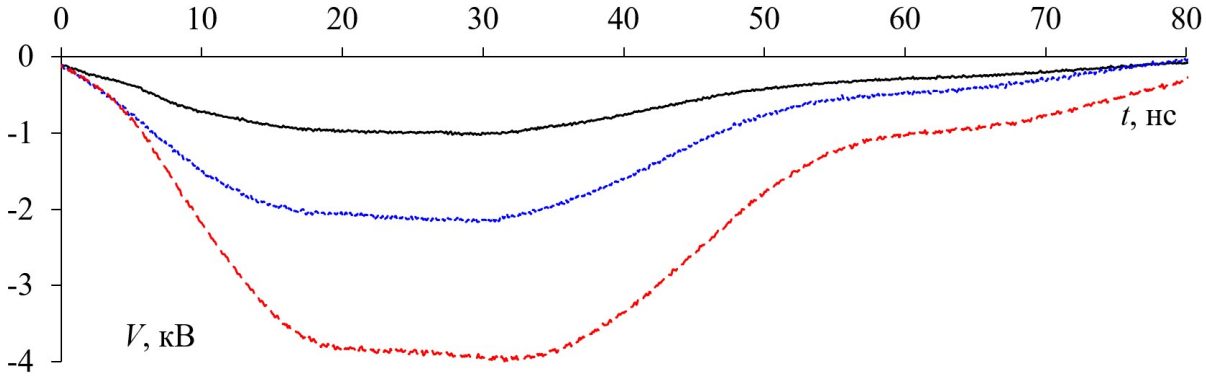


Рисунок 4.22 – Формы напряжения с выхода генератора с амплитудами 1 (—), 2 (⋯) и 4 (– –) кВ

На рисунке 4.23 представлены временные отклики EC75X на воздействия, полученные экспериментально и при моделировании с исходной и оптимизированной (V_b=950 В, $t_{ст}$=50 пс) SPICE-моделями.

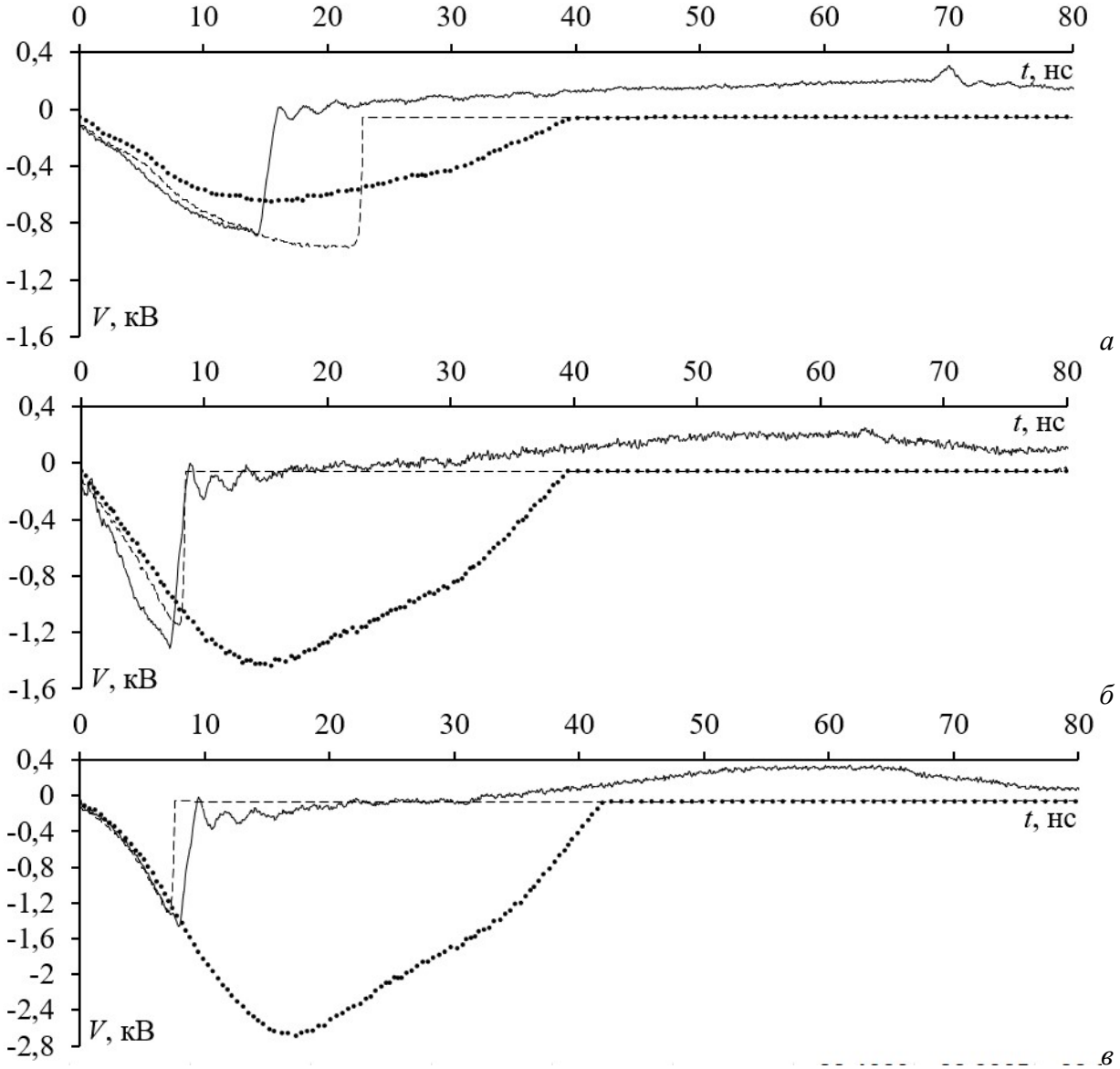


Рисунок 4.23 – Временные отклики EC75X, полученные экспериментально (—) и на основе исходной (⋯) и оптимизированной (– –) SPICE-моделей, на воздействия с амплитудами напряжения 1 (*а*), 2 (*б*) и 4 (*в*) кВ

Из рисунка 4.23 видно, что отклик по оптимизированной SPICE-модели хорошо согласуется с экспериментальным: разница V_{max} не превышает 13%, а $t_{сг}$ – 7 нс. Между тем дополнительная оптимизация SPICE-модели с учетом амплитуды входного воздействия даёт лучшую согласованность. На рисунке 4.24 представлены отклики EC75X на воздействие длительностью 40 нс по уровню 0,5 и амплитудами 1, 2 и 4 кВ, полученные экспериментально и с помощью SPICE-модели, оптимизированной отдельно для каждой амплитуды.

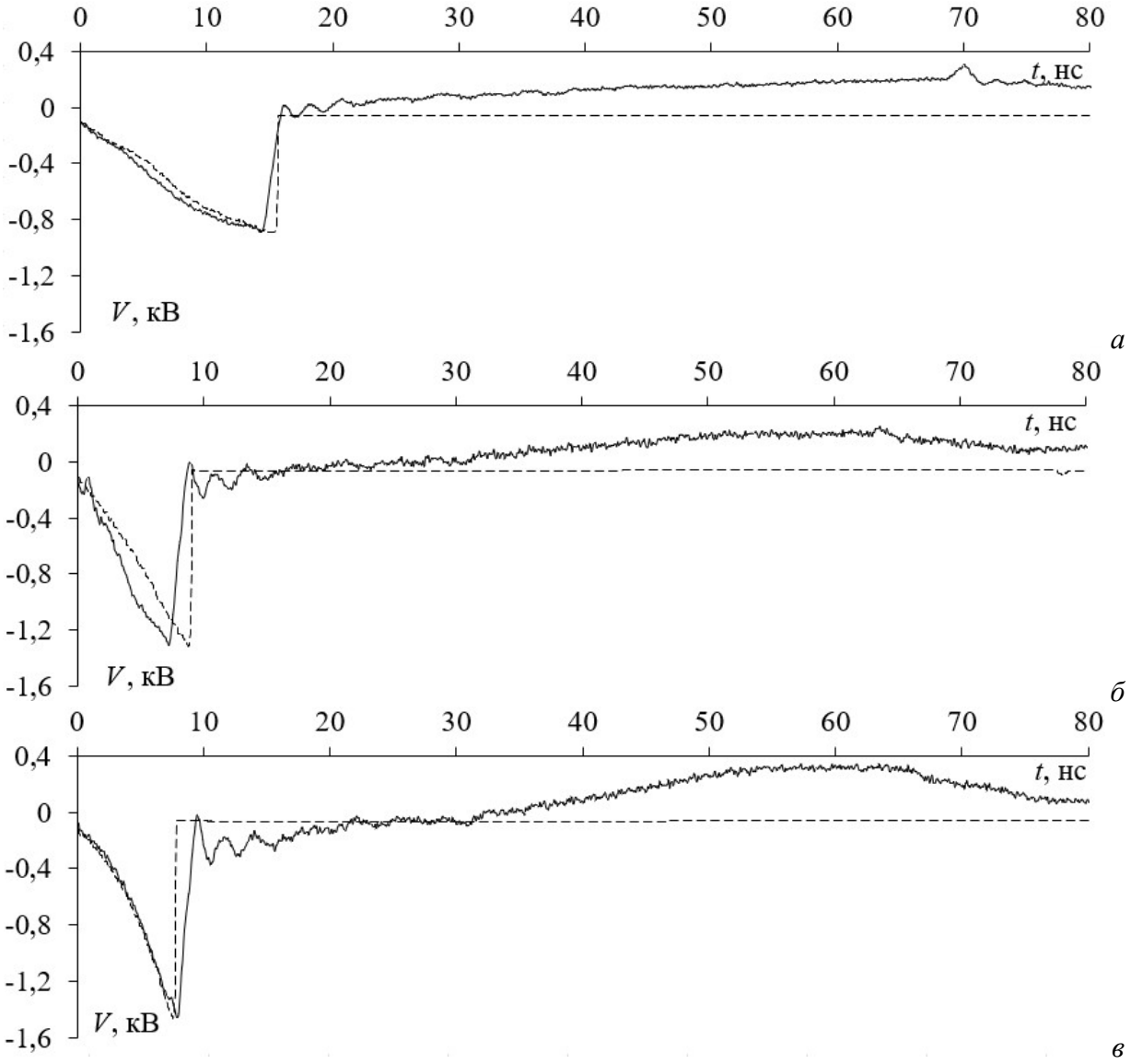


Рисунок 4.24 – Временные отклики EC75X,
полученные экспериментально (—) и с помощью оптимизированной
SPICE-модели (– –) для каждой амплитуды воздействия 1 (*а*), 2 (*б*) и 4 (*в*) кВ

Из рисунка 4.24 видно, что оптимизированные отдельно SPICE-модели (для рассмотренных воздействий) хорошо согласуются с экспериментальными, при этом разница V_{max} не превышает 1%, а $t_{сг}$ – 1,6 нс.

На основе полученных результатов сформулированы условия своевременного срабатывания EC75X:

$$t_{сг} \leq t_{\sum}, \tag{4.32}$$

$$t_{тг} \leq \Delta t_{max}, \tag{4.33}$$

где $t_{тг}$ – время, которое газоразрядник находится в режиме тления, Δt_{max} – наибольшая разница задержек соседних импульсов разложения. Условие (4.33) необходимо выполнить для оптимальной работы газоразрядного устройства при периодическом воздействии (или когда с выхода МЛ приходит последовательность импульсов).

4.2.3 Моделирование и лабораторный эксперимент

Взяты две свернутые МЛ: МПЛ (из разд. 2, далее в тексте структура 1) и МПЛ с двумя пассивными проводниками (из разд. 3, далее в тексте структура 2). Воздействие представлено на рисунке 4.25, а измеренные формы выходного напряжения – на рисунке 4.26.

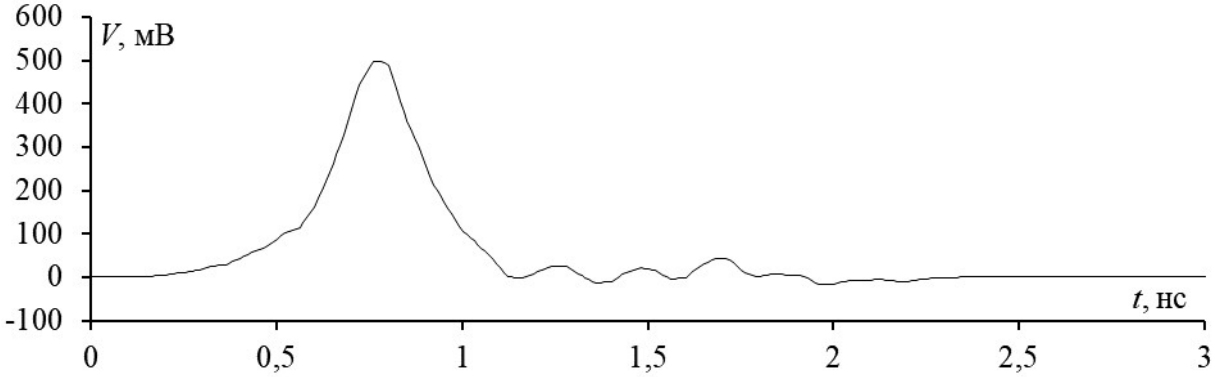


Рисунок 4.25 – Оцифрованный импульс воздействия выхода генератора С9-11

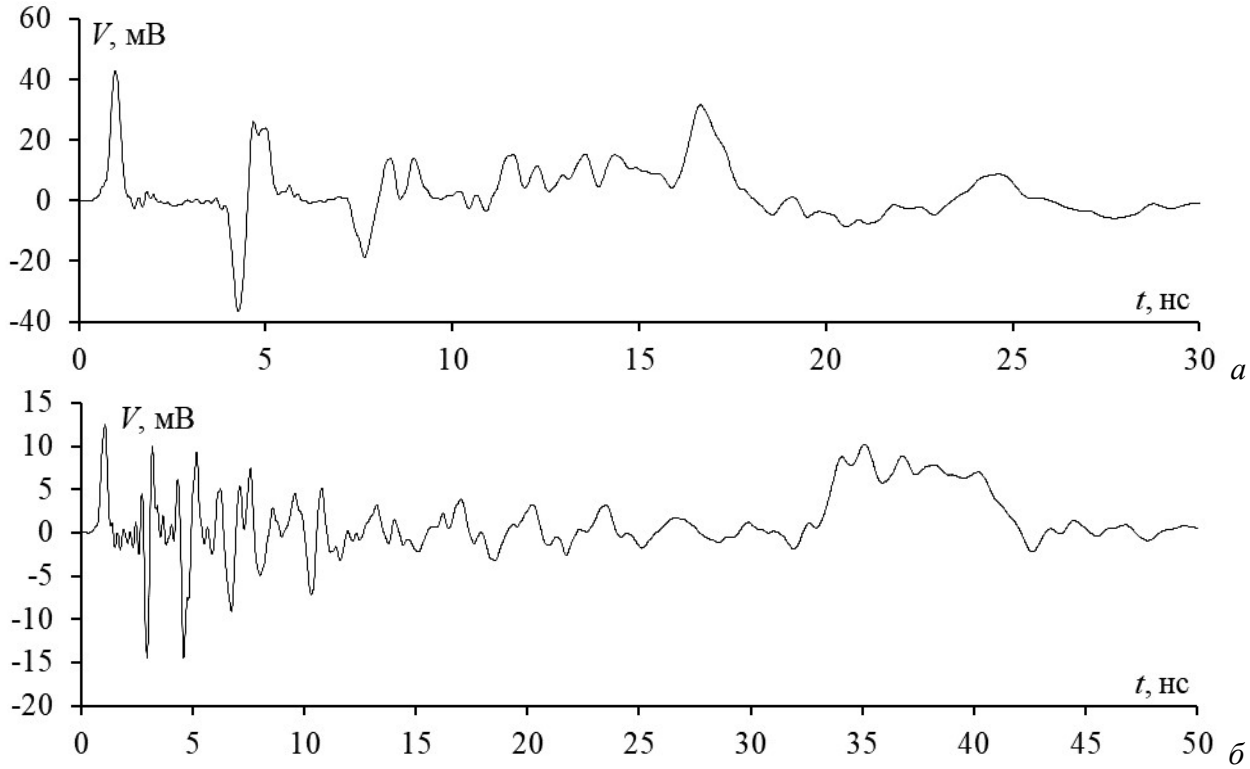


Рисунок 4.26 – Формы напряжения на выходе структур 1 (*а*) и 2 (*б*)

Из рисунка 4.26 видно, что СКИ на выходе структур представлен множеством импульсов (основные, дополнительные и импульсы отражений), которые, как накладываются друг на друга (если они с одинаковой полярностью), так и компенсируют друг друга, если они разной полярности. При совместном использовании с газоразрядным устройством это позволит более эффективную защиту. Ослабление СКИ в свернутой меандровой МПЛ составило 5,6 раза, а с двумя пассивными проводниками – 19,9 раза.

Выполнен эксперимент с гибридными структурами. Для используемых МЛ, необходим генератор с длительностью воздействия до 1 нс. Однако из-за малодоступности таких генераторов с большой амплитудой использована установка из рисунка 4.21. Газоразрядное устройство включалось, как показано на рисунках 4.27 и 4.28.

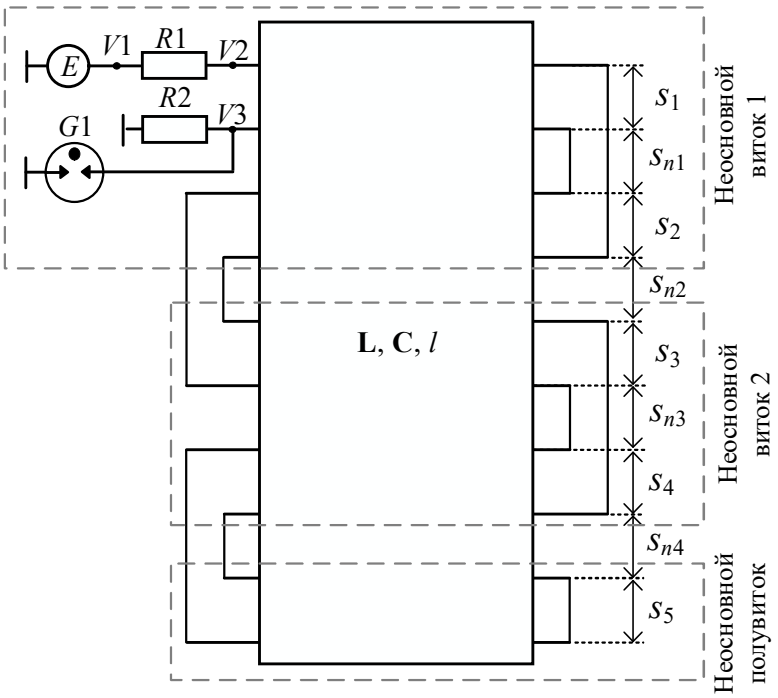


Рисунок 4.27 – Схема соединения структуры 1 с газоразрядным устройством на ее выходе

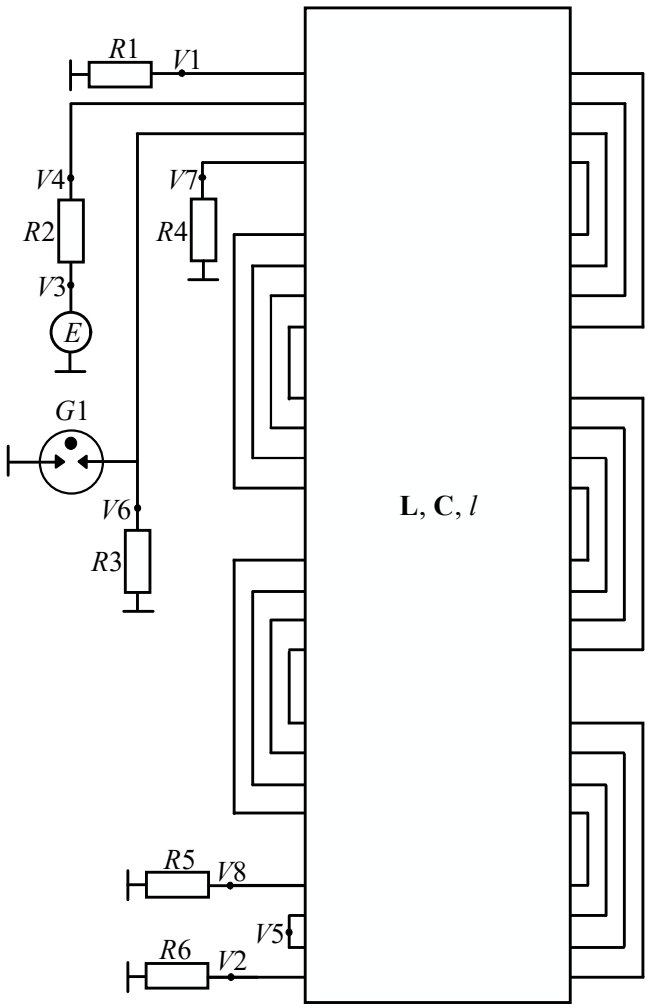
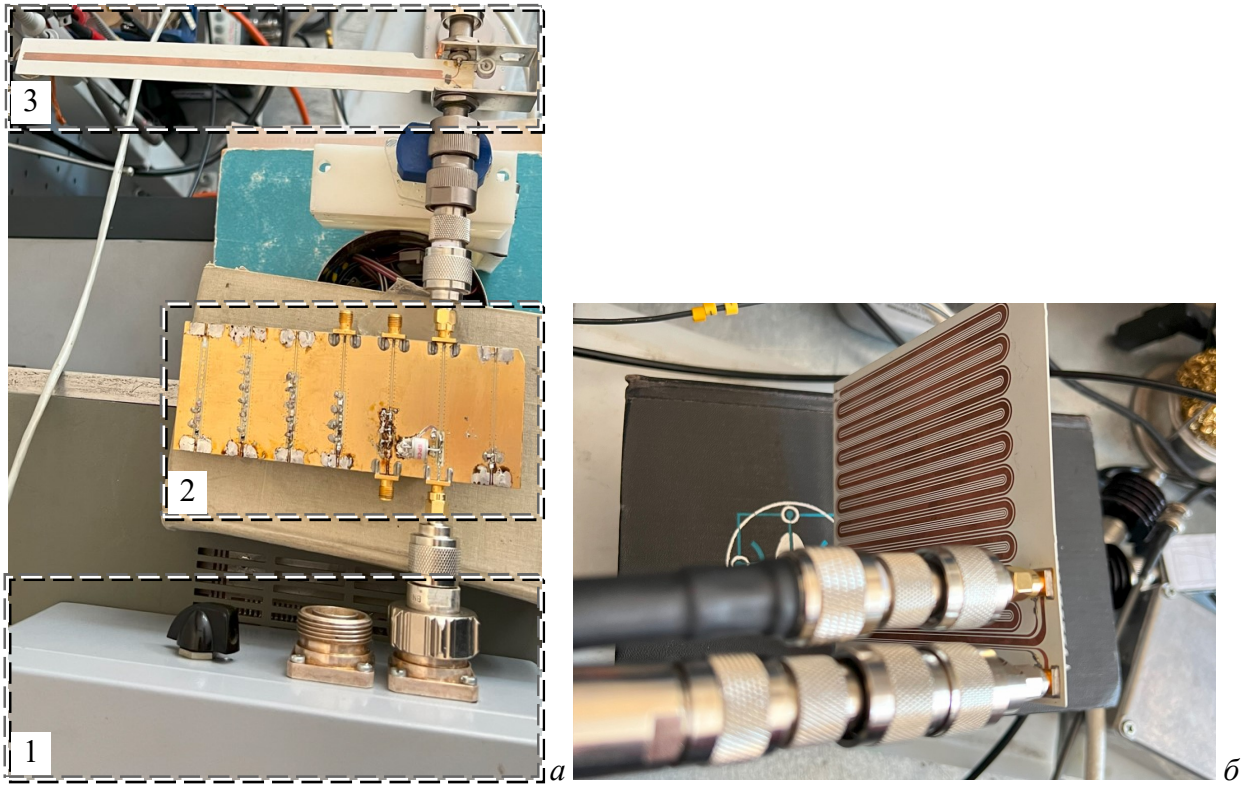


Рисунок 4.28 – Схема соединения структуры 2 с газоразрядным устройством на ее выходе

Воздействовал импульс, полученный после обострения газоразрядным устройством из рисунка 4.24*в* (далее в тексте воздействие 1). Оно выбрано из-за большой длительности исходного экспериментального воздействия на рисунке 4.23, которое пройдет по структурам 1 и 2 без значимых искажений, а лишь с соответствующей задержкой. На рисунке 4.29 представлены фото экспериментальной установки с гибридными устройствами, а на рисунках 4.30 и 4.31 – формы напряжения на их выходе.



а *б*

Рисунок 4.29 – Экспериментальная установка: структура 1 с EC75X (*а*) (где 1 – генератор, 2 – линия с обострителем в виде EC75X, 3 – гибридное устройство защиты), структура 2 (*б*)

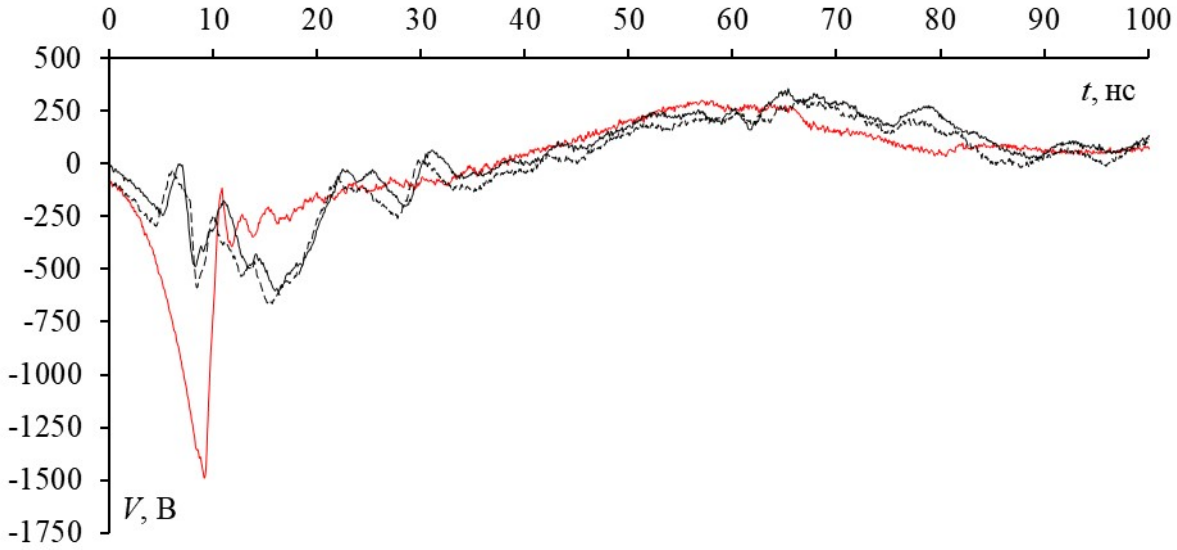


Рисунок 4.30 – Воздействие (—) и формы напряжения на выходе структуры 1 с EC75X (– –) и без него (—)

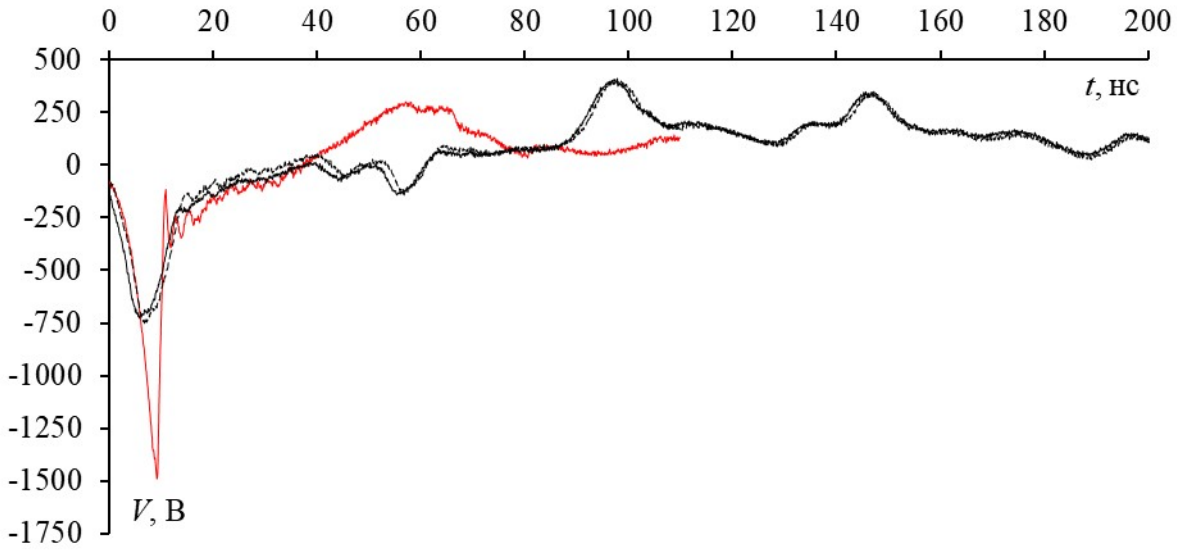


Рисунок 4.31 – Воздействие (—), форма напряжения на выходе структуры 2 с EC75X (– –) и без него (—)

Из рисунка 4.30 видно, что СКИ после прохождения по свернутой меандровой МПЛ значительно искажается за счет искажений в линии. Минимальное напряжение на выходе линии не меньше минус 668 В. При включении EC75X на выход линии форма напряжения дополнительно искажается, но незначительно. При этом минимальное напряжение на выходе такого гибридного устройства составляет уже минус 606 В. В результате дополнительно ослаблена амплитуда СКИ, хоть и незначительно. Это обусловлено тем, что воздействие имеет длительность гораздо больше, чем у воздействия на рисунке 4.25, которое планировалось использовать на этапе проектирования линии, но с большей амплитудой для срабатывания EC75X. Что касается рисунка 4.31, то в этом случае СКИ также искажается на выходе свернутой меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками. Однако включение EC75X на ее выход не изменяет результаты существенно. Это обусловлено тем, что EC75X не срабатывает в этом случае.

Для демонстрации существенных результатов ослабления СКИ в гибридных структурах выполнен частичный натурный эксперимент. Он заключается в том, что отклик изготовленных макетов линии вычислялся с помощью их измеренных *S*-параметров. При этом газоразрядное устройство EC75X на выходе этих структур учитывалось посредством его оптимизированной SPICE-модели (V_b=100 В, $t_{ст}$=15 пс) для воздействия из рисунка 4.25, но увеличенного до 50 кВ для наглядности (далее в тексте воздействие 2). На рисунках 4.32 и 4.33 представлены формы напряжения на структур 1 и 2 с газоразрядным устройством на их выходе.

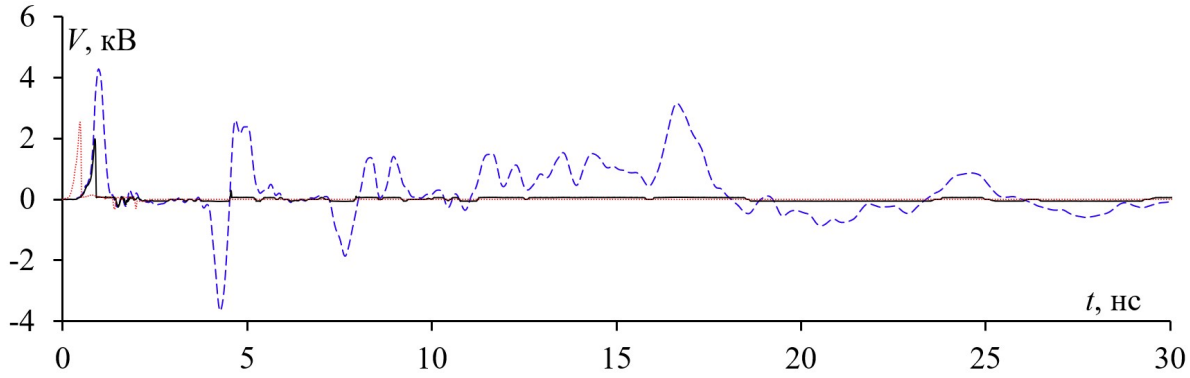


Рисунок 4.32 – Формы напряжения на выходе структуры 1 без газоразрядного устройства (– –), с ним (—) и после его срабатывания без линии (···)

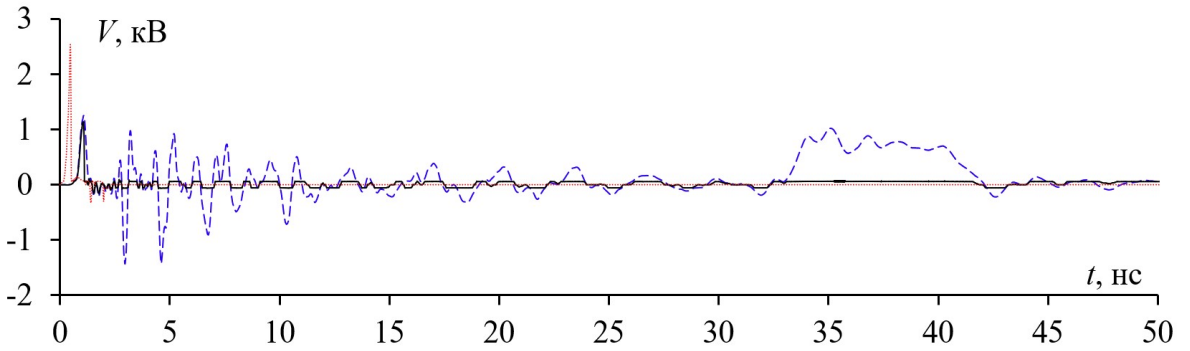


Рисунок 4.33 – Формы напряжения на выходе структуры 2 без газоразрядного устройства (– –), с ним (—) и после его срабатывания без линии (···)

Из рисунков 4.32 и 4.33 видно, что газоразрядному устройству требуется значительное время для срабатывания, в результате чего часть исходного воздействия (до $t_{сг}$) проходит дальше, например по линии передачи, при этом длительность прошедшей части воздействия значительно меньше исходного. Это возможно использовать для разложения этой прошедшей части воздействия в МЛ в целях уменьшения ее амплитуды, когда в МЛ не обеспечиваются требуемые задержки для разложения исходного воздействия (большей длительности). Поэтому рассмотрено включение газоразрядного устройства перед МЛ. При этом на выходе линии газоразрядное устройство будет отсутствовать. Вычислены формы напряжения на выходе структур 1 и 2, когда на их входе включено газоразрядное устройство. Для простоты такой вариант включения газоразрядного устройства далее будет называться вариантом 1, а на выходе линий – вариантом 2. Формы напряжения на выходе структур 1 и 2 (при использовании SPICE-модели 2) представлены на 4.34 и 4.35.

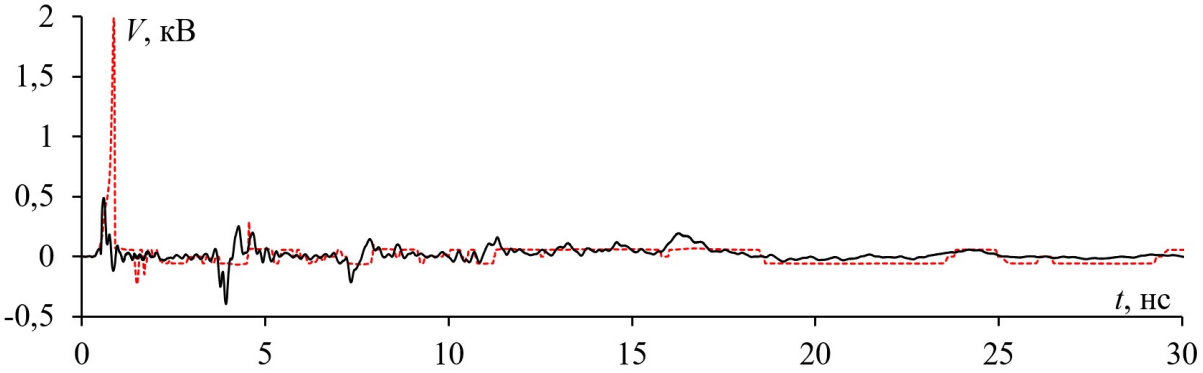


Рисунок 4.34 – Формы напряжения на выходе структуры 1
с вариантами включения газоразрядного устройства 1 (—) и 2 (- -)

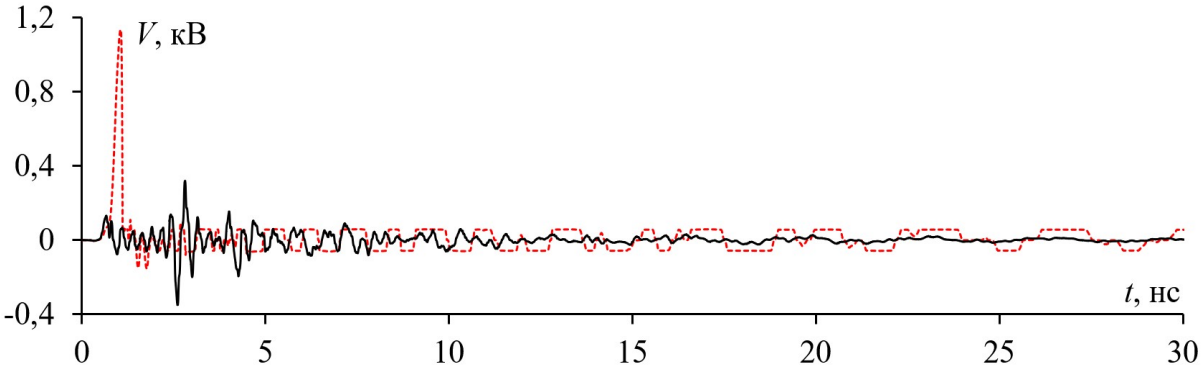


Рисунок 4.35 – Формы напряжения на выходе структуры 2
с вариантами включения газоразрядного устройства 1 (—) и 2 (- -)

Из рисунков 4.34 и 4.35 видно, что при варианте 1 амплитуда на выходе гибридных устройств меньше: для МПЛ с вариантами 1 и 2 она составляет 0,488 и 1,98 кВ соответственно, а с двумя пассивными проводниками – 0,349 и 1,13 кВ.

Дополнительно выполнен аналогичный анализ на воздействие в виде трапеции с э.д.с. 8 кВ, с длительностями фронта и спада по 0,5 нс, а плоской вершины 3 нс (далее в тексте воздействие 3). Для этого использованы измеренные *S*-параметры структур и SPICE-модель 1 газоразрядного устройства. Формы напряжения на выходе структур для всех рассмотренных случаев представлены на рисунках 4.36 и 4.37.

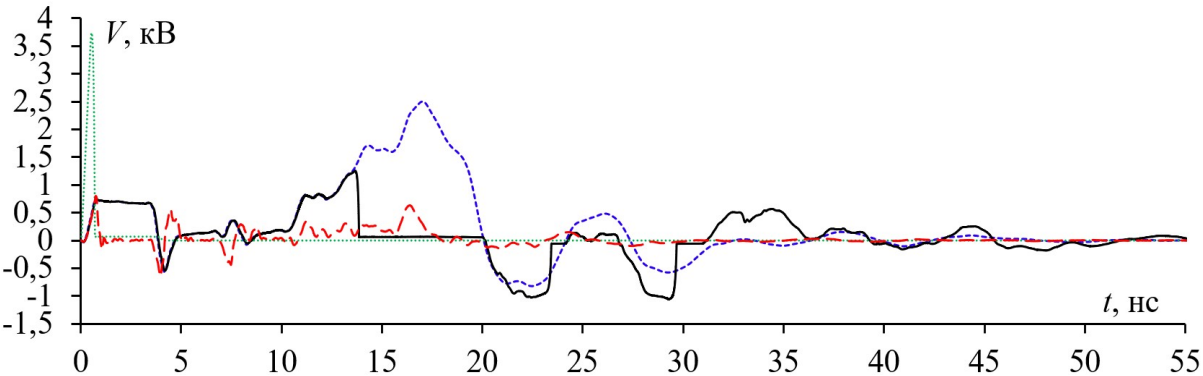


Рисунок 4.36 – Формы напряжения на выходе структуры 1 с газоразрядным устройством
при вариантах включения 1 (– –) и 2 (—), без него (- -)
и после него без МЛ (⋯)

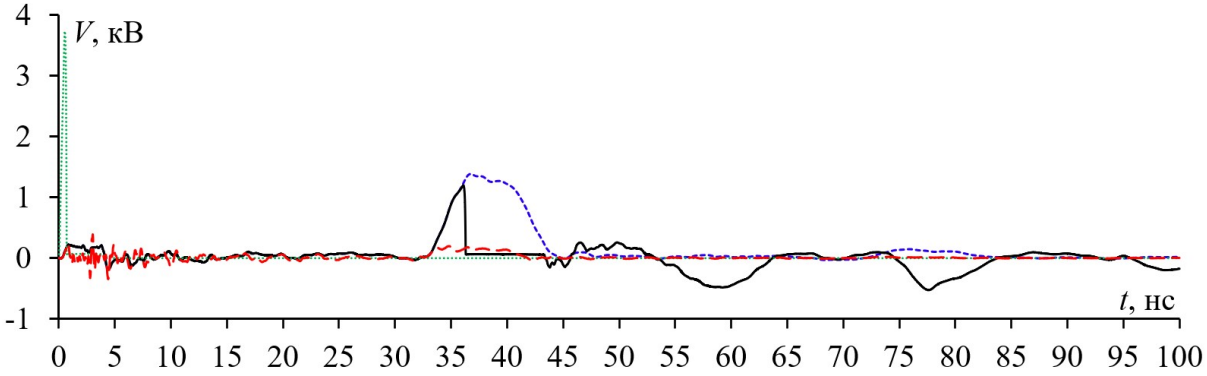


Рисунок 4.37 – Формы напряжения на выходе структуры 2 с газоразрядным устройством при вариантах включения 1 (– –) и 2 (—), без него (- -) и после него без МЛ (⋯)

Из рисунков 4.36 и 4.37 видно, что при включении с линиями газоразрядного устройства защита улучшается. Так, при использовании для защиты только газоразрядного устройства V_{max}=3,7 кВ, структур 1 и 2 без него – 2,5 и 1,39 кВ соответственно, а при вариантах включения 1 и 2 – 801 и 392 В, и 1,25 и 1,2 кВ соответственно.

В таблицу 4.1 сведено ослабление (относительно $E/2$) для всех рассмотренных случаев, где случай 1 – линии без газоразрядного устройства, случай 2 – газоразрядное устройство без линий, случай 3 – газоразрядное устройство на входе линий, случай 4 – газоразрядное устройство на выходе линий.

Таблица 4.1 – Ослабление СКИ для всех рассмотренных случаев

Структура	Случай											
	1			2			3			4		
	Воздействие											
	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
	Ослабление, раз											
1	2,25	5,6	1,6	–	19,7	1,07	–	102,46	5	2,48	25,15	3,2
2	2	19,9	2,9					143,27	10,2	2,06	44,05	3,35

Из таблицы 2.24 видно, что при включении газоразрядного устройства со структурами 1 и 2 ослабление воздействий увеличивается. При этом, как отмечалось выше, наилучший результат (ослабление до 143,27 раза) получен для газоразрядного устройства перед МЛ. Максимальное ослабление получено для воздействия 2, поскольку МЛ спроектированы с учетом его длительности и полного разложения в них. Воздействия 1 и 3 полностью не раскладываются в линиях, поэтому в них ослабление меньше. Возможна дополнительная параметрическая оптимизация структур с учетом этих воздействий. Кроме того, скорость нарастания воздействия 2 меньше, чем у воздействия 1, что значительно улучшает работу газоразрядного устройства. Для полного разложения воздействия 2 также возможна дополнительная параметрическая оптимизация структур 1 и 2.

Детально проанализировано влияния длительности воздействия на работу газоразрядного устройства посредством моделирования с использованием SPICE-модели и

натурных испытаний. По результатам анализа оптимизирована SPICE-модель для более наглядных результатов, а также сформулированы условия для своевременного срабатывания газоразрядного устройства. В результате, на выходе МЛ с газоразрядным устройством увеличено ослабление СКИ, в сравнении с МЛ без него. Рассмотрены три различных воздействия и две структуры на основе МЛ. Продемонстрировано, как первый импульс с выхода линий подготавливает газоразрядное устройство к срабатыванию и остальные импульсы подавляются уже им. Несмотря на то, что он проходит дальше и не ослабляется, его амплитуда меньше, чем у исходного импульса, а импульсы разложения после него отсутствуют, что важно для уменьшения нагрева чувствительных элементов РЭА. В этом случае максимальное ослабление СКИ в структурах 1 и 2 составило 25 и 44 раза соответственно. Дополнительно рассмотрено включение газоразрядного устройства на входе в линию. Выявлено, что оно лучше для максимального ослабления СКИ: 102 и 143 раза в структурах 1 и 2. Таким образом, теоретически обоснован и экспериментально подтвержден новый принцип построения гибридных защитных устройств, основанный на синергетическом эффекте от МЛ и газоразрядного устройства. Доказано, что МЛ способна подготовить газоразрядное устройство к срабатыванию при воздействии СКИ путем его предварительного разложения за счет своих модальных свойств на импульсы меньшей амплитуды. Данный подход значительно улучшает защиту от СКИ в сравнении с использованием этих компонентов по отдельности.

4.3 Основные результаты раздела

1. Для защиты от СКИ предложено гибридное устройство защиты на основе последовательного соединения 3-проводного МФ и меандровой МПЛ. Показано ослабление СКИ в таком устройстве до 9,6 раза (относительно $E/2$) за счет его разложения: сначала на 3 импульса мод в 3-проводном МФ, а затем каждого из них – на перекрестную наводку и импульсы нечетной и четной мод в меандровой МПЛ. Сформулированы условия такого разложения СКИ.

2. Для защиты от СКИ предложены гибридные устройства защиты на основе последовательного соединения МФ (3- и 4-проводных) и МЛ с лицевой связью. Определены задержки каждого импульса разложения на выходе каждого из гибридных устройств защиты. Сформулированы условия такого разложения. Проанализировано влияние расстояния межу проводниками устройств и ε_r на погонные задержки в каждом из устройств отдельно. Получены оптимальные параметры гибридных устройств, обеспечивающие сформулированные условия. В результате ослабление СКИ (относительно $E/2$) в структуре с 3-проводным МФ составило 9,6 раза, а с 4-проводным – 11,9 раза.

3. Для защиты от СКИ предложено гибридное устройство защиты на основе последовательного соединения 5-проводного МФ и меандровой МПЛ. Показано ослабление СКИ в таком устройстве до 26,6 раза (относительно *E*/2) за счет его разложения: сначала на 5 импульсов мод в 5-проводном МФ, а затем каждого из них – на перекрестную наводку и импульсы нечетной и четной мод в меандровой МПЛ. Сформулированы условия такого разложения СКИ.

4. Для защиты от СКИ предложено гибридное устройство защиты на основе МЛ и газоразрядного устройства. Для создания достоверной модели гибридных устройств использовались экспериментально измеренные *S*-параметры изготовленных макетов МЛ совместно со SPICE-моделью газоразрядного устройства, параметры которой были оптимизированы в ходе лабораторного эксперимента по воздействию на него мощных импульсов. Кроме того, выполнен лабораторный эксперимент с использованием макета гибридного устройства защиты. Показан рост ослабления СКИ на выходе МЛ с газоразрядным устройством, в сравнении с МЛ без него. Рассмотрены три различных воздействия и две структуры на основе МЛ. Продемонстрировано, как первый импульс с выхода линий подготавливает газоразрядное устройство к срабатыванию и остальные импульсы подавляются уже им. При этом максимальное ослабление СКИ в структурах 1 и 2 составило 25 и 44 раза соответственно. Дополнительно показана предпочтительность включения газоразрядного устройства включено на входе в линию: с ослаблением СКИ 102 и 143 раза в структурах 1 и 2. В результате, теоретически обоснован и экспериментально подтвержден новый принцип построения гибридных защитных устройств, основанный на синергетическом эффекте от МЛ и газоразрядного устройства. Доказано, что МЛ способна подготовить газоразрядное устройство к срабатыванию при воздействии СКИ путем его предварительного разложения за счет своих модальных свойств на импульсы меньшей амплитуды. Данный подход значительно улучшает защиту от СКИ в сравнении с использованием этих компонентов по отдельности.

Таким образом, предложены гибридные устройства защиты от СКИ на основе МЛ и МФ, отличающиеся совместным использованием их свойств, а также на основе МЛ и газоразрядного устройства, отличающееся использованием искажений МЛ для подготовки газоразрядного устройства к срабатыванию и увеличения ослабления СКИ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги исследования

В диссертации на основании выполненных автором исследований решена научная проблема защиты РЭС от СКИ и импульсов ЭСР, имеющая важное хозяйственное значение. Получены следующие основные результаты:

1. Разработаны и исследованы устройства защиты на основе симметричных МЛ. Предложены одновитковые и многовитковые устройства на основе меандровых МПЛ, использующие связь между проводниками и различие погонных задержек мод для разложения СКИ и импульса пикового выброса ЭСР с формой IEC-6100-4-2 на импульсы меньшей амплитуды (ослабление СКИ до 3 и 2,1 раза в витке с боковой и лицевой связью соответственно, а импульса ЭСР – до 1,4 и 1,7 раза). Доказано, что последовательное соединение витков эффективно ослабляет СКИ (до 33 раз при 5 витках). Сформулированы универсальные аналитические условия полного разложения СКИ в структурах из произвольного числа витков. Разработан и апробирован новый конструктивный прием для увеличения ослабления СКИ – сворачивание витка МЛ в меандр с усиленной связью. Взаимовлияния в свернутой структуре увеличивают ослабление СКИ до 7 раз.

2. Предложены и исследованы устройства защиты на основе асимметричных меандровых линий. Установлено, что асимметрия поперечного сечения МЛ (например, при лицевой связи или добавлении пассивных проводников с различной шириной) увеличивает ослабление СКИ. Это достигается за счет импульсов разложения. Разработаны аналитические условия разложения СКИ в асимметричных МЛ с произвольным числом витков, отличающиеся учетом этих импульсов. Показано, что их учет при разработке условий разложения позволяет ослабить СКИ до 214 раз в структуре из 5 витков, что многократно превосходит возможности аналогичных, но симметричных МЛ. Доказано, что комбинация введения пассивных проводников в поперечное сечение МЛ и ее сворачивания в меандр с усиленной связью обеспечивает синергетический эффект, позволяя ослабить СКИ до 18 раз, значительно снизив вероятность пробоя и выгорания компонентов РЭС, что подтверждено анализом *N*-норм.

3. Разработаны гибридные устройства защиты на основе МЛ, демонстрирующие новые возможности подавления импульсных помех. Предложены гибридные устройства на основе последовательного соединения МФ и МЛ. Доказано, что они позволяют разложить СКИ сначала в МФ, а затем в МЛ, с ростом его ослабления (до 27 раз). Разработан новый подход к защите от СКИ, реализованный в гибридном устройстве на основе МЛ и газоразрядного устройства. Он использует модальное разложение для подготовки газоразрядного устройства к срабатыванию, что позволяет преодолеть его инерционность и обеспечить ослабление СКИ до 44 раз.

Показано, что включение МЛ после газоразрядного устройства ослабляет СКИ до 143 раз за счет улучшения модальной фильтрации более коротких импульсов от частичного срабатывания газоразрядного устройства на воздействие, часть которого проходит в МЛ.

4. Создан комплексный научно-методологический аппарат для анализа и оптимального проектирования защитных устройств на основе МЛ. Разработана и отработана методология оптимального проектирования, включающая сформулированные одно- и многокритериальные целевые функции. С использованием ГА и ЭС решены задачи параметрической оптимизации предложенных базовых устройств по критериям согласования, выполнения условий разложения и минимизации амплитуды. К МЛ впервые применены модели, позволяющие учитывать влияние дестабилизирующих факторов реальных условий эксплуатации (температура в диапазоне от минус 50 до 150°С, наличие слоев воды и льда) на характеристики базовых МЛ. Доказана возможность выбора оптимальных параметров, при котором отклонение характеристик от заданных при изменении внешних условий минимально, что имеет ключевое значение для практического применения.

Результаты работы использованы в различных НИОКТР и НИР, на производстве и в учебном процессе двух университетов. Совокупность результатов работы позволяет считать, что её задачи решены, а цель достигнута.

Рекомендации

1. Последовательное соединение МЛ и МФ, а также МЛ и газоразрядных устройств защиты может быть использовано при проектировании защитных структур на основе полосковых линий для увеличения ослабления СКИ и эффективности защиты РЭС от него.

2. Разработанные аналитические условия для разложения СКИ в устройствах на основе МЛ с асимметричным поперечным сечением и произвольным числом витков могут быть использованы при оптимизации и проектировании многовитковых МЛ с целью увеличения ослабления СКИ для эффективной защиты РЭС.

3. Сворачивание структур на основе МЛ может быть использовано для дополнительного увеличения ослабления СКИ.

4. Все рассмотренные структуры на основе МЛ могут быть использованы для защиты РЭА от СКИ и ЭСР по цепям постоянного питания, а также по сигнальным цепям после дополнительной оптимизации их геометрических параметров по критерию обеспечения заданных характеристик (согласование, полоса пропускания и пр.).

5. Результаты могут быть использованы при проектировании межсоединений ПП для защиты электрических цепей от СКИ и ЭСР.

6. Результаты анализа влияния температуры, влаги и льда могут быть использованы для выбора оптимальных геометрических параметров и материалов, обеспечивающих стабильность

защитных характеристик МЛ в жестких климатических условиях (перепады температур, наличие льда, высокая влажность).

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Исследование совместного использования свойств МЛ и других традиционных устройств защиты (например, TVS-диодов, TVS-сборок и др.) в целях увеличения ослабления СКИ и эффективности защиты РЭС от него.

2. Исследование возможности увеличенного ослабления ЭСР в МЛ посредством ее совершенствования (введение дополнительных проводников, сворачивание, использование покрытия из РПМ и пр.) и последовательного включения с традиционными устройствами защиты.

3. Исследование ослабления ЭСР с формой тока по другим стандартизованным моделям, таким, как: механической и заряженного устройства.

4. Исследование многовитковых меандровых структур с наличием связи между витками и анализ формы и амплитуды выходного сигнала при увеличении связи в целях увеличения ослабления СКИ.

5. Исследование возможности увеличения полосы пропускания свернутых меандровых структур посредством введения между её проводниками заземленных проводников.

6. Проработка возможности практической реализации защитных многовитковых МЛ.

7. Разработка аналитических условий разложения в МЛ для импульсов ЭСР разных моделей.

8. Проработка возможности использования МЛ в качестве формирующей линии на выходе мощного генератора для создания последовательности импульсов.

9. Проработка возможности реализации защитной МЛ по технологии LTCC и исследование влияния многослойных диэлектриков, материалов с высокой диэлектрической проницаемостью и перспективных метаматериалов для уменьшения габаритов устройств.

10. Разработка методологии защиты РЭС от СКИ с помощью структур на основе МЛ.

11. Исследование влияния свойств и геометрии диэлектрических слоев (включая многослойные структуры, использование материалов с высокой диэлектрической проницаемостью, возможно, метаповерхностей и метаматериалов) на защитные свойства МЛ с целью максимизации разности скоростей мод и, как следствие, повышения эффективности и/или уменьшения длины МЛ.

12. Изучение возможности масштабирования принципов модального разложения и применения МЛ для защиты от ЭСР/СКИ на более низких уровнях интеграции – в корпусах ИС или непосредственно на кристалле для защиты высокоскоростных межсоединений.

13. Определение предельных уровней мощности и энергии СКИ и ЭСР, которые могут выдерживать различные конструкции МЛ (одно-, многовитковые, гибридные) без необратимого повреждения (пробой диэлектрика, выгорание проводников), и исследование физических механизмов отказа таких структур при экстремальных воздействиях.

14. Использование методов машинного обучения (например, нейронных сетей, суррогатного моделирования) для ускорения многокритериальной параметрической оптимизации сложных многовитковых или гибридных структур на основе МЛ, особенно при необходимости учета большого числа параметров, нелинейных эффектов или технологических допусков.

15. Исследование возможности использования эффекта модального разложения в МЛ для аппаратного кодирования информации на физическом уровне, где параметры МЛ выступают в качестве «ключа» для преобразования битовой последовательности в сложный сигнал и его последующего восстановления.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

BER	bit error ratio, вероятность битовых ошибок
BNC	bayonet Neill–Concelman, байонетный Нила-Консельмана
DVB	digital video broadcasting, цифровое видеовещание
FDTD	finite-difference time-domain, конечные разности во временной области
FEM	finite element method, метод конечных элементов
FIT	finite integration technique, метод конечного интегрирования
GPU	graphics processing unit, графический процессор
HPEMS	high power electromagnetic systems, мощные электромагнитные системы
HPM	high power microwave, мощный микроволновой
IEC (МЭК)	international electrotechnical commission, международная электротехническая комиссия
ITU (МСЭ)	international telecommunication union, международный союз электросвязи
LDPC	low-density parity-check code, код с низкой плотностью проверок на четность
LTCC	low temperature co-fired ceramic, низкотемпературная совместно обжигаемая керамика
MER	modulation error ratio, коэффициент ошибок модуляции
MoM	method of moments, метод моментов
OFDM	orthogonal frequency division multiplexing, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов
PEEC	partial element equivalent circuit, метод эквивалентной схемы из частичных элементов
PRBS	pseudo-random binary sequence, псевдослучайная двоичная последовательность
QAM	quadrature amplitude modulation, квадратурная амплитудная модуляция
SMA	subminiature version A connector, субминиатюрный разъем версии А
SOS	semiconductor opening switch, полупроводниковый ключ с быстрым размыканием тока
TLM	transmission line matrix, матрица линий передачи
TVS	transient voltage suppressor, диод-ограничитель напряжения
USB	universal serial bus, универсальная последовательная шина
UWB (СШП)	ultra wideband, сверхширокополосный
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
ВАЦ	векторный анализатор цепей
ВЧ	высокочастотный

ГА	генетические алгоритмы
ИС	интегральные схемы
КМОП	комплементарный металл-оксид-полупроводник
МЛ	меандровая линия
МОП	металл-оксид-полупроводник
МПЛ	микрополосковая линия
МПЛП	многопроводная линия передачи
МФ	модальная фильтрация
ПдЭМВ	преднамеренное электромагнитное воздействие
ПК	персональный компьютер
ПО	программное обеспечение
ПП	печатная плата
РПМ	радиопоглощающий материал
РЭС	радиоэлектронное средство
РЭБ	радиоэлектронная борьба
САПР	система автоматизированного проектирования
СВЧ	сверхвысокочастотный
СКИ	сверхкороткий импульс
ТТЛ	транзисторно-транзисторная логика
ЭМВ	электромагнитное воздействие
ЭМС	электромагнитная совместимость
ЭС	эволюционные стратегии
ЭСР	электростатический разряд

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Курейчик В.М. Математическое обеспечение конструкторского и технологического проектирования с применением САПР: учебник. – М.: Радио и связь, 1990. – 352 с.
2. Постановление Правительства РФ от 12.10.2004 N 539 (ред. от 22.12.2018) «О порядке регистрации радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств».
3. Куликов О.Е. Обеспечение электромагнитной совместимости на ранних стадиях проектирования радиоэлектронной аппаратуры: средства и методы реализации / О.Е. Куликов, А.С Шалумов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – №1. – С. 1–14.
4. Нагирная А.В. Принципы развития глобального информационного пространства // Фундаментальные исследования. – 2013. – № 6-6. – С. 1462–1467.
5. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М: Радио и связь, 1981. – 296 с.
6. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Внутрисистемные помехи и методы их уменьшения: пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1978. – Вып. 2. – 272 с.
7. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. – 2006. – №3(18). – С. 36–45.
8. Albertson, R.T. Overview of electromagnetic interference / R.T. Albertson, J. Arthur, M.H. Rashid // 38th North American Power Symposium. – Carbondale, IL, USA, 17–19 September, 2006. – P. 263–266.
9. Kaur M. Electromagnetic interference / M. Kaur, S. Kakar, D. Mandal // 3rd International Conference on Electronics Computer Technology. – Kanyakumari, India, 8–10 April, 2011. – Vol. 4. – P. 1–5.
10. Sabath, F. Classification of electromagnetic effects at system level // In Ultra Wideband, Short Pulse Electromagnetics 9. – Springer, New York, NY, 2010. – С. 325–333.
11. К вопросу об импульсной помехоустойчивости интегральных логических схем / Н.А. Аваев [и др.] // Сборник статей микроэлектроника. Советское радио. – 1969. – №. 3. – С. 80–100.
12. ГОСТ Р 50397-2011 Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2012. – 62 с.
13. Юхно П.М. Преднамеренные оптические помехи высокоточному оружию. – М: Радиотехника, 2017. – 640 с.
14. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред. Т.Р. Газизова. –Томск: Том. Гос. Ун-т, 2002. – 206 с.
15. Guillette D.S. Intentional electromagnetic irradiation of a microcontroller / D.S. Guillette, T.J. Clarke, C. Christodoulou // 2019 International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA). Spain, 09–13 September 2019. – P. 1214–1218.
16. Фоминич Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно управляющих систем / Э.Н. Фоминич, Д.Р. Владимиров // Военный инженер. – 2016. – №2. – С. 10–17.
17. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.
18. Хоанг Л.Ч. Аналитический обзор по исследованиям влияния преднамеренного электромагнитного воздействия на беспроводные сети / Л.Ч. Хоанг, Р.В. Киричек // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2017. – Т. 5, №. 1. – С. 114.
19. Cai X. Analysis of complexity in battlefield electromagnetic environment / X. Cai, J. Song //

4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. – Xi'an, China. 25–27 May, 2009. – P. 2440–2442.

20. Delsing J. Susceptibility of sensor networks to intentional electromagnetic interference / J. Delsing, J. Ekman, J. Johansson, S. Sundberg, M. Backstrom, T. Nilsson // 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Singapore, 27 February–3 March, 2006. – P. 172–175.
21. Ключник, А.В. Исследование стойкости интегральных микросхем в электромагнитных полях импульсного радиоизлучения / А.В. Ключник, Ю.А. Пирогов, А.В. Солодов // Радиотехника и электроника. – 2011. – Т. 56, №. 3. – С. 375–378.
22. Быстров Р.П. Электромагнитные системы и средства преднамеренного воздействия на физические и биологические объекты / Р.Б. Быстров, В.Г. Дмитриев, А.А. Потапов, Ю.М. Перунов, В.А. Черепинин // Радиоэлектроника. – Т. 6, № 2. – 2014. – С. 129–169.
23. Giri D.V. Classification of intentional electromagnetic environments (IEME) / D.V. Giri, F.M. Tesche // IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility. – 2004. – Vol. 46, no. 3. – P. 322–328.
24. Hayashi Y.I. Fundamental study on fault occurrence mechanisms by intentional electromagnetic interference using impulses / Y.I. Hayashi, N. Homma, T. Mizuki, T. Aoki, H. Sone // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – Taipei, Taiwan. 26–29 May, 2015. – P. 585–588.
25. Mansson D. Methodology for classifying facilities with respect to intentional EMI / D. Mansson, R. Thottappillil, M. Backstrom // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2009. – Vol. 51, no. 1. –P. 46–52.
26. 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.
27. Wik M.W. The threat of intentional electromagnetic interference / M.W. Wik, W.A. Radasky, R.L. Gardner // Proceedings. Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics. CEEM'2000 (IEEE Cat. No. 00EX402). – Shanghai, China. – 7 May, 2000. – P. 17–19.
28. 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.
29. Sabath F. What can be learned from documented intentional electromagnetic interference (IEMI) attacks? // XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium. – Istanbul, Turkey. – 13–20 August, 2011. – P. 1–4.
30. Backstrom M.G. Susceptibility of electronic systems to high-power microwaves: Summary of test experience / M.G. Backstrom, K.G. Lovstrand // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46, no. 3. – P. 396–403.
31. Слюсар В. Генераторы супермощных электромагнитных импульсов в информационных войнах // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2002. –№ 5. – С. 60–67.
32. Sabath F. A systematic approach for electromagnetic interference risk management // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2017. – Vol. 6, no. 4. – P. 99–106.
33. Giri D.V. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics / D.V. Giri, R. Hoad, F. Sabath // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2020. – Vol. 9, no. 2. – P. 37–44.
34. Lavau L.C. Susceptibility of sensors to IEMI attacks / L.C. Lavau, M. Suhrke, P. Knott // 2021 IEEE International joint EMC/SI/PI and EMC Europe symposium. – 2021. – P. 533–537.
35. Coupling of wideband radiated IEMI to cables above ground / T. Liang, G. Spadacini, F. Grassi, S.A. Pignari // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, no. 2. – P. 589–597.
36. Response of the UAV sensor system to HPEM attacks / G. Lubkowski, M. Lanzrath, L.C. Lavau, M. Suhrke // 2020 International symposium on electromagnetic compatibility – EMC EUROPE. – 2020. – P. 1–6.

37. Mora N. Contribution to the study of the vulnerability of critical systems to intentional electromagnetic interference: дис. PhD, EPFL, 2016.
38. Loborev V.M. The modern research problems. Plenary lecture // Proc. of American electromagnetics conference. Albuquerque. – 1996. – P. 121–127.
39. Вестник радиотехники. – Сентябрь 1999. – № 290. – С.62–63.
40. EMC Conferences [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://conferenceindex.org/conferences/electromagnetic-compatibility (дата обращения 10.03.2025).
41. ГОСТ Р 50922-2006. Защита информации. Основные термины и определения.
42. Susceptibility of power line communication (PLC) channel to DS, AM and jamming intentional electromagnetic interferences / A. Nateghi, M. Schaarschmidt, S. Fisahn, H. Garbe // 2021 Asia-Pacific International symposium on electromagnetic compatibility (APEMC). – 2021, P. 1–4.
43. Devaraj L. Electromagnetic risk analysis for EMI impact on functional safety with probabilistic graphical models and fuzzy logic / L. Devaraj, A.R. Ruddle, A.P. Duffy // IEEE Letters on electromagnetic compatibility practice and applications. – 2020. – Vol. 2, no. 4. – P. 96–100.
44. Peikert T. Fuzzy-based risk analysis for IT-systems and their infrastructure // T. Peikert, H. Garbe, S. Potthast // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Vol. 59, no. 4. – P. 1294–1301.
45. A systems-based risk assessment framework for intentional electromagnetic interference (IEMI) on critical infrastructures / B.D. Oakes, L.G. Mattsson, P. Näsman, A.A. Glazunov // Risk analysis. – 2018. – Vol. 38, no. 6. – P. 1279–1305.
46. IEC 61000-2-9 (1996), Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 2: Environment. Section 9: Description of HEMP environment. Radiated disturbance.
47. Wik M.W. Intentional electromagnetic interference (IEMI) – Background and status of the standardization work in the international electrotechnical commission (IEC) / M.W. Wik, W.A. Radasky // Proc. of 27 URSI General Assembly. – 2002. – P. 1–4.
48. 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.
49. Lee K.S. EMP interaction: principles, techniques, and reference data a handbook of technology from the EMP interaction notes // Washington, D.C.: Hemisphere Pub. Corp, 1986.
50. 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.
51. Benford J. High-power microwaves / J. Benford, J.A. Swegle, E. Schamiloglu // New York: Taylor & Francis, 2007. – P. 531.
52. 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.
53. Дроздова А.А., Комнатнов М.Е. Модели и методы воздействия электростатического разряда, применяемые при моделировании, проектировании и испытаниях радиоэлектронных средств // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 3. – С. 44–70.
54. Горлов М.И., Андреев А.В., Воронцов И.В. Воздействие электростатических зарядов на изделие полупроводниковой электроники и радиоэлектронной аппаратуры. – Воронеж: Изд. Воронежского государственного университета, 1997. – 160 с.
55. Tan Z.L. Investigation on ESD EMP damage effects of electronic components / Z.L. Tan, Z.Y. Xiang, B. Xu, H. Xie // 5th Asia-Pacific conf. on environmental electromagnetics. – Xi'an, China, 2009. – P. 89–92.
56. Liu Y. Analysis of indium–zinc–oxide thin–film transistors under electrostatic discharge stress

/ Y. Liu, R. Chen, B. Li, Y. En, Y. Chen // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2018. – Vol. 65. № 1. – P. 356–360.
57. Дроздова А.А. Воздействие электростатического разряда на транзистор с учётом ёмкости посадочного места / А.А. Дроздова, И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2022. – № 2. – С. 47–52.
58. Кечиев Л.Н., Пожидаев Е.Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. – М.: Издательский дом «Технологии», 2005. – 352 с.
59. Lin N. Evolution of ESD process capability in future electronic industry / N. Lin, Y. Liang, Dr. P. Wang // 15th International Conference on Electronic Packaging Technology. – Chengdu, China, 2014. – P. 1556–1560.
60. Иванов В.А., Кириллов В.Ю., Морозов Е.П. Модельные и стендовые исследования электризации космических аппаратов / Под ред. В.Ю. Кириллова. – М.: Издательство МАИ, 2012. – 168 с.
61. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. О совместных климатических и электромагнитных испытаниях радиоэлектронной аппаратуры // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 4(34). – С. 39–45.
62. Xijun Z. Study on effect experiment of ESD EMP to single chip microcontroller / Z. Xijun, W. Zhancheng, S. Xuejun, S. Wenwu // IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications. – Beijing, 2005. – P. 631–634.
63. Алексеев В.Ф. Методика испытания микроконтроллеров на чувствительность к электростатическим разрядам / В.Ф. Алексеев, Н.И. Силков, Г.А. Пискун, А.Н. Пикулик // Электроника, радиофизика, радиотехника, информатика. – 2011. – № 5(59). – С. 5–11.
64. Строгонов А., Горлов М. Воздействие электростатических разрядов на интегральные схемы // Компоненты и технологии. – 2008. – № 3. – С. 188–192.
65. Горлов М.И. Статическое электричество и полупроводниковая электроника // Природа. – 2006. – № 12. – С. 27–36.
66. Konstantinov U.A. Investigation of electrostatic discharge effect on high-power MOSFET-transistors considering the influence of PCB / U.A. Konstantinov, E.D. Pozhidaev, S.R. Tumkovskiy // International seminar on electron devices design and production (SED). – Prague, Czech Republic. – 2019. – P. 1-4.
67. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: Группа ИДТ, 2007. – 616 с.
68. Пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры: пособие по курсу "Материалы и компоненты электроники" для студентов специальности 1-36 04 02 – Промышленная электроника / С.А. Зайкова. – Гродно: ГрГУ, 2009. – 67 с.
69. Гизатулин Р.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания: монография / Р.М. Гизатуллин, З.М. Гизатуллин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. – 142 с.
70. Study of breakdown characteristics of 4H-SiC Schottky diode with improved 2-step mesajunction termination extension / H. Rong [et al.] // Proc. of 16th European conference onpower electronics and applications. – 2014. – P. 1–10.
71. 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.
72. Hoad R. Overview of HPEM standards produced by IEC SC 77c / R. Hoad, W. Radasky // 2015 Asia electromagnetics (AsiaEM). – 2015. – P. 272–273.
73. ГОСТ IEC 61000-6-4-2016. Стандарт электромагнитной эмиссии для промышленных обстановок.

74. IEC 61000-1-5-2004. Electromagnetic compatibility (EMC) – part 1-5: general-high power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems reference.
75. IEC 61000–2–9-1996. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2: Environment –Section 9: Description of HEMP environment – Radiated disturbance.
76. IEC 61000–2–10-2021. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-10: Environment – Description of HEMP environment - Conducted disturbance.
77. IEC 61000-5-9-2009. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-9: installation and mitigation guidelines – system-level susceptibility assessments for HEMP and HPEM.
78. IEC 61000-4-36-2014. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-36: Testing and measurement techniques – IEMI immunity test methods for equipment and systems.
79. IEC 61000-4-33-2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-33: Testing and measurement techniques – Measurement methods for high-power transient parameters.
80. Baum C.E. Norms and eigenvector norms // Mathematics Notes. – 1979. – Vol. 63. – P. 1–42.
81. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications / D. Giri. – Cambridge, MA: Harvard University Press, 2004. – 198 p.
82. ITU-T K.81-2014. High-power electromagnetic immunity guide for telecommunication systems – series K: protection against interference.
83. IEEE P1642-2015. Recommended practice for protecting public accessible computer systems from intentional EMI
84. CIGRE 600-2014. Protection of high voltage power network control electronics against intentional electromagnetic interference (IEMI): CIGRE WG C4.206.
85. ГОСТ Р 52863-2007 Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям – М.: Стандартинформ, 2020. – 40 с.
86. ГОСТ Р 56115-2014 Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Средства защиты от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Общие требования – М.: Стандартинформ, 2016. – 46 с.
87. ГОСТ Р 56093-2014 Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Средства обнаружения преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Общие требования – М.: Стандартинформ, 2019. –31 с
88. ГОСТ Р 56103-2014 Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий – М.: Стандартинформ, 2018. – 20 с.
89. 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.
90. 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.
91. Бохан П.А. Генерирование высоковольтных импульсов с пикосекундным фронтом при каскадном включении кивотронов // Приборы и техника эксперимента. – 2018. –№ 4. – С. 31–35.
92. Doma R.S. Radiation of high-power fast rise time pulses by hydrogen spark gap antenna at ahigh repetition rate / R.S. Doma, S. Azeemuddin // IEEE Transactions on plasma science. – 2021. – Vol. 49, no. 2. – P. 648–655.
93. Kesar A.S. 6-kV, 130-ps rise-time pulsed-power circuit featuring cascaded compression by fast recovery and avalanche diodes // Electronics letters. – 2013. – Vol. 49, №24. – P. 1539–1540.
94. Design of a subnanosecond rise time, variable pulse duration, variable amplitude, repetitive, high-voltage pulse source / T. Huiskamp [et al.] // IEEE Transactions on plasma science. – 2013. – Vol. 42, №1. – P. 127–137.
95. 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.
96. Xiao Shu, Pakhomov A., Schoenbach Karl H. Treatment of biological tissues using subnanosecond electric pulses. Patent USA, no. 10328259, 2019.
97. Jeong Y.K. Development of the Hyperband HPEM simulator satisfied with IEC61 000-4-36standard / 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.
98. Jolt: a highly directive, very intensive, impulse-like radiator / C.E. Baum [et al.] // Proceedings of the IEEE. – 2004. –Vol. 92, no. 7. – P. 1096–1109.
99. 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. 014709-1–014709-4.
100. Drazan L. Design and testing of a low-tech DEW generator for determining electromagnetic immunity of standard electronic circuits / L. Drazan, R. Krizan, M. Popela // Energies. – 2021. – Vol. 14, no. 11. – 15 p.
101. Tie W. Optimized analysis of sharpening characteristics of a compact RF pulse source basedon 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
102. 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.
103. 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.
104. 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.
105. Белоконь И.Н. Анализ технологий генерации мощного импульсного радиочастотного излучения и перспективы их развития / И.Н. Белоконь, А.Н. Гончаров, Е.В. Иванов,А.С. Кудряшов А.С. // Технологии ЭМС. – 2010. – №1. – С. 49–57.
106. Словиковский Б.Г. Малогабаритные генераторы высоковольтных наносекундных импульсов на основе SOS-диодов: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Екатеринбург, 2004. 126 с.
107. Prather, W.D. Survey of worldwide high-power wideband capabilities / W.D. Prather, C.E. Baum, R.J. Torres, F. Sabath, D. Nitsch // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46, no. 3. – P. 335–344.
108. Mora N. 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.
109. Радиолокатор на основе СВЧ генератора с релятивистским электронным пучком / Б.В. Бункин [и др.] // Письма в ЖТФ. – 1992. – № 18(9). – С. 61–64.
110. 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.
111. 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.
112. RF pulse generation in a gyromagnetic nonlinear transmission line with periodically placedferrites 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.
113. Efremov A.M. 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.
114. High power radiators and E-field sensors for sub-nanosecond EM pulses / V.M. Fedorov [et al.] // IEEE International symposium on EMC. – 2015. – P. 1127–1132.
115. Measurements of sub-nanosecond pulsed electromagnetic waves by strip-line sensors withlong transmitting coaxial cable / V.M. Fedorov [et al.] // 20th International symposium onhigh-current electronics (ISHCE). – 2018. – P. 51–56.
116. Antenna Array with TEM-horn for radiation of high-power ultra short electromagnetic pulses / V.M. Fedorov [et al] // Electronics. – 2021. – Vol. 10, № 9. – P. 1011.
117. Сильноточные генераторы, электронные ускорители, наносекундные генераторы на основе SOS-диодов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.iep.uran.ru/razzr/gener/razr_8.html (дата обращения: 27.02.2025).
118. Андреев Ю.А. Генерация и излучение мощных пикосекундных электромагнитных импульсов / Ю.А Андреев, А.М. Ефремов, В.И. Кошелев, Б.М. Ковальчук, В.В. Плиско, К.Н. Сухушин // III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Москва, Россия. – 26–30 октября, 2009 г. – С. 760–764.
119. High-power ultrawideband electromagnetic pulse radiation / V.I. Koshelev [et al.] // Proc. SPIE 3158, Intense Microwave Pulses V. – 3 October 1997. – P. 209–219.
120. Romero C. Modified ground plane geometry for a half impulse radiating antenna / C. Romero, N. Mora, B. Daout, M. Sallin // International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA). – 2017. – P. 1696–1699.
121. 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
122. 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.
123. 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.
124. Bowen L.H. 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.
125. 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.
126. 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.
127. 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.
128. Tsyanenka D. UWB EMP susceptibility testing of general-purpose electronic, radiocommunication, and industrial equipment / D. Tsyanenka, V. Mordachev, E. Sinkevich //2021 Asia-pacific international symposium on electromagnetic compatibility (APEMC). – Nusa Dua - Bali, Indonesia. –2021. – P. 1–4.
129. Методы экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов / А.В. Разумов, А.Ю. Онуфрей, В.В. Какаев, А.Б. Махонин, И.А. Уткин, Т.Л. Рязановский // Технологии электромагнитной совместимости. – 2014. – № 3(50).– С. 3–9.
130. Оценка стойкости сложных технических систем к воздействию мощных электромагнитных излучений / А.В. Разумов [и др.] // Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2022. – № 2. – С. 16–27.

131. Влияние мощных электромагнитных импульсов на работу типовых интегральных микросхем / В. А. Вдовин [и др.] // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – №. 11. – С. 1–23.
132. Susceptibility and coupled waveform of microcontroller device by impact of UWB-HPEM / S.M. Hwang [et al.] // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2010. – Т. 24.– № 8–9. – P. 1059–1067.
133. Ключник А.В. Обратимые отказы интегральных микросхем в полях радиоизлучения. / А.В. Ключник, Ю.А. Пирогов, А.В. Солодов // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2013. – №1. – С. 1–24.
134. Воздействие импульсных электромагнитных полей на современные микроконтроллеры / М.П. Грибский [и др.] // Прикладная радиоэлектроника. 2006. – Т. 5. –№2. – С. 294–297.
135. Hong J.I. Susceptibility of microcontroller devices due to coupling effects under narrowband high power electromagnetic waves by magnetron / J.I. Hong, S.M. Hwang, C.S. Huh // Journal of Electromagn. Waves and Appl. – 2008. – Vol. 22. –P. 2451–2462.
136. Степовик А.П. Влияние внутренних дорожек микросхем на восприимчивость к действию сверхкоротких импульсов сверхширокополосного излучения / А.П. Степовик, Е.Ю. Шамаев, М.М. Арманов // Радиотехника и электроника. – 2017. – Т.62. – №. 8. – С. 812–818.
137. Sonnemann F. Susceptibility and vulnerability of semiconductor components and circuits against HPM / F. Sonnemann, J. Bohl // Proc. XXVIIth General Assembly of the International Union of Radio Science. – 2002. – C. 44–49.
138. Fundamental study on influence of intentional electromagnetic interference on IC communication / H. Nishiyama [et al] // 2019 12th International Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo). – Hangzhou, China. – 2019. – P. 201–203.
139. Camp M. Influence of operation and program-states on the breakdown effects of electronics by impact of EMP and UWB / M. Camp, H. Garbe // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. –2003. – P. 1032–1035.
140. Korte S. Hardware and software simulation of transient pulse impact on integrated circuits / S. Korte, M. Camp, H. Garbe // 2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005. – IEEE, 2005. – Т. 2. – С. 489–494.
141. MIL-STD-461F-2007. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.
142. IEC 61000-2-13-2013. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-13: environment –high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted.
143. IEC 61000-4-2008 Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 2: Electrostatic discharge immunity test.
144. 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.
145. 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. 933-946.
146. Верхулевский К. Защитные TVS-устройства компании Semtech: разнообразие выбора // Компоненты и технологии. – 2017. – №3. – С. 25–30.
147. Han S.M. A validation of conventional protection devices in protecting EMP / S.M. Han, C.S. Huh, J.S Choi // Progress in Electromagnetic Research – 2011. – Vol. 119. – P. 253–263.
148. EMI Filter Design. Third Edition // R.L. Ozenbaugh, T.M. Pullen. – CRC Press. – 2011. – P. 272.
149. Tzong L.W. A novel dual-function circuit combining high-speed differential equalizer and common-mode filter with an additional zero / L.W. Tzong , Y.H. Chih // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2014. – Vol. 24, no. 9. – P. 617–619.

150. Techniques for improving the high-frequency performance of the planar CM EMI Filter / D.J. Hu, G. Wei, L.Y. Deng, H.F. Huang // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2013. – Vol. 55, no. 5. – P. 901–908.
151. A high frequency equivalent circuit and parameter extraction procedure for common mode choke in the EMI filter / C. Cuellar [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. –2012. – Vol. 28, no. 3. – P. 1157–1166.
152. Xu C. Design theory and implementation of a planar EMI filter based on annular integrated inductor-capacitor unit / IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 28, no. 3. – P. 1167–1176.
153. Passive and active hybrid integrated EMI filters / M.L. Heldwein [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 25, no. 5. – P. 1340–1349.
154. 3-D electromagnetic modeling of parasitics and mutual coupling in EMI filters / T. Friedli [et al.] // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, no. 1. – P. 135–149.
155. Xu C., Wang S. Extraction of magnetic parameters for elements of a planar EMI filter / IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. –2013. – Vol. 56, No 2. – P. 360–366.
156. SMD/BLOCK Type EMI suppression filters EMIFIL [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.murata.com/products/emc/emifil, free (дата обращения 18.02.2025).
157. Патент US8508912B2 США, МПК 361/306.3. Capacitor and method for manufacturing the same / S. Yamamoto (JP), T. Hosokawa (JP) № 13/029,206; заявл. 2011.02.17; выдан 2011.08.25.
158. Патент US6324047B1 США, МПК 361/302 Symmetrical feedthrough / W. Hayworth № 13/029,206; заявл. 2000.06.06; выдан 2001.11.27.
159. 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.
160. Effects of parasitic parameters on EMI filter performance / S. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19, no. 3. – P. 869–877.
161. Folded feedthrough multilayer ceramic capacitor EMI filter / X.C. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – June 2017. – Vol. 59, no. 3. – P. 996–999.
162. Chen L.J. Implementation of a compact EMI filter array for 4G-LTE applications on LTCC / L.J. Chen, K.H. Lin // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2015. – Vol. 5, no. 6. – P. 713–722.
163. 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.
164. 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.
165. Systematic description of the protection capability of protection elements / Krzikalla R.[et al.] // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC. – 2007. – P. 1–4.
166. Linear and nonlinear filters suppressing UWB pulses / T. Weber [et al.] // IEEE Trans. on EMC. – vol. 36, no. 3, 2004. – P. 423–430.
167. Связанные полосковые линии и устройства на их основе: учебное пособие. Часть 1 / Н.Д. Малютин [и др.]. – М.: Томск, 2012. –176 с.
168. Ковалев И.С. Теория и расчет полосковых волноводов. Минск: Наука и техника, 1967. – 233 с.
169. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Часть 2. / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – М.: Связь, 1972. – 496 с.
170. Конструирование и расчет полосковых устройств: учебное пособие / В.И. Голубев [и др.]. – М.: Советское радио, 1974. – 296 с.
171. Конструирование и расчет полосковых устройств: учебное пособие / А.Ф. Харвей. – М.:

Советское радио, 1965. – 784 с.
172. Малютин Н.Д., Малютина А.Н. Томская школа миниатюризации ВЧ и СВЧ полосковых управляемых устройств // 26 Международная конференция Микроволновые и телекоммуникационные технологии, Севастополь: Россия. – 2016. – С. 2774–2781.
173. Воробьев П.А. Расчет емкости несимметричной зигзагообразной полосковой линии с экранами / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, И.Ш. Соломоник // Известия ВУЗов СССР. Радиоэлектроника – 1971. – № 5. – С. 489 – 493.
174. Соломоник И.Ш. Малогабаритная печатная длинная линия с равномерно распределенными параметрами // Труды ТИРиЭТа, 1972, вып. 7.
175. Малютин, Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.
176. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А.М. Богданов [и др.]. Под ред.: А.П. Креницкого, В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 560 с.
177. Сычёв А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радио-электроники, 2007. – 138 с.
178. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 212 с.
179. Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий //Технологии ЭМС. – 2006. – №4 (19). – С. 40–44.
180. Газизов Т.Р. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – Т. 11, №11. – С. 18–22.
181. Беляев Б.А. Исследование коэффициентов связи сонаправленных резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53, № 4. – С. 432–440.
182. Физические основы создания электрически управляемых микрополосковых устройств / Б.А. Беляев [и др.] // Известия ВУЗов. Физика. – 2008. – Т.51, № 9. – С. 36–45.
183. Регулярные и нерегулярные многосвязаные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Томск. Гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.
184. 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.
185. 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.
186. Пат. 2138887 Российская Федерация. Полосковый неотражающий полоснозаграждающий фильтр (его варианты) / Осипенков В.М., Веснин С.Г. – №97119298/09; заявл. 11.11.97; опубл.27.09.99.
187. 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.
188. Малютин Н.Д. Неотражающие фильтры четырехполюсники (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.
189. 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.

190. Миниатюрный фильтр с двумя полосами пропускания на микрополосковых двухмодовых резонаторах / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в ЖТФ. – 2012. – Т. 38, вып. 18. – С. 31–40.
191. Использование активной среды в микрополосковом фильтре для защиты от мощного радиоимпульса / Б.А. Беляев [и др.] // Решетневские чтения. – 2014. – Т. 1, № 18. – С. 217–219.
192. Бальва Я.Ф. Исследование микрополосковых многомодовых резонаторов и конструирование полосно-пропускающих фильтров на их основе / Я.Ф. Бальва, Б.А. Беляев, С.А. Ходенков // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. –Т. 55, № 8/3. – С. 153–156.
193. Ходенков С.А. Микрополосковые фильтры на двухмодовых резонаторах / С.А. Ходенков, В.В. Мочалов, Б.А. Беляев // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2013. – Т. 56, № 8/3. – С. 80–84.
194. Миниатюрный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр с подавлением уровня помех более 100 дБ в широкой полосе заграждения / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39, вып. 15. – С. 47–55.
195. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах совстречно-штыревой структурой проводников / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в ЖТФ. – 2015. – Т. 41, вып. 10. – С. 89–96.
196. Частотно-селективные свойства микрополоскового фильтра на нерегулярных двухмодовых резонаторах / Б.А. Беляев [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2010, Т. 55, №. 6. – С. 664–669.
197. Селективные свойства микрополосковых фильтров на нерегулярных резонаторах / Б.А. Беляев [и др.] // – Радиотехника и электроника, 2004, Т. 49, №. 11. – С. 1397–1406.
198. Селективные свойства микрополосковых фильтров на четвертьволновых сонаправленых шпильковых резонаторах / Б.А. Беляев [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, №. 1. – С. 24–36.
199. Двухполосные фильтры на шпильковом нерегулярном резонаторе / С.А. Ходенков [и др.] // Решетневские чтения. – 2014. – Т. 1, № 18. – С. 251–253.
200. Широкополосная микрополосковая антенна с полосно-пропускающим фильтром на шпильковых резонаторах / Б.А. Беляев, [и др.] // Письма в ЖТФ. – 2015. – Т.41, в. 5. –С. 65–73.
201. Бальва Я.Ф. Исследование особенностей взаимодействия нерегулярных микрополосковых резонаторов типа «гантель» в конструкциях полоснопропускающих фильтров четвертого порядка / Я.Ф. Бальва, Б.А. Беляев // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/2. – С. 55–57.
202. Беляев Б.А. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр на многомодовом резонаторе в форме прямоугольной рамки / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, В.В. Мочалов, В.В. Храпунова, С.В. Ефремова // Решетневские чтения. – 2013. – Т. 1, № 17. – С. 209–211.
203. Беляев Б.А. Частотно-селективные свойства многозвенных фильтров на микрополосковых резонаторах / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, В.В. Тюрнев //Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, № 11. – С.1315–1324.
204. Беляев Б.А. Миниатюрный микрополосковый фильтр верхних частот / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва // Известия высших учебных заведений. Физка. – 2013. – Т.56, № 8/3. – С. 60–62.
205. Беляев Б.А. Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на миниатюризованных коаксиальных резонаторах / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков,

А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58, № 2. – С.127–135.
206. Беляев Б.А. Оптический полосно-пропускающий фильтр на основе трехкомпонентной многослойной структуры / Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев, В.Ф. Шабанов // Доклады академии наук. – 2014. – Т. 456, № 4. – С. 413–416.
207. A compact bandpass filter using microstrip hairpin resonator for WLAN applications / S.M.K. Azam [et. al.]. 7th International conference on computer and communication engineering (ICCCE). – 2018. – P. 313–316.
208. Zukocinski M. A 5.8–10.6 GHz UWB filter using novel SIR structure // 22nd International microwave and radar conference (MIKON). – 14–17 May 2018. – P. 477–480.
209. Oraizi H. Dual-band microstrip notch filters using slotted square patch resonators /H. Oraizi, M. Hamidkhani // 10th Mediterranean microwave symposium. – 25–27 August 2010. – P. 212–215.
210. Tang S.C. Compact microstrip wideband cross-coupled inline bandpass filters with miniaturized stepped-impedance resonators (SIRs) / S.C. Tang, P.C. Chu, J.T. Kuo, L.K. Wu, C.H. Lin // IEEE Access. – 22 February 2022. – P. 21328–21335.
211. Das T.K. Compact high-selectivity wide stopband microstrip cross-coupled bandpass filterwith spurline / T.K. Das, S. Chatterjee, S.K.A. Rahim, T.K. Geok // IEEE Access. – 30 June 2022. – P. 2169–3536.
212. Kumar A. A design of microstrip bandpass filter with narrow bandwidth using DGS/DMSfor WLAN / A. Kumar, M.V. Kartikeyan // 2013 National conference on communications (NCC). – 15–17 February 2013. – P. 1–4.
213. Yihao W. 3-D single- and dual-polarized frequency-selective rasorbers with wide absorption bands based on stepped impedance resonator / W. Yihao, W. Min, S. Zhongxiang, W. Wen // IEEE Access. – 25 January 2021. – P. 22317–22327.
214. Lin Y.F. Miniature dual-mode bandpass filter using Al2O3 substrate / Y. F. Lin, C.H. Chen, K.Y. Chen, H.M. Chen, K.L. Wong // IEEE Microwave and wireless components letters. – 8 August 2007. – P. 580–583.
215. Zheng Z. Compact low-profile differential filtering microstrip patch antenna with high selectivity and deep rejection using single-layer substrate / Z. Zheng, D. Li, X. Tan, M. Wang, Y. Deng // IEEE Access. – 2021. – P. 76047–76055.
216. Ben Haddi S. A compact microstrip T-shaped resonator band pass filter for 5G applications / S. Ben Haddi, A. Zugari, A. Zakriti, S. Achraou // 2020 International conference on intelligent systems and computer vision (ISCV). – 09–11 June 2020. – P. 1–5.
217. Pal B. Three-order microstrip bandpass filter with two transmission zeros for WLAN/WiMAX / B. Pal, S. Dwari // 8th International conference on electrical and computer engineering. – 20–22 December 2014. – P. 58–60.
218. Luo X. Compact dual-band bandpass filters using novel embedded spiral resonator (ESR) / X. Luo, H. Qian, J.G. Ma, K. Ma, K.S. Yeo // IEEE Microwave and wireless components letters. – 8 August 2010. – P. 435–437.
219. Dong G. Dual-band balanced bandpass filter using slotlines loaded patch resonators with independently controllable bandwidths / G. Dong, W. Wang, Y. Wu, W. Li, Y. Liu, M.M. Tentzeris // IEEE Microwave and wireless components letters. – 03 June 2020. – P. 653–656.
220. Gomez-Garcia R. Symmetrical quasi-absorptive RF bandpass filters / R. Gomez-Garcia, J.M. Munoz-Ferreras, D. Psychogiou // IEEE Transactions on microwave theory andtechniques. – 08 February 2019. – P. 1472–1482.
221. Kumar S. Multiple band notched filter using C-shaped and E-shaped resonator for UWB applications / S. Kumar, R.D. Gupta, M. S. Parihar // IEEE Microwave and wireless components letters. – 27 April 2016. – P. 340–342.
222. Arutyunyan A.A [et al.]. Quasi-chaotic microwave oscillations: formation, application to test

vector network analyzers // Proc. of 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – Novosibirsk, Russia, 10–12 November. – 2023. – P. 750–754.

223. Arutyunyan A.A. Investigation of stripline modules at the formation of quasi-chaotic signals in the transmitting-receiving path / A.A. Arutyunyan, N.D. Malyutin, S.N. Podzyvalov, N.N. Yudin // Proc. of 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Novosibirsk, Russia, 29 June – 03 July. – 2023. – P. 120–124.
224. Arutyunyan A.A. The effect of quasi-chaotic oscillations formation in devices based on strip structures containing bulk LiNbO3 crystals / A.A. Arutyunyan, G.A. Malyutin, N.D. Malyutin // Proc. of 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – Tomsk, Russia, 17–19 November. – 2022. – P. 1–6.
225. Trenkal E.I. Experimental research of space-time modulation in transmission lines with controlled nonlinear elements / E.I. Trenkal, N.D. Malyutin, V.S. Pozdnyakov // Proc. of 2020 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering. – Bucharest, Romania. – 2020. – P. 1–4.
226. Sychev A.N. Theory of doubly-shielded coupled lines for directional couplers of various directivity types with impedance transformation / A.N. Sychev, V.A. Bondar, K.B.-B. Dagba, A.I. Stepanyuga, N.Y. Rudyi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 71, No. 5. – P. 2104–2117.
227. Malyutin N.D. Tunable impedance transformer based on split strip lines / N.D. Malyutin, A.V. Andreev, G.A. Malyutin, R.M. Sharabudinov // Proc. of 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – Tomsk, Russia. – 2019. – P. 1–5.
228. Trenkal E.I. Impedance transformers simulation for matching of cascades of L-band SAR ERS power amplifiers / E.I. Trenkal, N.D. Malyutin // Proc. of 2019 Ural Symposium on Biomedical Engineering Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT). – Yekaterinburg, Russia. – 2019. – P. 344–347.
229. Sychev A.N. A phase shifter based on trans-directional coupler with DC isolation of RF-Path and control circuit / A.N. Sychev, N.Y. Rudyi, I.M. Dobush, K.K. Zharov // Proc. of 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). – Novosibirsk, Russia. – 2018. – P. 380–383.
230. Sychev A.N. Analog phase shifter of X-band implemented with novel trans-directional coupled-line coupler / A.N. Sychev, I.M. Dobush, N.Y. Rudyi, S.M. Struchkov // Proc. of 2018 48th European Microwave Conference (EuMC). – Madrid, Spain. – 2018. – P. 811–814.
231. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A. N. Sychev, S. M. Struchkov, V. N. Putilov and N. Y. Rudyi // Proc. of 2015 European Microwave Conference (EuMC). – Paris, France – 2015. – P. 283–286.
232. Gazizov T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of the 18-th Int. Zurich symposium on EMC. – Munich, Germany, September 24–28, 2007. – P. 273–276.
233. Пат. 79355 Российская Федерация. Модальный фильтр / Газизов Т.Р. [и др.]. – № 2008127527/22; заявл. 07.07.08; опубл. 27.12.08, Бюл. № 36.
234. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – №3. – С. 79–83.
235. Газизов Т.Р. Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Е.Н. Буичкин // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). – С. 42–45.
236. Gazizov T.R. Improved design of modal filter for electronics protection // Proc. of 31-st Int. Conf. on Lightning Protection. – 2012. – P. 1–4.
237. Zabolotsky A.M. Modal decomposition of UWB pulse in power cable structures: simple experiment showing useful possible applications / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov,

I.E. Samotin, // Book of abstracts EUROEM 2008, Switzerland, Lausanne, 21–25 July 2008.– P. 62.

238. 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.
239. Simple and free mitigation of short pulse lightning effects by flat power cables / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, I.E. Samotin, A.O. Melkozerov // Proc. of 30-th Int. conf. onlightning protection. Italy, Cagliary, 13–17 September 2010. – 2010. – P. 993-1–993-3.
240. 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.
241. Заболоцкий А.М. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Белоусов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). С. 36–41.
242. Самотин И.Е. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе: моногр. / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – С. 208.
243. 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.
244. Самойличенко М.А. Влияние соединения опорных проводников на разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре на двухсторонней печатной плате / М.А. Самойличенко, Т.Р. Газизов // Журнал радиоэлектроники. – 2021. – №12. – С. 1–19.
245. Самойличенко М.А. Модифицированная микрополосковая линия, защищающая от сверхкороткого импульса / М.А. Самойличенко, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 2. – С. 203–214.
246. Electrical characteristics of a modal filter with a passive conductor in the reference plane cutout / M.A. Samoylichenko [et al] // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 63. – no. 2. – P. 435–442.
247. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.
248. Пат. на изобретение №2624465 РФ. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко. – Заявка № 2015137546; приоритет 02.09.2015; опубл.04.07.2017; Бюл. №19.
249. Zhechev Y.S. New technique for improving modal filter performance by using anelectromagnetic absorber / Y.S. Zhechev, A.H. Adnan, K.P. Malygin // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 86663–86670.
250. Routing technique for microwave transmission lines to ensure UWB interference immunity / Y.S. Zhechev [et al] // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 2023. – P. 1–13.
251. Developing a modal filter prototype to protect spacecraft busbar against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov [et al] // Journal of physics: conference series. – 2019. – № 560. – P. 1–6.
252. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M. UWB pulse decomposition in asymmetrical modal filterwith different boundary conditions // 2015 Int. sib. conf. control commun. – Omsk, Russia. – 2015. – 3 p.
253. High-efficiency low-pass reflectionless filter based on modal decomposition and electromagnetic absorber / Y.S. Zhechev [et al] // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2024. – Vol. 14, no. 5. – P. 938–944.

254. Belousov A.O. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Complexity.– 2018. – Vol. 2018. –P. 1–15.
255. Белоусов А.О. Повышение помехозащищенности беспилотного летательного аппарата в условиях воздействия мощного электромагнитного излучения: комплексный подход / А.О. Белоусов, А.В. Носов // Системы управления, связи и безопасности. – 2025. – № 1. – С. 10–47.
256. Пат. на изобретение №2603850 РФ. Способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 201512953/07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.16; Бюл. № 34.
257. Пат. на изобретение №2603851 РФ. Способ трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка №2015129263/07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.16; Бюл. № 34.
258. Пат. на изобретение №2614156 РФ. Способ компоновки печатных плат для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка № 201537532; заявл. 02.09.15; опубл. 23.03.17; Бюл. № 7.
259. Пат. на изобретение №2624637 РФ. Способ внутренней компоновки печатных плат для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка №2015137548; заявл. 02.09.15; опубл. 05.07.17; Бюл. № 7.
260. Пат. на изобретение №2603848 РФ. Способ резервирования плоских кабелей / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – Заявка №2015156667/07; заявл. 28.12.15; опубл. 10.12.16; Бюл. № 34.
261. Шарафутдинов, В.Р. Новый способ трехкратного резервирования межсоединений / В.Р. Шарафутдинов, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22. – № 2. – С. 26–30.
262. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizova O.A. New printed structures for protection against UWB pulses // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, 2015. – P. 120–122.
263. Gazizov A.T. Simple printed structures for low-cost and effective protection against UWB pulses // Asia Electromagnetics Symposium (ASIAEM 2015). – Jeju-si, Jeju Province, South Korea, 2015. – P. 1–4.
264. Лысенко А.А. Автоматическое формирование линий задержки в топологии печатного монтажа / А.А. Лысенко, Ю.Т. Лячек, О.Б. Полубасов // Известия Санкт-петербургского государственного электротехнического университета ЛЭТИ. – 2011. – № 9. – С. 61–65.
265. Kim G. TDR/TDT analysis by crosstalk in single and differential meander delay lines for high speed PCB application / Kim. G, Kam D.G., Kim J. // IEEE International Symp. on Electromagnetic Comp. – 2006. – Portland (USA). – Vol. 3. – P. 657–662.
266. Носов А.В. Анализ влияния параметров влагозащитного покрытия на уровень перекрестных наводок / А.В. Носов, В.А. Сирица, Р.С. Суровцев // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2017». – Томск, Россия, 10–12 мая 2017. – Ч. 3. – С. 83–86.
267. Rubin B.J. Study of meander line delay in circuit boards / B.J. Rubin, B. Singh // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2000. – Vol. 48. – P. 1452–1460.
268. Ramahi O.M. Full-wave analysis of delay lines / O.M. Ramahi, B. Archambeault // Proc. of EMC Zurich, Zurich, Switzerland. – 2001. – P. 537–539.
269. Bhobe A.U. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM / A.U. Bhobe, C. Lolloway, M. Piket-May // Proc. of Int. Symp. on EMC, Montreal, Canada. – 2001. – T. 2. – P. 805–810.
270. Archambeault B. Using PEEC and FDTD to solve the challenge delay line problem / B. Archambeault, A. Roden, O. Ramahi // Proc. of IEEE EMC Symposium. – Montreal,

Canada. – 2001. – Vol. 2. – P. 827–832.
271. Wu R.-B. Laddering wave in serpentine delay line / R.-B. Wu, F.-L. Chao // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. – 1995. – Vol. 18, no. 4. – P. 644–650.
272. Wu R.-B. Flat spiral delay line design with minimum crosstalk penalty / IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technjlogy. – 1996. – Vol. 19, no. 2. – P. 397–402.
273. Wu T.L. Overview of signal integrity and EMC design technologies on PCB: fundamentals and latest progress / T.L. Wu, F. Buesink, F. Canavero // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2013. – Vol. 55, no. 4. – P. 624–638.
274. 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.
275. Kabiri A. Design of a controllable delay line / A. Kabiri [et al] // IEEE Trans. on Advanced Packaging. – 2010.– Vol. 33, no. 4. – P. 1080–1087.
276. Заболоцкий А.М. Исследование искажений импульсного сигнала в меандровых линиях печатных плат / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 2007. – №3. – С. 21–23.
277. Chen I-F. Compact modified pentaband meander-line antenna for mobile handsets applications / I-F. Chen, C.-M. Peng // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. –2011. – Vol. 10. – P. 607–610.
278. Olaode O.O. Characterization of meander dipole antennas with a geometry-based, frequency-independent lumped element model / O.O. Olaode, W.D. Palmer; W.T. Joines // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. – Vol. 11. – P. 346–349.
279. Fernandez S.C. Multiband printed meandered loop antennas with MIMO implementations for wireless routers / S.C. Fernandez, S.K. Sharma // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – Vol. 12. – P. 96–99.
280. Суровцев Р.С. Модальное разложение в полосковых меандровых линиях для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных импульсных помех субнаносекундной длительности: дисс. на соиск. уч. ст. доктора. техн. наук. Томск, 2024. 366 с.
281. Малыгин К.П. Помехозащитные структуры на основе витка меандровой микрополосковой линии с улучшенными характеристиками: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Томск, 2024. 149 с.
282. 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.
283. Носов А.В. Меандровые структуры для защиты от импульсных помех: систематизация, классификация, теория и направления совершенствования // Доклады ТУСУР. – 2025. – Т. 28, № 2. – С. 29–41.
284. Saxena A., Sahay B. Computer aided engineering design. New Delhi: Springer, 2005. 393 p.
285. Борисов Ю.П., Цветнов В.В. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств. М.: Радио и связь, 1985. 176 с.
286. Банков С.Е., Курушин А.А. История САПР СВЧ (1950-2010). Москва, 2016. 90 с.
287. 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.
288. Chen W.K. Computer aided design and design automation. 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, 2009. 435 p.
289. 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.
290. Jackson J.D. Classical electrodynamics. NY: John Wiley & Sons, 1962. 641 p.

291. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Физматлит, 2012. 336 с.
292. Нефедов Е.И. Фиалковский А.Т. Полосковые линии передачи. М.: Наука, 1980. 312 с.
293. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2013. – 430 с.
294. Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений с плотной матрицей. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. И радиоэлектроники, 2007. 208 с.
295. Paul C.R. Transmission lines in digital systems for EMC practitioners. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2012. 270 p.
296. Baum C.E. The role of scattering theory in electromagnetic interference problems // National Conference on Electromagnetic Scattering. University of Illinois at Chicago Circle. – 1976. – P. 471–502.
297. Tesche F.M. Application of multiconductor transmission line network analysis to internal interaction problems / F.M. Tesche, T.K. Liu // Electromagnetics. – 1986. – Vol. 6, No 1. – P. 1–20.
298. Заболоцкий А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: дисс. на соиск. уч. ст. доктора. техн. наук. Томск, 2016. – 481 с.
299. Йоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. 2-е изд., Л.: Энергоиздат, 1981. 288 с.
300. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
301. 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.
302. Gazizov T.R. Analytic expressions for MOM calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proceedings of the 2001 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Montreal, Canada, Aug. 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.
303. Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1966. – Vol. 14, № 3. – P. 302–307.
304. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. М.: Мир, 1979. – 392 с.
305. Weiland T.A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for sixcomponent fields // Electronics and Communications AEUE. – 1977. – Vol. 31, № 3. – P. 116–120.
306. Ruehli A.E. Inductance calculations in a complex integrated circuit environment // IBM Journal of research and development. – 1972. – Vol. 16, no. 5. – P. 470–481.
307. Johns P.B. Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission line matrix / P.B. Johns, R.L. Beurle // Proceedings of the institution of electrical engineers. – 1971. – Vol. 118, № 9. – P. 1203–1208.
308. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693–728.
309. Носов А.В. Методы и подходы к моделированию меандровых линий задержки / А.В. Носов, Е.А. Сердюк // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018». – Томск, Россия, 16–18 мая 2018. – Ч. 2. – С. 144–147.
310. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов, А.А. Квасников, А.В. Демаков, А.А. Иванов, Д.В. Клюкин, А. Алхадж Хасан,

А.Е. Максимов, А.В. Осинцев // Наноиндустрия. – 2023. – Т. 16, № S9-1(119). – С. 170–178.
311. 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.
312. Куксенко С.П. Новая постановка дисциплины «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем» / С.П. Куксенко, А.О. Белоусов, А.В. Носов // Материалы международной научно-методической конференции «Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов». – Томск, Россия, 28–29 января 2016. – С. 134–135.
313. Path Wave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software (дата обращения: 04.04.2025).
314. 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.
315. Куксенко С.П. Электромагнитная совместимость: моделирование / С.П. Куксенко; подред. Т.Р. Газизова. – Томск. В-Спектр, 2018. – 188 с.
316. Experimental time-domain study for bandpass negative group delay analysis with lill-shapemicrostrip circuit/ R. Vauché [et al.] // IEEE Access. – 2021. – Vol.9. – P. 24155–24167.
317. PathWave EM Design (EMPro) [Электронный ресурс]. – Режим доступа:https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwaveem-design-software.html (дата обращения: 07.02.2025).
318. Джонсон Г., Грэхем М. Высокоскоростная передача цифровых данных. Высший курс черной магии. М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. 1016 с.
319. Hall S.H., Heck H.L. Advanced signal integrity for high-speed digital designs. Hoboken,New Jersey: John Wiley & Sons. 2009. 680 p.
320. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // Philosophical Magazine. – 1937. – Vol. 24, no. 159. – P. 97–113.
321. Schelkunoff S.A. Conversion of Maxwell's equations into generalized telegrapher's equations // Bell System Technical. – 1955. – Vol. 34. – P. 995–1043.
322. Amemiya H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // RCA Review. – 1967. – Vol. 24. – P. 241–276.
323. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations formulticonductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1973. – Vol. 21, no. 7. – P. 450–457.
324. Chen Z. A fast simulation method for single and coupled lossy lines with frequency dependent parameters based on triangle impulse responses / Z. Chen, W.D. Becker, G. Katopis // IEEE 8th topical meeting on electrical performance of electronic packaging. –1999. – P. 257–260.
325. Tingdong Z. Closed-form representations for triangle impulse responses associated with single and coupled lossy transmission lines / Z. Tingdong, S.L. Dvorak, J.L. Prince // 2001 Proceedings. of 51st electronic components and technology conference. – 2001. – P. 1–8.
326. Tingdong Z. Lossy transmission line simulation based on closed-form triangle impulseresponses / Z. Tingdong, S.L. Dvorak, J.L. Prince // IEEE Transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems. – 2003. – Vol. 22, no. 6. – P. 748–755.
327. Paul C.R. On uniform multimode transmission lines // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1973. – Vol. 21, no. 8. – P. 556–558.
328. Paul C.R. Literal solutions for time-domain crosstalk on lossless transmission lines // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1992. – Vol. 34, no. 4. – P. 433–444.
329. Paul C.R. Solution of the transmission-line equations under the weak-coupling assumption //

IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2002. – Vol. 44, no. 3 – P. 413–423.
330. Djordjevic A.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // IEEE Proceedings. – 1987. – Vol. 75,no. 6. – P. 743–764.
331. Farr E.G. A Frequency-depended coupled mode analysis of multiconductor microstrip lines with application to VLSI interconnection problems / E.G. Farr, C.H. Chan, R. Mittra // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1986. – Vol. 34, no. 2. – P. 307–310.
332. Wang R.A circuit model of a system of VLSI inter connects for time response computation / R. Wang, O. Wing // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1991. – Vol. 39, no. 4. – P. 688–693.
333. Carin L. Isolation effects in single- and dual plane VLSI interconnects / L. Carin, K.J. Webb // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1990. – Vol. 38, no. 4. – P. 396–404.
334. Frankel S. Multiconductor transmission line analysis. Artech House, 1977. 406 c.
335. Lindell I.V. On the quasi-TEM modes in inhomogeneous multiconductor transmission lines // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1981. – Vol. 29, no. 8. – P. 812–817.
336. Lindell I.V. In inhomogeneous theory of time-domain quasi-TEM modes multiconductor lines / I.V. Lindell, G Qizheng // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1987. – Vol. 35, no. 10. – P. 893–897.
337. Paul C.R. A simple SPICE model for coupled transmission lines // Proc. of IEEE Int. symp. electromagnetic compatibility. – Seattle, WA, 1988. – P. 327–333.
338. Xiao F. Analytical solution for two parallel traces on PCB in the time domain with application to hairpin delay lines / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // IEICE Transactions on communications. –2009. – P. 1953–1959.
339. You H., Soma M. Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages // IEEE Proceedings of the custom integrated circuits conference. – 1990. – P. 11.2.1–11.2.5.
340. You H. Analysis and simulation of multiconductor transmission lines for high-speed interconnect and package design / H. You, M. Soma // IEEE Transactions on components, hybrids, and manufacturing technology. – 1990. – Vol. 13, no. 4. – P. 839 – 846.
341. You H. Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits / H. You, M. Soma // IEEE Transactions on circuits and systems. – 1990. – Vol. 37. – P. 1019–1026.
342. Griffith J.R. Time-domain analysis of lossy coupled transmission lines / J.R. Griffith, M.S. Nakhla // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 38, no. 10. – 1990. – P. 1480–1487.
343. Gu Q. Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions / Q. Gu, J.A. Kong // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1986. – Vol. MTT-34, no. 9. – P. 952–964.
344. 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, no. 2. – P. 436–446.
345. Захар-Иткин М.Х. Теорема взаимности и матричные телеграфные уравнения для многопроводных линий передачи // Радиотехника и электроника. – 1974. – № 11. –С. 2338–2348.
346. Гипсман А.И. Красноперкин В.М., Силин Р.А. Расчёт многополосковых линий и устройств // Антенны / Под ред. А.А. Пистолькорса. М.: Радио и связь. – 1986. – 68 с.
347. Кравченко С.И. Расчёт матрицы рассеяния многопроводных полосковых линий и устройств на их основе / С.И. Кравченко, С.И. Бахарев // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общетехническая. – 1978. – № 8. – С. 45–53.
348. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объёмные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. – 256 с.
349. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / Сычев А.Н., Стручков С.М. // Доклады ТУСУР. – 2014. – №1 (31). – С. 39–50.

350. Модальные параметры неодинаковых связанных линий / А.Н. Сычев [и др.] //Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, №3. – С. 26–30.
351. Sychev A.N. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations / A.N. Sychev [et al]. // Proc. of European microwave week 2013. Nuremberg: Germany, 2013. – P. 1107–1110.
352. Sychev A.N. Combining the partial-capacitance and the conformal mapping techniques for analysis of the multiconductor microstrip lines/ A.N. Sychev, M.A. Chekalin, S.M. Struchkov// Proc. of 44th European microwave conference. Rome: Italy, 2014. –P. 410–413.
353. Чурин Ю.А. Переходные процессы в линиях связи быстродействующих ЭВМ. М.: Советское радио, 1975. – 207 с.
354. Иванов Л.В. Перекрёстные наводки в системе двух линий // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Электронная вычислительная техника. – 1971. – № 5. –С. 3–20.
355. Брук Б.И. Перекрёстные наводки в сигнальных цепях ЭЦВМ. М: ИТМ и ВТ, 1973. – 59 с.
356. Вашакидзе Ю.Н. Машинный анализ межсоединений интегральных и гибридных схем сверхбыстродействующей логики с учётом их взаимного влияния // Управляющие системы и машины. – 1977. – №6 (32). – С. 112–115.
357. Malyutin N.D. Numerical solution of telegraph equation using experimentally determined boundary conditions for the analysis of waves in strip transmission lines / N.D. Malyutin, A.N. Malyutina, A.G. Loschilov // Proc. of 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Novosibirsk, Russia. – 2019. – P. 0079–0084.
358. Sychev A.N. Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique / A.N. Sychev, K.K. Zharov // Proc. of 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – Tomsk, Russia. – 2019. – P. 1–3.
359. Sychev A.N. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi, A.S. Salnikov // Proc. of 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). – Seville, Spain. – 2017. – P. 106–108.
360. Experimantal stand to determine the scattering matrix of the studied objects in the impact of radio frequency pulses / E.I. Trenkal, V.S. Pozdnyakov, A.G. Loschilov, N.D. Malyutin // Proc. of 2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Souzga, the Altai Republic, Russia. – 2021. – P. 231–235.
361. Жечев Е. Анализ и экспериментальное исследование частотных и временных характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Томск, 2022. 240 с.
362. Сагиева И. Стабильность характеристик модифицированных микрополосковых линий: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Томск, 2021. 216 с.
363. 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.
364. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016662520. TALGAT 2016. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. и др. Всего 19 чел. Заявка №20166619296. Дата поступления 1 сентября 2016 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 14 ноября 2016 г.
365. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018611481. TALGAT 2017. Авторы: Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий и др. Всего 17 чел. Заявка №2017663209. Дата поступления 13 декабря 2017 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 02 февраля 2018 г.
366. Патент № 2597940 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2015120797/28 : заявл. 01.06.2015 : опубл.

20.09.2016, Бюл. № 26 / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.; заявитель ТУСУР. – 10 с. : ил. – Текст : непосредственный.

367. Носов А.В. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.В. Носов, Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Доклады ТУСУР. – 2015. – 3(37). – С. 120–123.
368. Патент № 2600098 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2015137528/08 : заявл. 02.09.2015 : опубл. 20.10.2016, Бюл. № 29 / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.; заявитель ТУСУР. – 9 с. : ил. – Текст : непосредственный.
369. Патент № 2606776 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая линия задержки из двух витков с разными разносами, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2015137524/08 : заявл. 02.09.2015 : опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1 / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.; заявитель ТУСУР. – 10 с. : ил. – Текст : непосредственный.
370. Суровцев Р.С., Носов А.В. Модальное разложение в меандровых линиях и устройствах на их основе // Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 184 с.
371. Parametric optimization of protective meander line turn in air filling by genetic algorithm / A.V. Nosov, T.T. Gazizov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences. – Akademgorodok, Novosibirsk, Russia, September 18–22. – 2017. – P. 459–462.
372. Носов А.В. Оценка влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке воздушной меандровой линии / А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск. – 2015. – Ч. 2. – С. 47–52.
373. ООО «Электроконнект»: электронный ресурс. – Новосибирск, 2023. – URL: http://www.pselectro.ru (08.04.2024).
374. Surovtsev R.S. Simple method of protection against UWB pulses based on a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – June 29 – July 3, 2015. – P. 175–177.
375. Surovtsev R.S. Protection against ultrashort pulses based on a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines. – Omsk, Russian Federation, November 15–17, 2016. – P. 151–154.
376. Патент № 2607252 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2015129255/08 : заявл. 16.07.2015 : опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1 / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.; заявитель ТУСУР. – 9 с. : ил. – Текст : непосредственный.
377. Surovtsev R.S. Transmission coeficient frequency dependence of protective meander line turn up to 10 GHz / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // X International IEEE Scientific and Technical Conference «Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines». – Omsk, Russian Federation, November 14–16, 2017. – P. 1–4.
378. 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, no. 6. – P. 1864–1871.
379. Belousov A.O. UAVs protection and countermeasures in a complex electromagnetic environment / A.O. Belousov, E.S. Zhechev, E.B. Chernikova, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // Complexity. – 2022. – Vol. 2022. – P. 1–16.

380. Nosov A.V. Delay line protecting against ultrashort pulses with increased duration / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.T. Gazizov // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, June 29 – July 3 2017. – P. 119–122.
381. Патент № 2637484 Российская Федерация, МПК H03H 7/00 (2006.01). Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов с увеличенной длительностью : № 2016141521 : заявл. 21.10.2016 : опубл. 04.12.2017, Бюл. № 34 / Газизов Т.Р., Суровцев Р.С., Носов А.В., Куксенко С.П., Газизов Т.Т.; заявитель ТУСУР. – 11 с. : ил. – Текст : непосредственный.
382. Патент № 2656834 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Усовершенствованная линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов с увеличенной длительностью : № 2016141523 : заявл. 21.10.2016 : опубл. 06.06.2018, Бюл. № 16 / Газизов Т.Р., Суровцев Р.С., Носов А.В., Куксенко С.П., Газизов Т.Т.; заявитель ТУСУР. – 13 с. : ил. – Текст : непосредственный.
383. Варзин Е.С. Оптимизация защитной меандровой микрополосковой линии задержки с учетом реальных геометрических параметров поперечного сечения / Е.С. Варзин, А.В. Носов // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР – 2020». – Томск, Россия, 13–15 мая 2020. – Ч. 1 (избранное). – С. 273–276.
384. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018618365. Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии. Автор: Носов А.В. Заявка № 2018615233. Дата поступления 23 мая 2018 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11.07.2018 г.
385. Патент № 2691844 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01), H01P 5/107 (2006.01). Усовершенствованная меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от электростатического разряда : № 2018122394 : заявл. 18.06.2018 : опубл. 18.06.2019, Бюл. № 17 / Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р.; заявитель ТУСУР. – 9 с. : ил. – Текст : непосредственный.
386. Патент № 2694741 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от электростатического разряда : № 2018122393 : заявл. 18.06.2018 : опубл. 16.07.2019, Бюл. № 20 / Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р.; заявитель ТУСУР. – 8 с. : ил. – Текст : непосредственный.
387. Nosov A.V. Investigation of possibility of protection against electrostatic discharge using meander microstrip line / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series. – 2018. – Vol. 1015, no. 2. – P. 1–6.
388. Surovtsev R.S. Using a turn of a meander microstrip line for ESD protection / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // ELECTRICA. – Vol. 22, no. 1. – 2022. – P. 84–91.
389. Носов А.В. Влияние перемычки между проводниками на форму и амплитуду сверхкороткого импульса в витке меандровой линии // Тезисы докладов Научно-технической конференции молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – Томск, Россия, 12–13 апреля 2018. – С. 92–94.
390. Surovtsev R.S. Influence of losses on ultrashort pulse decomposition in a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.T. Gazizov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – June 30 – July 4, 2016. – P. 151–154.
391. Surovtsev R.S. Transmission of DVB-T2 standard signal in a turn of protective meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, V.V. Kapustin // 2019 International Siberian Conference on Control and Communications. – Tomsk, Russia, April 18–20, 2019, 4 p.
392. Surovtsev R.S. Propagation of pulse signals in the turn of a meander microstrip delay line / R.S. Surovtsev, S.H. Karri, A.V. Nosov // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences. – Tomsk, Russia, October 23–24, 2019. – P. 0254–0257.

393. Фидирко А.Ю. Анализ влияния температуры на характеристики меандровой микрополосковой линии из двух витков, соединенных каскадно / А.Ю. Фидирко, А.В. Носов // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2021. – № 1–2. – С. 43–47.
394. Малыгин К.П. Анализ и параметрическая оптимизация эволюционными методами витка меандровой микрополосковой линии с учетом температуры / К.П. Малыгин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2022. – № 3. – С. 18–25.
395. 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. – Sochi, Russia, May 15–19, 2023. – P 294–299.
396. Малыгин К.П. Однокритериальная оптимизация защитных меандровых линий генетическим алгоритмом / К.П. Малыгин, А.В. Козин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной науч.-практич. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, 28–30 ноября 2018. – Ч.1. – С. 298–302.
397. 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.
398. Варзин Е.С. Уменьшение габаритов защитной меандровой микрополосковой линии / Е.С. Варзин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Метериалы трудов 26-й Межд. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири». – Томск. – 2020. – С. 91–96.
399. Носов А.В. Анализ влияния количества витков со слабой связью на форму напряжения в конце витка защитной меандровой линии / А.В. Носов, С.Х. Карри, Р.С. Суровцев // Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации «Шарыгинские чтения». – Томск, Россия, 29 сентября – 1 октября, 2021. – С. 100–105.
400. 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, A.V. Nosov // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2023. – Vol. 12, no. 3. – P. 45–54.
401. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2024668496. Распространение сверхкороткого импульса в свёрнутом витке меандровой микрополосковой линии. Авторы: Малыгин К.П., Носов А.В. Заявка №2024667263. Дата поступления 23 июля 2024 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 7 сентября 2024 г.
402. 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. – 2024. – Vol. 66, no. 2. – P. 599–605.
403. Sagieva I.Y. The Influence of temperature on microstrip transmission line characteristics / I.Y. Sagieva, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // XXI International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Chemal, Russia. – 29 June – 3 July 2020. – P. 191–194.
404. Варзин Е.С. Влияние температуры на характеристики одиночных и связанных копланарной с опорным проводником и микрополосковой линий передачи / Е.С. Варзин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск. – 2020. – Ч. 1 – С. 329–331.
405. Weston D. Electromagnetic compatibility: methods, analysis, circuits, and measurement, 3rd

ed. Boca Raton: CRC Press. – 2017. – p. 1150.
406. 2012 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 2: Electrostatic discharge immunity test, IEC 61000-4:2003.
407. Zhechev Y.S. Using *N*-norms for analyzing symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation / Y.S. Zhechev, A.V. Zhecheva, A.A. Kvasnikov, A.M. Zabolotsky, // Symmetry. – 2021. – Vol. 13, no. 12. – P. 2390.
408. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications. – 2004. – Cambridge, MA: Harvard University Press.
409. IEC 61000–4–33. "Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–33: Testing and measurement techniques - Measurement methods for high-power transient parameters." Ed: IEC, 2005.
410. Kubicek M. In-system jitter measurement using FPGA // 20th International Conference Radioelektronika. – Brno, Czech Republic. – Apr. 2010. – P. 1–4.
411. Messier M.A. Response of telecom protection to three IEC waveforms / M.A. Messier, K.S. Smith, W.A. Radasky, M.J. Madrid // Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on EMC. – Zurich, Switzerland. – Feb. 18–20, 2003. – P. 127–132.
412. Djordjevich A.R. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. – Vol. 43, no. 4, November 2001. – P. 662–666.
413. ETSI EN 302 755 V1.1.1 (2009–09) European standard (Telecommunications series) digital video broadcasting (DVB); frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB– T2).
414. Digital video and audio broadcasting technology: a practical engineering guide. Springer science & business media, 2010. – 827 p.
415. Сердюк Е.А. Аналитические математические модели для вычисления временного отклика в витке меандровой линии / Е.А. Сердюк, А.В. Носов, Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов // Материалы докладов XIV Межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, Россия. – 2019. – Ч. 2. – С. 49–52.
416. Surovtsev R.S. Analytical models and conditions for optimal protective meander lines / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // ELECTRICA. – 2022. – Vol. 22, no. 2. – P. 295–300.
417. Surovtsev R.S. Comparison of time responses of a meander line turn on UWB pulse excitation / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2022. – Vol. 64, no. 4. – P. 1864–1871.
418. You H. Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages /H. You, M. Soma // Proc. of IEEE Conf. of the Cust. Integr. Circ. – 1990. – P. 11.2.1–11.2.5.
419. You H. Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages /H. You, M. Soma // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1990. – Vol. 37, no. 8. – P. 1019–1026.
420. Gazizov T.R. Analytical expression for transient response of a periodic structure consisting of two kinds of transmission line sections with capacitively loaded junctions / T.R. Gazizov, N.A. Leontiev // Proc. of the 4-th Int. Symp. on Antennas and EM Theory, Xi'an, China. – 1997. – pp. 444–447.
421. Demakov A.V. TEM cell for testing low-profile integrated circuits for EMC / Demakov A.V., Komnatnov M.E. // Proc. of 21th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electron Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai, Russia. – 2020. – P. 154–158.
422. 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.
423. Ким Г.Ю. Разложение сверхкороткого импульса в меандровой микрополосковой линии из двух витков / Г.Ю. Ким, А.В. Носов // Системы управления, связи и безопасности. –

2024. – № 1. – С. 118–137.
424. Kim G.Y. Ultrashort pulse decomposition in a two-turn meander line with radio absorbing material / G.Y. Kim, A.V. Nosov // Microwave Review. – 2025. – Vol. 31, no. 2. – 6 p.
425. 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 // 25-я Межд. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири». – Томск. – 2019. – С. 158–161.
426. Karri S. Electrodynamic analysis of the meander delay line with two turns / S. Karri, R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.T. Gazizov // Electronic devices and control systems: international scientific-practical conference. – Tomsk, 20–22 November 2019. – Vol. 2 – P. 232–235.
427. 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.
428. Kim G.Y. Conditions for ultrashort pulse decomposition in multi-cascade protection devices based on meander microstrip lines / G.Y. Kim, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.T. Gazizov, A.E. Maximov // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1679. – P. 1–6.
429. Патент № 2724972 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая микрополосковая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2019138487 : заявл. 27.11.2019 : опубл. 29.06.2020, Бюл. № 19 / Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р. ; заявитель ТУСУР. – 11 с. : ил. – Текст : непосредственный.
430. Патент № 2789340 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая микрополосковая линия задержки из трех витков, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2022119263 : заявл. 14.07.2022 : опубл. 01.02.2023, Бюл. № 4 / Ким Г.Ю., Носов А.В., Суровцев Р.С. ; заявитель ТУСУР. – 11 с. : ил. – Текст : непосредственный.
431. Носов А.В. Обзор устройств, выполненных по технологии LTCC / А.В. Носов, Р.Д. Абулев // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018». – Томск, Россия, 16–18 мая 2018. – Ч. 2.– С. 202–204.
432. 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.
433. Universal serial bus specification revision 2.0. – April 27, 2000.
434. IPC-2221A. Generic Standard on Printed Board Design. 2003, 124 p.
435. Носов А.В. Экспериментальное подтверждение возможности защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкороткого импульса за счет его разложения в С-секции с лицевой связью / А.В. Носов, Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19. – №3. – С. 47–50.
436. Носов А.В. Параметрическая оптимизация защитного витка меандровой линии с лицевой связью / А.В. Носов, Р.С. Суровцев, Т.Т. Газизов // Инфокоммуникационные технологии. – 2017. – Т. 15, № 3. – С. 280–286.
437. Nosov A.V. Study of protective meander line turn with broad-side coupling / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences. – Akademgorodok, Novosibirsk, Russia, September 18–22, 2017. – P. 453–458.
438. Патент № 2724983 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Усовершенствованная меандровая линия задержки с лицевой связью, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2019140941 : заявл. 09.12.2019 : опубл. 29.06.2020, Бюл. № 19 / Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р. ; заявитель ТУСУР. – 9 с. : ил. – Текст :

непосредственный.
439. 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 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Chemal, Russia, 29 June – 3 July, 2020. – P. 149–153.
440. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, M.A. Samoylichenko, A.V. Medvedev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Symmetry [URL: https://www.mdpi.com/2073-8994/12/7/1117/pdf]. – 2020. – Vol. 12(7), no. 1117. – P. 1–39.
441. Патент № 2742049 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая линия задержки с лицевой связью, защищающая от сверхкоротких импульсов с увеличенной длительностью : № 2019140940 : заявл. 09.12.2019 : опубл. 02.02.2021, Бюл. № 4 / Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р. ; заявитель ТУСУР. – 9 с. : ил. – Текст : непосредственный.
442. Патент № 2767975 Российская Федерация, МПК H04B 15/00 (2006.01), H03H 7/30 (2006.01). Меандровая линия с лицевой связью и пассивным проводником, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2021117712 : заявл. 18.06.2021 : опубл. 22.03.2022, Бюл. № 9 / Ким Г.Ю., Носов А.В., Суровцев Р.С. ; заявитель ТУСУР. – 7 с. : ил. – Текст : непосредственный.
443. Патент № 2796636 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2022.08). Меандровая линия задержки с лицевой связью, защищающая от электростатического разряда : № 2022114717 : заявл. 01.06.2022 : опубл. 29.05.2023, Бюл. № 16 / Носов А.В. ; заявитель ТУСУР. – 8 с. : ил. – Текст : непосредственный.
444. Носов А.В. Ослабление влияния электростатического разряда витком меандровой линии с лицевой связью // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – №2. – С. 1–22.
445. Kim G.Y. Electrostatic discharge crosstalk attenuation in protective meander lines / G.Y. Kim, A.V. Nosov // ELECTRICA. – 2024. – Vol 24, no. 2. – P. 385–391.
446. Nosov A.V. Influence of losses on the amplitude and waveform of the ultrawideband pulse in a turn of meander microstrip line with broadside coupling // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Сборник избранных статей научной сессий ТУСУР-2018». – Томск, Россия, 16–18 мая 2018. – Ч. 3. –P. 248–252.
447. 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. – 2020. – Vol. 1679. – P. 1–5.
448. 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 // 2022 International Ural Conference on Electrical Power Engineering. – Magnitogorsk, Russian Federation, 23–25 September, 2022. – P. 273–278.
449. 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 // Proceedings of the III International conference on advances in science, engineering, and digital education: ASEDU-III 2022. – Krasnoyarsk, Russian Federation, 8–10 December, 2022. – Vol. 2969, no. 1: 020007. – 10 p.
450. Matthaei G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // Microwave Symposium Digest. – 1992. – P. 1353–1354.
451. Производство печатных плат. Поставки электронных компонентов. Монтаж печатных плат. ООО "МАЖтранс" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mazhtrans.tomsk.ru, свободный (дата обращения 23.09.2016).

452. Богданов Н.В. Влияние изменения параметров меандровой микрополосковой линии с пассивным проводником на форму и амплитуду сверхкороткого импульса / Н.В. Богданов, Р.С. Суровцев, А.В. Носов // XVI Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия, 18–20 ноября 2020. – С. 258–261.
453. 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. – 2021. – Vol. 1862. – P. 1–6.
454. 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.
455. 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. – 24 с.
456. Патент № 2769104 Российская Федерация, МПК H04B 15/00 (2006.01), H03H 7/30 (2006.01). Меандровая микрополосковая линия с двумя пассивными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2021117865 : заявл. 21.06.2021 : опубл. 28.03.2022, Бюл. № 10 / Малыгин К.П., Носов А.В., Суровцев Р.С. ; заявитель ТУСУР. – 8 с. : ил. – Текст : непосредственный.
457. Патент № 2772792 Российская Федерация, МПК H04B 15/02 (2022.02), H03H 7/00 (2022.02), H01P 3/08 (2022.02), H01P 9/00 (2022.02). Усовершенствованная меандровая микрополосковая линия с двумя пассивными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2021117877 : заявл. 21.06.2021 : опубл. 25.05.2022, Бюл. № 15 / Малыгин К.П., Носов А.В., Суровцев Р.С. ; заявитель ТУСУР. – 6 с. : ил. – Текст : непосредственный.
458. Malygin K.P. Attenuation of an ultrashort pulse in a folded meander microstrip line with two passive conductors / K.P. Malygin, A.V. Nosov, G.Y. Kim // International Journal of Circuit Theory and Applications. – 2024. – Vol. 52, no. 11. – P. 5630–5646.
459. Патент № 2827132 Российская Федерация, МПК H03H 7/00 (2024.01), H03H 7/30 (2024.01). Свернутая меандровая микрополосковая линия с двумя пассивными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2024103003 : заявл. 07.02.2024 : опубл. 23.09.2024, Бюл. № 27 / Малыгин К.П., Носов А.В. ; заявитель ТУСУР. – 11 с. : ил. – Текст : непосредственный.
460. Surovtsev R.S. Pulse decomposition in a turn of meander line as a new concept of protection against USP pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // in Proc. Siberian Conf. Control Commun., 2015, P. 1–7.
461. M.A. Messier et al. Response of telecom protection to three IEC waveforms // Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on EMC. – Zurich, Switzerland. – Feb. 18–20, 2003. – P. 127–132.
462. Ким Г. Ю. Совершенствование анализа распространения импульсных сигналов в структурах из N каскадов связанных линий / Г.Ю. Ким, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2022. – Выпуск 3. – С. 82–88.
463. Nosov A.V. Ultrashort pulse decomposition in meander line with broad-side coupling of two turns / A.V. Nosov, R.S. Surrovtsev // 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, June 29 – July 3, 2019. – P. 83–87.
464. Патент № 2724970 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая линия задержки с лицевой связью из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2019138486 : заявл. 27.11.2019 : опубл. 29.06.2020, Бюл. № 19 / Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р. ; заявитель ТУСУР. – 11 с. : ил. – Текст : непосредственный.
465. Kim G.Y. Conditions for ultrashort pulse decomposition in multi-cascade protective devices based on meander lines with an asymmetric cross-section / G.Y. Kim, A.V. Nosov,

R.S. Surovtsev // 2022 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology. – Yekaterinburg, Russian Federation, 19–21 September 2022. – P. 131–135.

466. Патент № 2789435 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01). Меандровая линия задержки с лицевой связью из четырех витков, защищающая от сверхкоротких импульсов : № 2022119265 : заявл. 14.07.2022 : опубл. 02.02.2023, Бюл. № 4 / Ким Г.Ю., Носов А.В., Суровцев Р.С. ; заявитель ТУСУР. – 10 с. : ил. – Текст : непосредственный.
467. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022669518. Анализ распространения сверхкороткого импульса в линиях передачи из произвольного количества каскадов. Авторы: Г.Ю. Ким, А.В. Носов, Р.С. Суровцев. Заявка №2022668562. Дата поступления 12 октября 2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21.10.2022.
468. Nosov A.V. Simulating hybrid protection against ultrashort pulse based on its modal decomposition / A.V. Nosov, A.O. Belousov // Journal of Physics: Conference series. – 2019. – Vol. 1353, no. 1. – P. 1–6.
469. Kim G.Y. Ultrashort pulse decomposition in hybrid protection devices based on the cascade-connected modal filter and meander line with broad-side coupling / G.Y. Kim, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 22nd IEEE International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials. – Souzga, the Altai Republic, Russia, 30 June 2021 – 4 July 2021. – P. 163–166.
470. Сирица В.А. Разложение сверхкороткого импульса в каскадно соединенных 5-проводном микрополосковом модальном фильтре и витке меандровой микрополосковой линии / В.А. Сирица, Р.С. Суровцев, А.В. Носов // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 2020. – Ч. 1. – С. 321–324.
471. Патент № 2772794 Российская Федерация, МПК H04B 15/00 (2006.01), H03H 7/30 (2006.01). Устройство защиты от сверхкоротких импульсов на основе каскадного соединения трехпроводного модального фильтра и витка меандровой линии с лицевой связью : № 2021117857 : заявл. 21.06.2021 : опубл. 25.05.2022, Бюл. № 15 / Ким Г.Ю., Носов А.В., Суровцев Р.С. ; заявитель ТУСУР. – 8 с. : ил. – Текст : непосредственный.
472. Ким Г.Ю. Гибридный способ защиты от сверхкоротких импульсов на основе меандровой линии и газоразрядного устройства / Г.Ю. Ким, К.П. Малыгин, Е.С. Жечев, В.Ю. Конев, А.В. Носов // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 2. – С. 149–172.
473. Kim G.Y. Hybrid protection against UWB pulses based on a meander line and a gas discharge tube / G.Y. Kim, K.P. Malygin, Y.S. Zhechev A.V. Nosov // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2025. – Vol. 14, no. 4. – 8 p.
474. Zola J.G. Gas discharge tube modeling with pspice // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2008. – vol. 50, no. 4. – pp. 1022–1025.
475. Konev V. Switching characteristics of avalanche GaAs S-diodes when exposed to voltage pulses with a subnanosecond front / V. Konev, V. Barmin, P. Priputnev I. Romanchenko, S. Maltsev, P. Ilya // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – 21-27 October 2019, Novosibirsk, Russia. – P. 273-276.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(справочное)
Копии актов о внедрении

«УТВЕРЖДАЮ»
И.о. проректора по учебной работе НИ ТГУ
Е.Ю.Брель
21 сентября 2018 г.

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

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

Материалы диссертационной работы использованы при преподавании дисциплины «Электромагнитная совместимость» для магистрантов физико-технического факультета по программе «Проектирование и конструирование промышленных космических систем» для предприятия «Газпром космические системы» в весеннем семестре 2017/2018 уч. года.

Представленные в ходе занятий результаты моделирования и экспериментальных исследований меандровых линий задержки для защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов позволили познакомить магистрантов с новыми возможностями совершенствования защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов.

Декан ФТФ ТГУ Шрагер Э.Р.

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

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы
Носова Александра Вячеславовича

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по научной работе, к.т.н. Куксенко С.П., заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе, к.т.н. Булдаков А.Н. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ следующих результатов диссертационной работы Носова А.В.:

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

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

Заместитель заведующего каф. ТУ по научной работе _____ /С.П. Куксенко

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе _____ /А.Н. Булдаков

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

РЕШЕТНЕВ
АО «ИСС»

ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск, ЗАТО Железногорск, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http: //www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ
Заместитель генерального конструктора по электрическому проектированию и системам управления КА АО «ИСС», председатель секции №2 НТС, к.т.н. доцент

_____ С.Г. Кочура
«__» _____ 2018 г.

М.П.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Носова Александра Вячеславовича

Комиссия в составе:

– главного конструктора-начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС» В.Н. Школьного;

– начальника отдела конструирования, технологической подготовки производства печатных плат и систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО «ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова;

– начальника сектора АО «ИСС» О.А. Климкина.

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы Носова А.В.:

1. Результаты анализа емкостных и индуктивных связей и оценки амплитуд перекрестных наводок и коэффициента передачи в многопроводных межсоединениях печатных плат. Эти результаты отражены в отчете по этапу 5 выполненной по Постановлению 218 Правительства РФ опытно-конструкторской работы «Разработка принципов построения и элементов САН с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для КА всех типов орбит», шифр ОКР «САН» 2013–2015 гг. по договору № 96/12 от 16.11.2012 г. Указанные результаты позволили оценить искажения импульсных сигналов в печатных платах.

2. Результаты аналитического обзора научных и информационных источников, а также патентного поиска технических решений на основе меандровых линий задержки. Эти результаты отражены в отчете по этапу 1 выполненной по

Постановлению 218 Правительства РФ опытно-конструкторской работы «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов», шифр ОКР «Модули ЭПК-100» по договору № 18/15 от 29.07.2015 г. Указанные результаты позволили оценить возможность использования новых устройств защиты на основе меандровых линий задержки в модулях высоковольтных систем электропитания космических аппаратов.

3. Результаты аналитического обзора научных и информационных источников, а также патентного поиска технических решений, предназначенных для защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов, на основе межсоединений печатных плат, в том числе полосковых фильтров. Эти результаты отражены в томах 1, 2, 4 отчета по этапу 1 о прикладных научных исследованиях «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов», выполненному в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение о предоставлении субсидии от 26.09.2017 г. №14.574.21.0172. Указанные результаты позволили обосновать выбор технических средств защиты от помех при проектировании оптимальной сети высоковольтного электропитания космических аппаратов.

Главный конструктор-начальник
отделения проектирования и испытаний
РЭА АО «ИСС»
_____ В.Н. Школьный

Начальник отдела конструирования,
технологической подготовки
производства печатных плат и систем
автоматизированного проектирования
РЭА АО «ИСС», к.т.н.
_____ С.Б. Сунцов

Начальник сектора АО «ИСС»
_____ О.А. Климкин

465

РЕШЕТНЕВ
АО «ИСС»

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор –
начальник отделения 600

_____ В.Н. Школьный

«14» 02 2022 г.

А К Т
использования РИД
от «14» 02 2022г № 168

Вид РИД: Программа для ЭВМ

Наименование Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии
Свидетельство № 2018618365 от 11.07.2018 г.
Заявка № 2018615233 от 23.05.2018 г.

Дата начала использования:« 02 » октября 2021 г.

Настоящая программа для ЭВМ использовалась для изделия (КА) 254
Настоящая программа для ЭВМ использовалась согласно технической документации при разработке КД на блок 254.2222-5000 с выпуском отчета ФЕИТ.ОТ640-706-2022 «Технический отчет по оценке распространения электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии в рабочей зоне модуля фильтра Ф100-М1 (254.2222-5000)»

Год использования: 2021

Организация, создавшая РИД: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Автор: Носов А.В.

Начальник УИО _____ Е.А. Морозов

СОГЛАСОВАНО:

Начальник отдела 640, ведущий менеджер проекта _____ С.Б. Сунцов

РЕШЕТНЕВ
АО «ИСС»

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор –
начальник отделения 600

_____ И.Н. Тульский

«30» 01 2023 г.

А К Т
использования РИД
от «__»_____20__ г №_____

Вид РИД: Программа для ЭВМ

Наименование Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии
Свидетельство № 2018618365 от 11.07.2018 г.
Заявка № 2018615233 от 23.05.2018 г.

Дата начала использования:« 02 » октября 2022 г.

Настоящая программа для ЭВМ использовалась для изделия (КА) 751ВМ
Настоящая программа для ЭВМ использовалась согласно технической документации при разработке КД на блок 751ВМ.2513-0 с выпуском отчета ФЕИТ.ОТ640-1106-23 «Технический отчет по оценке распространения электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии в рабочей зоне блока вторичных источников питания матричных сигналов»

Год использования: 2022

Организация, создавшая РИД: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Автор: Носов А.В.

Начальник УИО _____ Е.А. Морозов

СОГЛАСОВАНО:

Начальник отдела 640, ведущий менеджер проекта _____ С.Б. Сунцов

РЕШЕТНЕВ

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор –
начальник отделения 600

_____ И.Н. Тульский

«____»_____2024 г.

А К Т
использования РИД
от «08» 02 2024 г № 168МО-2

Вид РИД: Программа для ЭВМ

Наименование Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии
Свидетельство № 2018618365 от 11.07.2018 г.
Заявка № 2018615233 от 23.05.2018 г.

Дата начала использования:« 02 » октября 2023 г.

Настоящая программа для ЭВМ использовалась для изделия (КА) 742
Настоящая программа для ЭВМ использовалась согласно технической документации при разработке КД на блок 742.2222-6000 с выпуском отчета ФЕИТ.ОТ640-1537-24 «О проведении квазистатического анализа электростатического разряда на блок фильтра 100В (742.2222-6000) в составе комплекса энергопреобразующего (742.2222-0ИД)»

Год использования: 2023

Организация, создавшая РИД: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Автор: Носов А.В.

Начальник УИО _____ Е.А. Морозов

СОГЛАСОВАНО:

Начальник отдела 640, ведущий менеджер проекта _____ С.Б. Сунцов

РЕШЕТНЁВ

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор –
начальник отделения 600

_____ И.Н. Тульский

«____»_____2025 г.

А К Т
использования РИД
от «10» 02 2025 г № 168 МО-2

Вид РИД: Программа для ЭВМ

Наименование Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии
Свидетельство № 2018618365 от 11.07.2018 г.
Заявка № 2018615233 от 23.05.2018 г.

Дата начала использования:« 02 » октября 2021 г.

Настоящая программа для ЭВМ использовалась для изделия (КА) 742
Настоящая программа для ЭВМ использовалась согласно технической документации при разработке КД на блок 742.2222-1000 с выпуском технического отчета ФЕИТ.ОТ640-2020-25 «Об оценке распространения электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии в рабочей зоне блока регулятора мощности батареи солнечной (742.2222-1000) в составе комплекса энергопреобразующего (742.2222-0ИД)»

Год использования: 2024

Организация, создавшая РИД: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Автор: Носов А.В.

Начальник УИО _____ Е.А. Морозов

СОГЛАСОВАНО:

Начальник отдела 640, ведущий менеджер проекта _____ С.Б. Сунцов

Сведения о коммерциализации за 2024 год

результатов интеллектуальной (научно-технической) деятельности, полученных в рамках выполнения проекта от 26 сентября 2017 г № 14.574.21.0172 тема: "Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов"

1. Результаты проекта, которые использованы или могут быть использованы для получения товаров работ и услуг:

№	Вид результата	Наименование результата	Реквизиты заявки			Реквизиты охранного документа			Примечание
			Вид документа	Номер	Дата	Вид документа	Номер	Дата	
1	04 Программа для ЭВМ	Квазистатический анализ воздействия электростатического разряда на печатную плат (-)	Уведомления ФИПС	2018616368	18.06.2018	02 Свидетельство о регистрации	2018619671	09.08.2018	
2	04 Программа для ЭВМ	Многокритериальная оптимизация четырехпроводного микрополоскового модального фильтра с учетом критерия согласования (-)	Уведомления ФИПС	2018615231	23.05.2018	02 Свидетельство о регистрации	2018618366	11.07.2018	
3	04 Программа для ЭВМ	Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии (-)	Уведомления ФИПС	2018615233	23.05.2018	02 Свидетельство о регистрации	2018618365	11.07.2018	
4	04 Программа для ЭВМ	Вычисление и трехмерное отображение эффективности экранирования металлическим корпусом с апертурой (-)	Уведомления ФИПС	2018616275	18.06.2018	02 Свидетельство о регистрации	2018661874	20.09.2018	
5	04 Программа для ЭВМ	Аналитическая модель реверберационной камеры для оценки напряженности электромагнитного поля в рабочей зоне (-)	Уведомления ФИПС	2018617321	13.07.2018	02 Свидетельство о регистрации	2018660554	24.08.2018	
6	04 Программа для ЭВМ	Симулятор климатической экранированной камеры (-)	Уведомления ФИПС	2018617322	13.07.2018	02 Свидетельство о регистрации	2018660595	27.08.2018	
7	04 Программа для ЭВМ	Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра (-)	Уведомления ФИПС	2019617564	24.06.2019	02 Свидетельство о регистрации	2019618764	04.07.2019	
8	04 Программа для ЭВМ	Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-)	Уведомления ФИПС	2019617591	24.06.2019	02 Свидетельство о регистрации	2019618824	05.07.2019	

9	04 Программа для ЭВМ	Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-)	Уведомления ФИПС	2019617569	24.06.2019	02 Свидетельство о регистрации	2019619026	09.07.2019	

1.1 Доходы от распоряжения интеллектуальными правами:

Наименование результата	Сведения о распоряжении правами на РИД (о каждом факте предоставления или отчуждения прав)	Получатель вознаграждения от распоряжения правами на РИД		Размер вознаграждения, полученного в 2024 году, в рублях
		Тип организации	Наименование организации	
Квазистатический анализ воздействия электростатического разряда на печатную плат (-) 2018619671	Договор об отчуждении исключительного права № 842/20-ЕП-140 от 16.05.2020 г.	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0
Многокритериальная оптимизация четырехпроводного микрополоскового модального фильтра с учетом критерия согласования (-) 2018618366	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0
Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии (-) 2018618365	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0
Вычисление и трехмерное отображение эффективности экранирования металлическим корпусом с апертурой (-) 2018661874	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0
Аналитическая модель реверберационной камеры для оценки напряженности электромагнитного поля в рабочей зоне (-) 2018660554	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0
Симулятор климатической экранированной камеры (-) 2018660595	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0

Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019618764	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0
Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019618824	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0
Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019619026	Договор об отчуждении исключительного права № 2181/20-ЕП-140 от 19.11.2020	Получатель субсидии	федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"	0

Наименование результата	Суммарный размер вознаграждения, полученного в предшествующем году
Квазистатический анализ воздействия электростатического разряда на печатную плат (-) 2018619671	0
Многокритериальная оптимизация четырехпроводного микрополоскового модального фильтра с учетом критерия согласования (-) 2018618366	0
Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии (-) 2018618365	0
Вычисление и трехмерное отображение эффективности экранирования металлическим корпусом с апертурой (-) 2018661874	0
Аналитическая модель реверберационной камеры для оценки напряженности электромагнитного поля в рабочей зоне (-) 2018660554	0
Симулятор климатической экранированной камеры (-) 2018660595	0

Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019618764	0
Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019618824	0
Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019619026	0

. Использование результатов проекта для получения (разработки, выполнения, оказания) товаров, работ, услуг (новой и усовершенствованной высокотехнологической продукции):

№	Наименование типов товаров, работ, услуг, которые получены или могут быть получены с использованием результатов проекта	Наименование товаров, работ, услуг (не более 140 знаков)	Лицо, обеспечивающее использование результатов проекта для получения товаров, работ, услуг и получающее доход от их реализации		Объем товаров, работ, услуг, полученных с использованием результатов проекта за 2024 год (без налогов и иных обязательных платежей), в рублях			
			Тип организации	Наименование организации	Р1	Р2	Р3	Р4
1	30.3 Аппараты летательные и космические и соответствующее оборудование	Блок космического аппарата	Индустриальный партнер	Акционерное общество "Информационные спутниковые системы" имени академика М.Ф. Решетнёва"	7999556	0	0	0

№	Наименование товаров, работ, услуг (не более 140 знаков)	Результаты проекта, которые использованы или могут быть использованы для получения товаров, работ, услуг	Стадия жизненного цикла товаров, работ, услуг, на которой		Краткое описание способа использования (применения) результата (не более 280 знаков)	Стадия жизненного цикла товаров, работ, услуг, которые	
			было осуществлено использование результатов	может быть осуществлено использование результатов		получены с использованием результатов проекта	могут быть получены с использованием результатов проекта

1	Блок космического аппарата	Квазистатический анализ воздействия электростатического разряда на печатную плат (-) 2018619671 Многокритериальная оптимизация четырехпроводного микрополоскового модального фильтра с учетом критерия согласования (-) 2018618366 Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии (-) 2018618365 Вычисление и трехмерное отображение эффективности экранирования металлическим корпусом с апертурой (-) 2018661874 Аналитическая модель реверберационной камеры для оценки напряженности электромагнитного поля в рабочей зоне (-) 2018660554 Симулятор климатической экранированной камеры (-) 2018660595 Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019618764 Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019618824 Оптимизация четырехпроводного зеркально-симметричного модального фильтра (-) 2019619026	Исследование и проектирование (формирование задела, освоение новых знаний)		РИДы использовались согласно технической документации при разработке КД на блок космического аппарата с выпуском отчета	Исследование и проектирование (формирование задела, освоение новых знаний)	

298

3. Результаты интеллектуальной деятельности, полученные в результате развития (модификации, совершенствования и тд.) результатов проекта:

№	Наименование результата	Лицо, обеспечившее развитие результатов проекта		Вид РИД	Наименование нового РИД	Реквизиты заявки (при наличии)			Реквизиты охранного документа (при наличии)			Информация о новом результате: краткая характеристика нового результата; ссылки на источники в СМИ; для научных публикаций - название статьи, DOI, выходные данные издания	Инструмент поддержки (программа, институт развития, внепрограммное мероприятие и др.), в рамках которого результат получил развитие (модификацию, совершенствование и т.д.)
		Тип организации	Наименование организации			Вид документа	Номер	Дата	Вид документа	Номер	Дата		

4. Результаты (исследователи) проекта, отмеченные наградами:

№	Название премии/награды (при наличии - ссылка на источник информации, любая значимая дополнительная информация)	Достижение, за которое получена премия/награда	Организация, выдавшая премию/награду	Год получения премии/награды

Организации, ответственные за предоставление сведений

федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники"

Ректор _____ _____ Рулевский В. М.

(должность) *(подпись)* *(фамилия, имя, отчество)*

Акционерное общество "Информационные спутниковые системы" имени академика М.Ф. Решетнёва"

и.о. Заместитель генерального директора по развитию и инновациям _____ _____ Вилков Ю.В.

(должность) *(подпись)* *(фамилия, имя, отчество)*

«» г.

Директор департамента НиИ Куксенко С.П.

«УТВЕРЖДАЮ»
Ректор ФГАОУ ВО ТУСУРа
д.т.н., профессор
_____ Рулевский В.М.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Носова Александра Вячеславовича

Мы, нижеподписавшиеся, проректор по научной работе и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа, д.т.н., доцент Куксенко С.П., руководитель проектов НИР по грантам РНФ 19-19-00424 и 14-19-01232, РФФИ 14-29-09254 и проекта в рамках базовой части государственного задания 8.9562.2017/БЧ, заведующий кафедрой телевидения и управления, д.т.н., профессор Газизов Т.Р., настоящим актом подтверждаем факт использования следующих результатов диссертационной работы Носова А.В. при выполнении работ в рамках соответствующих НИР:

1. Результаты исследования витка меандровой линии (МЛ) с лицевой связью и совершенствования модальной фильтрации в витке МЛ за счет использования дополнительных импульсов и подготовки заявок на выдачу патента на изобретение РФ по защитным МЛ. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РНФ 19-19-00424 «Модальное резервирование электрических цепей критичных радиоэлектронных средств и систем» (этап 1, 2019 г.).

2. Результаты предварительных теоретических исследований защитных МЛ: анализа разложения сверхкороткого импульса (СКИ) в витке МЛ в воздухе и меандровой микрополосковой линии (МПЛ) и сформулированных условий разложения СКИ. Указанные результаты использованы в отчёте по проекту в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности 8.9562.2017/БЧ «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов» (этап 1, 2017 г.).

3. Результаты по выявлению новых подходов к совершенствованию защиты радиоэлектронной аппаратуры от СКИ за счет использования свойств защитных МЛ с лицевой связью и меандровой МПЛ: разработки моделей, алгоритмов и их исследования, а также тестовых задач для моделирования в части основных теоретических исследований. Указанные результаты использованы в отчёте по проекту в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности 8.9562.2017/БЧ «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов» (этап 2, 2018 г.).

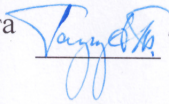
4. Результаты экспериментальных исследований МЛ с лицевой связью и меандровой МПЛ на воздействие СКИ и прохождение DVB-T2 сигнала по витку меандровой МПЛ, а также результаты исследования меандровой МПЛ

из двух витков и сопоставления результатов теоретических исследований с экспериментальными. Указанные результаты использованы в отчёте по проекту в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности 8.9562.2017/БЧ «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов» (этап 3, 2019 г.).

5. Результаты экспериментальной реализации и лабораторных испытаний витка меандровой МПЛ и МЛ с лицевой связью. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РНФ 14-19-01232 «Комплексное обоснование возможностей создания модальной технологии помехозащиты критичной радиоэлектронной аппаратуры и совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на её основе» (этап 3, 2016 г.).

6. Результаты ручной оптимизации МЛ из двух витков и оценки влияния потерь на разложение СКИ в витке МЛ в воздухе. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РФФИ 14-29-09254 «Комплексные исследования по разработке алгоритмов, математического обеспечения и средств проектирования для создания новых элементов защиты и контроля вычислительных систем на основе модальных явлений» (этап 2, 2015 г.).

Проректор по научной работе
и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа  С.П. Куксенко

Руководитель проектов НИР по грантам РНФ 19-19-00424 и 14-19-01232, РФФИ 14-29-09254 и проекта в рамках базовой части государственного задания 8.9562.2017/БЧ  Т.Р. Газизов

«УТВЕРЖДАЮ»
Ректор ФГАОУ ВО ТУСУРа
д.т.н., профессор
_____ Рулевский В.М.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Носова Александра Вячеславовича

Мы, нижеподписавшиеся, проректор по научной работе и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа, д.т.н., доцент Куксенко С.П., руководитель проектов в рамках госзадания FEWM-2020-0041, FEWM-2022-0001 и НИР по гранту РФФИ 20-37-70020\19, заведующий кафедрой СВЧиКР, д.т.н., профессор Заболоцкий А.М., настоящим актом подтверждаем факт использования следующих результатов диссертационной работы Носова А.В. при выполнении работ в рамках соответствующих НИР:

1. Геометрические, схемные, алгоритмические и имитационные модели меандровой линии (МЛ) в воздухе, меандровой микрополосковой линии (МПЛ) и 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 и результаты исследования воздействия на них влаги и льда; аналитические математические модели для гибридных структур на основе 2-, 4- и 5-проводного модального фильтра (МФ) и витка меандровой МПЛ, а также на основе 3- и 4-проводного МФ и витка МЛ с лицевой связью; сформулированные условия разложения сверхкороткого импульса (СКИ) в МЛ из N витков и в витке меандровой МПЛ с пассивным проводником. Указанные результаты представлены 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 параметров витка МЛ в воздухе посредством генетических алгоритмов с учетом влияния температуры; результаты однокритериальной оптимизации параметров витка МЛ в воздухе посредством генетических алгоритмов, а также аналогичные результаты для витка меандровой МПЛ и МЛ с лицевой связью и результаты их моделирования с учетом воздействия влаги и льда; результаты моделирования гибридной структуры на основе 2-, 4- и 5-проводного МФ и витка меандровой МПЛ, а также на основе 3- и 4-проводного МФ и МЛ с лицевой связью; результаты моделирования по проверке сформулированных условий для меандровой МПЛ из 3–5 витков; результаты моделирования для проверки сформулированных условий разложения СКИ в меандровой МПЛ с пассивным проводником. Указанные результаты представлены 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 геометрических и схемных моделей симметричных и асимметричных МЛ; результаты оценки отдельного влияния влагозащитного покрытия и экранирующего корпуса на их характеристики и временные отклики с помощью разработанных математических моделей. Указанные результаты представлены 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; ослабления электростатического разряда (ЭСР) витком МЛ с лицевой связью и лабораторных испытаний для подтверждения разложения ЭСР; оценки возможности ослабления

перекрестных наводок от ЭСР в защитной МЛ; совершенствования анализа распространения импульсных сигналов в структурах из N витков связанных линий. Указанные результаты представлены 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 обоснования выбора для исследования меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками, последовательно соединенных 4-проводного МФ и витка меандровой МПЛ, 3-проводного МФ и витка МЛ с лицевой связью, 4-проводного МФ и витка МЛ с лицевой связью, меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками, а также их моделирования, многовариантного анализа, формулировки многокритериальной целевой функции и оптимизации меандровой МПЛ из двух витков, а также сравнительного анализа ее характеристик после оптимизации с результатами, полученными до оптимизации. Указанные результаты представлены в отчёте по гранту РФФИ 20-37-70020\19 «Методология обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры на основе модальных технологий» (этапы 1 и 2, 2020–2021 гг.).

Проректор по научной работе
и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа _____ С.П. Куксенко

Руководитель проектов в рамках госзадания
FEWM-2020-0041, FEWM-2022-0001 и НИР по гранту
РФФИ 20-37-70020\19 _____ А.М. Заболоцкий

«УТВЕРЖДАЮ»
Ректор ФГАОУ ВО ТУСУРа
д.т.н., профессор
_____ Рулевский В.М.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Носова Александра Вячеславовича

Мы, нижеподписавшиеся, проректор по научной работе и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа, д.т.н., доцент Куксенко С.П., руководитель проекта НИР по гранту РНФ 22-29-01331, к.т.н. Белоусов А.О., руководитель проекта НИР по гранту Президента МА-2652.2019.9, руководитель НИР по гранту РФФИ 18-37-00339, д.т.н. Суровцев Р.С., настоящим актом подтверждаем факт использования следующих результатов диссертационной работы Носова А.В. при выполнении работ в рамках соответствующих НИР:

1. Результаты проработки возможности использования меандровой линии (МЛ) как средства защиты от сверхкоротких импульсов (СКИ) беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в части создания методологии обеспечения электромагнитной совместимости. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РНФ 22-29-01331 «Методология обеспечения электромагнитной совместимости средств функционального поражения электромагнитным излучением с другими радиоэлектронными средствами в составе комплекса противодействия беспилотным летательным аппаратам» (этапы 1 и 2, 2022–2023 гг.).

2. Сформулированная многокритериальная целевая функция для оптимизации посредством генетических алгоритмов (ГА), включающая в себя критерии, обеспечивающие выполнение условий разложения СКИ в меандровой микрополосковой линии (МПЛ) из двух витков; результаты многокритериальной оптимизации посредством ГА меандровой МПЛ по критериям разложения СКИ на последовательность импульсов с равными интервалами и минимизации выходной амплитуды напряжения. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту Президента МА-2652.2019.9 «Структурно-параметрический синтез оптимальных полосковых структур для защиты технических средств от сверхкоротких импульсов» (этап 2, 2019 г.).

3. Разработанные модели поперечных сечений и схем соединений меандровой МПЛ и МЛ с лицевой связью из 1–3 витков, результаты анализа их влияния на изменение форм СКИ и электростатического разряда (ЭСР), разработанный для них ряд условий для разложения СКИ и ЭСР в целях ослабления выходной амплитуды напряжения, результаты

предварительной оптимизации МЛ посредством ГА. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РФФИ 18-37-00339 «Комплекс теоретических и экспериментальных исследований возможности разработки новой технологии защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов на основе простых печатных структур» (этап 1, 2019 г.).

4. Сформулированная многокритериальная целевая функция для оптимизации меандровой МПЛ из 1 и 2 витков и результаты их оптимизации посредством ГА, оптимизации посредством ГА МЛ с лицевой связью с учетом дополнительного импульса, сравнительного анализа оптимальных структур и параметров, экспериментальных исследований меандровой МПЛ и МЛ с лицевой связью, исследования прохождения DVB-T2 сигнала по витку меандровой МПЛ, квазистатического анализа искажений импульсного сигнала в меандровой МПЛ из 2 витков, исследования возможности разложения СКИ в 3-проводном МФ и меандровой МПЛ, соединённых последовательно, разработки универсальных условий разложения СКИ в МЛ из N витков. Указанные результаты использованы в отчёте по гранту РФФИ 18-37-00339 «Комплекс теоретических и экспериментальных исследований возможности разработки новой технологии защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов на основе простых печатных структур» (этап 2, 2020 г.).

Проректор по научной работе
и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа _____ С.П. Куксенко

Руководитель НИР по гранту
РНФ 22-29-01331 _____ А.О. Белоусов

Руководитель НИР по гранту
РФФИ 18-37-00339 _____ Р.С. Суровцев

«УТВЕРЖДАЮ»
И.о. проректора по учебной работе
и международной деятельности
ФГАОУ ВО ТУСУРа
к.ф.-м.н., доцент
_____ Нариманова Г.Н.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Носова Александра Вячеславовича

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой ТУ, д.т.н., профессор Газизов Т.Р. и заместитель заведующего кафедрой ТУ, к.т.н. Самойличенко М.А., настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ результатов диссертационной работы Носова А.В. при подготовке:

– магистров по программам «Электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры» в 2018–2023 уч. г. и «Электромагнитная совместимость в топливно-энергетическом комплексе» в 2018–2019 уч. г. направления «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и программе «Защита от электромагнитного терроризма» в 2018–2019 уч. г. направления «Радиотехника»;

– бакалавров в 2023–2024 уч. г. по профилю «Видеоинформационные технологии» направления «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и профилю «Электромагнитная совместимость» направления «Радиотехника»;

– специалистов в 2023–2025 уч. г. по профилю «Техническая эксплуатация радиоэлектронного оборудования воздушных судов и аэропортов» специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

Внедрены следующие результаты:

1. Принципы построения устройств на основе меандровых линий (МЛ) с боковой и лицевой связью для защиты радиоэлектронных средств (РЭС) от сверхкороткого импульса (СКИ) и кондуктивных помех, вызванных электростатическим разрядом (ЭСР).
2. Методика анализа и проектирования одновитковых и многовитковых МЛ для защиты от СКИ.
3. Аналитические модели и условия для разложения СКИ и импульса ЭСР в симметричных и асимметричных МЛ (одно- и многовитковых).
4. Способ дополнительного ослабления СКИ в витке меандровой микрополосковой линии, заключающийся в его сворачивании в меандр с усиленной связью между неосновными витками.
5. Программа для ЭВМ «Распространение электростатического разряда по витку меандровой микрополосковой линии» для моделирования и анализа эффективности МЛ в качестве защитных устройств.
6. Рекомендации по использованию существующих на печатных платах МЛ одновременно для задержки полезного сигнала и расщепления СКИ для защиты критичных узлов РЭС без введения дополнительных компонентов.
7. Методика параметрической оптимизации конструкций МЛ с применением генетических алгоритмов и эволюционных стратегий.
8. Результаты исследования влияния конструктивных параметров МЛ (число витков, тип связи, асимметрия поперечного сечения, наличие пассивных проводников, свойства диэлектрика) на погонные задержки мод и характеристики отклика на СКИ и ЭСР.
9. Принципы построения и сравнительный анализ эффективности гибридных защитных устройств.
10. Подходы к оценке эффективности защиты РЭС с помощью МЛ с использованием *N*-норм.

Заведующий кафедрой ТУ _____ Т.Р. Газизов
Заместитель заведующего кафедрой ТУ _____ М.А. Самойличенко

«УТВЕРЖДАЮ»
Врио ректора ФГБОУ ВО СахГУ
_____ А.А. Шмерецкий

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Носова Александра Вячеславовича

Мы, нижеподписавшиеся, проректор ФГБОУ ВО СахГУ Огнев Алексей Вячеславович и руководитель передовой инженерной школы «Инженерия островов» ФГБОУ ВО СахГУ Саланин Денис Алексеевич, настоящим актом подтверждаем факт использования полученных Носовым А.В. результатов по ослаблению сверхкороткого импульса в меандровых линиях, как способа защиты критичных цепей радиоэлектронных средств для повышения устойчивости беспилотных летательных аппаратов к функциональному поражению электромагнитным излучением в отчете по проекту «Лаборатория математического моделирования радиоэлектронных устройств» в рамках стратегического проекта передовой инженерной школы СахГУ «Климатические и энергетические технологии для устойчивого развития региона» в 2024 г.

Проректор _____ А.В. Огнев

Руководитель передовой инженерной
школы «Инженерия островов» _____ Д.А. Саланин

ПРИЛОЖЕНИЕ Б
(справочное)
Копии охранных документов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2597940

ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2015120797**

Приоритет изобретения **01 июня 2015 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации ***25 августа 2016 г.***

Срок действия патента истекает **01 июня 2035 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2600098

МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ ИЗ ДВУХ ВИТКОВ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2015137528**

Приоритет изобретения **02 сентября 2015 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации ***22 сентября 2016 г.***

Срок действия патента истекает **02 сентября 2035 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2607252

МЕАНДРОВАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Авторы: ***Суровцев Роман Сергеевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Носов Александр Вячеславович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU)***

Заявка № **2015129255**
Приоритет изобретения **16 июля 2015 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **10 января 2017 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **16 июля 2035 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2606776

МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ ИЗ ДВУХ ВИТКОВ С РАЗНЫМИ РАЗНОСАМИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2015137524**
Приоритет изобретения **02 сентября 2015 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **10 января 2017 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **02 сентября 2035 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2637484

ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С УВЕЛИЧЕННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

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

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

Заявка № **2016141521**
Приоритет изобретения **21 октября 2016 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **04 декабря 2017 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **21 октября 2036 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2656834

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С УВЕЛИЧЕННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

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

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2016141523**
Приоритет изобретения **21 октября 2016 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **06 июня 2018 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **21 октября 2036 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2691844

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МЕАНДРОВАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА

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

Авторы: ***Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2018122394**
Приоритет изобретения **18 июня 2018 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **18 июня 2019 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **18 июня 2038 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2694741

МЕАНДРОВАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА

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

Авторы: ***Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2018122393**
Приоритет изобретения **18 июня 2018 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **16 июля 2019 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **18 июня 2038 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2724972

МЕАНДРОВАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ ИЗ ДВУХ ВИТКОВ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Авторы: ***Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2019138487**
Приоритет изобретения **27 ноября 2019 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **29 июня 2020 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **27 ноября 2039 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2724970

МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ ИЗ ДВУХ ВИТКОВ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Авторы: ***Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2019138486**
Приоритет изобретения **27 ноября 2019 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **29 июня 2020 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **27 ноября 2039 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2742049

МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С УВЕЛИЧЕННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

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

Авторы: ***Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2019140940**
Приоритет изобретения **09 декабря 2019 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **02 февраля 2021 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **09 декабря 2039 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2767975

МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ И ПАССИВНЫМ ПРОВОДНИКОМ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Авторы: ***Ким Георгий Юрьевич (RU), Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU)***

Заявка № **2021117712**
Приоритет изобретения **18 июня 2021 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **22 марта 2022 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **18 июня 2041 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2769104

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 № **2021117865**
Приоритет изобретения **21 июня 2021 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **28 марта 2022 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **21 июня 2041 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

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

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 2[illegible].2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2772794

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ КАСКАДНОГО СОЕДИНЕНИЯ ТРЕХПРОВОДНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА И ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ

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

Авторы: ***Ким Георгий Юрьевич (RU), Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU)***

Заявка № **2021117857**
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

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2789340

Меандровая микрополосковая линия задержки из трех витков, защищающая от сверхкоротких импульсов

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

Авторы: ***Ким Георгий Юрьевич (RU), Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU)***

Заявка № **2022119263**
Приоритет изобретения **14 июля 2022 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **01 февраля 2023 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **14 июля 2042 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2789435

Меандровая линия задержки с лицевой связью из четырёх витков, защищающая от сверхкоротких импульсов

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

Авторы: ***Ким Георгий Юрьевич (RU), Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU)***

Заявка № **2022119265**
Приоритет изобретения **14 июля 2022 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **02 февраля 2023 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **14 июля 2042 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2724983

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

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

Авторы: ***Носов Александр Вячеславович (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2019140941**
Приоритет изобретения **09 декабря 2019 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **29 июня 2020 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **09 декабря 2039 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2796636

МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА

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

Автор(ы): ***Носов Александр Вячеславович (RU)***

Заявка № **2022114717**
Приоритет изобретения **01 июня 2022 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **29 мая 2023 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **01 июня 2042 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6a0fe3853164baf96f83b73b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2827132

СВЕРНУТАЯ 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), Ким Георгий Юрьевич (RU)***

Заявка № **2024103003**
Приоритет изобретения **07 февраля 2024 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **23 сентября 2024 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **07 февраля 2044 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7c1a6300b154f240f670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов