

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования

«Томский государственный университет систем управления и
радиоэлектроники»

На правах рукописи



Скорняков Иван

**СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ
НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ
ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ**

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
профессор каф. ТУ, д.т.н., доцент
Суровцев Роман Сергеевич

Томск 2026

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1 ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОТ КОНДУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ: ОБЗОР	12
1.1 Актуальность обеспечения защиты радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий	12
1.2 Источники и классификация электромагнитных воздействий	14
1.3 Защита от электромагнитных воздействий	17
1.3.1 Схемотехнические решения для защиты от помех	17
1.3.2 Модальное разложение в связанных линиях передачи	20
1.4 Способы уменьшения перекрестных связей в связанных линиях передачи	24
1.5 Методы анализа полосковых устройств и оценка их эффективности для защиты от электромагнитных воздействий	28
1.5.1 Общие подходы к математическому моделированию	28
1.5.2 Оптимизация технических решений	30
1.5.3 Оценка эффективности полосковых устройств для защиты от электромагнитных воздействий	32
1.5.4 Валидация результатов моделирования и измерений	33
1.6 Постановка цели и задач исследования	35
2 ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБОВ УМЕНЬШЕНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ	37
2.1 Методика квазистатического моделирования связанных линий	37
2.2 Влияние диэлектрического покрытия печатной платы на уровень перекрестных помех в связанной линии	38
2.2.1 Вычисление коэффициентов связи между проводниками связанной линии	38
2.2.2 Анализ перекрестных помех в связанной линии с покрывающим диэлектриком	40
2.3 Влияние дополнительного заземленного проводника на перекрестные помехи в связанных линиях	46
2.3.1 Оценка коэффициентов связи между проводниками пары связанных линий	46
2.3.2 Сравнение способов заземления дополнительного проводника при квазистатическом моделировании	48

2.3.3 Анализ перекрестных помех в паре связанных линий с дополнительным проводником.....	51
2.4 Сравнение эффективности способов уменьшения перекрестных помех между проводниками связанной линии	55
2.5 Основные результаты раздела	62
3 ВЛИЯНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ОПОРНЫХ ПРОВОДНИКОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ МОДАЛЬНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ.....	63
3.1 Методика параметрической оптимизации полосковых устройств на основе витка меандровой линии.....	63
3.2 Влияние дополнительных опорных проводников на модальное разложение в линиях с боковой связью	68
3.2.1 Предварительное сравнение конфигураций поперечного сечения	68
3.2.2 Исследование прототипа витка с боковой связью и дополнительными опорными проводниками.....	76
3.3 Влияние дополнительных опорных проводников на эффективность модального разложения в линиях с лицевой связью	91
3.3.1 Предварительное сравнение конфигураций поперечного сечения	91
3.3.2 Исследование прототипа витка с лицевой связью и дополнительными опорными проводниками.....	96
3.4 Основные результаты раздела	102
4 СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ.....	105
4.1 Оценка влияния радиопоглощающего материала на параметры витка.....	105
4.2 Частотные и временные характеристики витка меандровой линии с разной трассировкой.....	109
4.2.1 Разработка электродинамических моделей.....	109
4.2.2 Частотные характеристики макетов	111
4.2.3 Временные характеристики макетов	117
4.3 Экспериментальное исследование прототипов витка меандровой линии	122
4.3.1 Изготовление прототипов	122
4.3.2 Результаты измерений прототипов в частотной области	123
4.3.3 Результаты измерений прототипов во временной области	133
4.4 Анализ эффективности прототипов	143
4.4.1 Вычисление N -норм	143
4.4.2 Целостность цифрового сигнала	146

4.4.3 Ослабление воздействий реальных генераторов	150
4.5 Методика проектирования полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии	155
4.6 Основные результаты раздела	158
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	161
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	164
СПИСОК ИСПОЛЪЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ	165
ПРИЛОЖЕНИЕ А (СПРАВОЧНОЕ) КОПИИ АКТОВ О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ.....	179
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (СПРАВОЧНОЕ) КОПИЯ ПАТЕНТА НА ИЗОБРЕТЕНИЕ	182

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы

Благодаря высоким достижениям в области радиотехники, электроники и инфокоммуникационных технологий радиоэлектронные средства (РЭС) стали неотъемлемой частью многих сфер деятельности человека. Развитие РЭС и рост частот сигналов делают необходимым борьбу с электромагнитными помехами. Источники электромагнитных помех разделяют на непреднамеренные (ими являются промышленное оборудование, космические и атмосферные шумы) и преднамеренные (к ним относят средства радиоэлектронной борьбы, а также электромагнитное оружие). Необходимость защиты РЭС от помех привела к появлению такого нового научного направления, как электромагнитная совместимость (ЭМС). Нормативные документы регламентируют комплексные испытания на ЭМС при проектировании РЭС. Неучет их требований может привести к весьма серьезным последствиям для безопасности как отдельного человека, так и государства в целом.

Тенденции проектирования элементов современных РЭС направлены на рост быстродействия (за счёт роста граничных частот используемых сигналов) и уменьшение габаритов (за счёт плотной трассировки печатных плат) устройств. Микропроцессоры в составе РЭС требуют снижения напряжений используемых сигналов. Совокупность этих факторов снизила порог восприимчивости РЭС к электромагнитным помехам. Это привело к появлению угрозы преднамеренного электромагнитного воздействия (ПдЭМВ) на РЭС для нарушения её нормального функционирования. Согласно классификации МЭК, источники ПдЭМВ делятся на 2 типа. Первый – НРМ (high power microwave) частотный диапазон которых, как правило, не превышает 1 ГГц, что позволяет достигать высокой мощности. Второй – UWB (Ultra Wideband), чей диапазон шире и может достигать 10 ГГц (зачастую представлен одиночным импульсом с временем нарастания менее 100 пс и длительностью в несколько наносекунд). Поэтому такие воздействия часто называют сверхкороткими импульсами (СКИ). Они способны проникать

внутри устройств, минуя средства защиты, и, распространяясь по проводникам, выводить из строя электрические цепи из-за высокой плотности энергии, которая не успевает передаться окружающим элементам, вызывая локальный перегрев и появление дефектов в чувствительных зонах выделения тепла.

Известны разные решения для защиты РЭС от СКИ. К классическим конструктивным относят электромагнитное экранирование и методы повышения однородности экранов, а схемотехническим – разные фильтры, ограничительные и газоразрядные устройства. Они обладают недостатками, которые затрудняют построение эффективной защиты. Поэтому создание новых и совершенствование существующих решений, которые лишены этих недостатков, актуальны.

Одним из новых применений полосковых устройств является ослабление воздействия за счёт его разложения на составляющие, амплитуды которых менее опасны для РЭС. Разложение в связанных линиях возникает из-за взаимовлияний между сигнальными проводниками. Подход назван модальной фильтрацией, а устройства на его основе – модальными фильтрами (МФ). Кроме МФ схожими свойствами обладают устройства на основе витка меандровой линии (МЛ). Их основной недостаток – чрезмерно большие габариты при довольно низком ослаблении СКИ. Поэтому актуально совершенствование их характеристик.

Степень разработанности темы

Известными зарубежными учеными, посвятившими свои работы защите от ЭМВ, являются М. Backstrom, F. Brauer, J. Haseborg, F. Rachidi, W. Radasky, F. Sabath и др. Среди отечественных ученых, которые занимаются вопросами влияния ЭМВ на вычислительную технику, можно выделить З.М. Гизатуллина, Р. Киричека, С.Ф. Чермошенцева и др. Значительный вклад в исследование стойкости электронных систем к помехам и создание методик её измерений внесли Л.Н. Кечиев, В.Ю. Кириллов, Л.О. Мырова и др.

Среди зарубежных ученых разработкой частотно-селективных устройств защиты занимаются М. Camp, R. Krzikalla, T. Weber и др., а отечественных – Б.А. Беляев, Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, А.Н. Сычев и др. Исследование модальных явлений в ТУСУРе ведёт научная школа Т.Р. Газизова. Устройств с

модальной фильтрацией на основе многопроводных линий передачи исследуют А.О. Белоусов, Е. Жечев, А.М. Заболоцкий и Е.Б. Черникова. Отдельным направлением является исследование ослабления импульсных воздействий в устройствах на основе витка МЛ. Этому посвящены работы С. Карри, З.М. Кенжегуловой, А.В. Носова и Р.С. Суровцева.

Несмотря на широту исследований полосковых устройств на основе витка МЛ, актуально совершенствование их характеристик. Совокупность ряда задач позволит сделать следующий шаг к их применению на практике.

Цель работы – усовершенствовать характеристики полосковых устройств на основе витка меандровой линии для защиты от кондуктивных импульсных воздействий. Для достижения цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Оценить эффективность способов уменьшения перекрестных связей в связанных линиях.
2. Оценить влияние дополнительных заземленных проводников на модальное разложение в витке меандровой линии.
3. Оценить эффективность способов совершенствования характеристики полосковых устройств на основе витка меандровой линии.

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. Предложен виток линии с лицевой связью и трассировкой в форме меандра, отличающийся наличием дополнительного опорного проводника в поперечном сечении витка.
2. Предложен виток микрополосковой линии с симметричным поперечным сечением, отличающийся трассировкой в форме спирали.
3. Предложен виток микрополосковой линии с симметричным поперечным сечением с трассировкой в форме меандра или спирали, отличающийся

добавлением дополнительных опорных проводников между их полувитками и покрытием витка радиопоглощающим материалом.

Теоретическая значимость

1. Изучены особенности влияния оптимальных параметров покрывающего диэлектрика и дополнительного опорного проводника на коэффициенты связи в связанной микрополосковой линии.

2. Изучено влияние числа и расположения дополнительных опорных проводников в связанной линии с боковой и лицевой связью на эффективность модального разложения импульсных воздействий.

3. Исследовано влияние трассировки витка микрополосковой линии с симметричным поперечным сечением на ослабление импульсных воздействий.

4. Исследовано влияние покрытия из радиопоглощающего материала витка меандровой линии на ослабление импульсных воздействий.

Практическая значимость

1. Разработаны методики квазистатического моделирования связанных линий, параметрической оптимизации и проектирования полосковых устройств на основе витка меандровой линии для защиты от импульсных воздействий.

2. Созданы прототипы 20 полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии, обеспечивающие разложение импульсных воздействий.

3. Экспериментально доказано, что добавление заземленных проводников в структуру витка МЛ с боковой связью и трассировкой в форме меандра даёт рост ослабления импульсного и гармонического воздействий в 1,25 и 1,5 раза соответственно.

4. Экспериментально доказано, что дополнительный опорный проводник в витке МЛ с лицевой связью увеличивает ослабление импульсного воздействия на его выходе в 1,5 раза за счёт роста уровня комбинационной составляющей и уменьшения уровня основных составляющих отклика.

5. Доказана эффективность усовершенствованных прототипов на основе витка меандровой линии для ослабления воздействий реальных генераторов преднамеренных электромагнитных воздействий.

6. Результаты использованы в АО «НПЦ «Полюс», НИР по грантам РФФИ и учебном процессе ТУСУРа (три акта внедрения).

Положения, выносимые на защиту

1. Введение дополнительного опорного проводника в поперечное сечение витка линии с лицевой связью, при трассировке в форме меандра на той же площади платы, способно увеличить ослабление импульсного воздействия длительностью 900 пс в 1,5 раза и расширить полосу пропускания витка в 1,8 раза.

2. Трассировка в форме спирали витка микрополосковой линии с симметричным поперечным сечением, по сравнению с трассировкой в форме меандра при одинаковой длине печатного проводника и включении в тракт 50 Ом, способна увеличить ослабление импульсного воздействия длительностью 300 пс в 1,6 раза.

3. Модификация витка микрополосковой линии с симметричным поперечным сечением и трассировкой в форме меандра или спирали, за счёт добавления дополнительных опорных проводников между их полувитками и покрытия радиопоглощающим материалом, способна увеличить ослабление импульсного воздействия длительностью 300 пс в 2,9 раза.

Методология и методы исследования. В работе использованы численное моделирование методами моментов и конечных разностей во временной области, параметрическая оптимизация эвристическим поиском и эволюционными алгоритмами, натурный эксперимент на базе современного измерительного оборудования, а также метод валидации выделением особенностей для оценки согласованности результатов моделирования и измерений.

Достоверность результатов основана на корректном применении теории линий передачи, согласованности результатов, полученных при моделировании квазистатическим и электродинамическим подходами, с результатами измерений, выполненных на базе сертифицированных измерительных комплексов, а также валидации результатов стандартизированным методом.

Использование результатов

1. Проект «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости», государственное задание FEWM-2020-0041, 2019–2023 гг.

2. Проект «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях», государственное задание FEWM-2022-0001, 2022–2024 гг.

3. Проект «Исследование методов и технологий создания информационно-телекоммуникационных систем радиомониторинга и связи, их компонентов и узлов, на основе численных и экспериментальных методов анализа электромагнитных сигналов и физических явлений в твердом теле», государственное задание FEWM-2026-0007 2026–2028 гг.

4. Приоритет-2030. Программа развития Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) на 2021-2030» в рамках программы стратегического академического лидерства, 2021 г.

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

6. НИР «Создание методики проектирования компактных полосковых устройств защиты от импульсных сверхширокополосных воздействий на основе витка меандровой линии», грант РНФ № 24-79-00159, 2024–2026 гг.

7. Учебный процесс кафедры телевидения и управления института радиоэлектронной техники ТУСУРа (уровень бакалавриата).

Личный вклад. Все результаты работы получены автором лично или при непосредственном его участии. Постановка цели работы, формулировка задач исследования, обработка и интерпретация результатов выполнены с научным руководителем. Часть результатов по экспериментальному исследованию прототипов полосковых устройств на основе витка МЛ получена совместно с *Карри С.Х.* и *Миколой П.В.*

Апробация результатов. Результаты позволили подготовить заявки, победившие в 3 конкурсах грантов: РФФИ и двух грантов РНФ. Результаты докладывались и представлялись в материалах следующих конференций: Межд. науч.-техн. конф. студ., асп. и мол. уч. «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2020–2022 гг.; Межд. научн-практич. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири», г. Томск, 2025 г.; Int. conf. on industrial engineering, applications and manufacturing, г. Сочи, 2025 г.; Int. conf. on actual problems of electronic instrument engineering, г. Новосибирск, 2025 г.

Публикации. Результаты исследований опубликованы в 13 работах (3 без соавторов).

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	5
из них по научной специальности 2.2.13	4
по смежной специальности	1
Доклад в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus	3
Доклад и тезисы в трудах отечественных конференций	4
Патент на изобретение	1
ИТОГО:	13

Структура и объём диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 главы, заключение, список использованной литературы из 247 наименований, 2 приложения. Объём диссертации – 182 с., в т.ч. 126 рисунков и 41 таблица.

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 обоснована актуальность защиты РЭС от ПдЭМВ, представлен обзор источников ПдЭМВ и средств защиты РЭС от ЭМВ, а также методов моделирования и анализа полосковых устройств. В разделе 2 выполнены анализ и оценка эффективности способов уменьшения перекрестных помех в связанных линиях, в том числе их совместного применения. В разделе 3 исследовано влияние дополнительных опорных проводников на эффективность модального разложения в витке МЛ. В разделе 4 представлены результаты моделирования и измерений разработанных прототипов витка МЛ, в том числе для ослабления воздействий реальных генераторов ПдЭМВ.

1 ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОТ КОНДУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ: ОБЗОР

1.1 Актуальность обеспечения защиты радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий

Благодаря высоким достижениям в области радиотехники, электроники и инфокоммуникационных технологий сегодня радиоэлектронные средства (РЭС) стали неотъемлемой частью многих сфер деятельности человека. Вместе с развитием РЭС и ростом скорости передачи данных началась борьба с влиянием электромагнитных помех на работу РЭС. Сегодня источники электромагнитных помех разделяют на непреднамеренные [1, 2] (ими является промышленное оборудование, космические и атмосферные шумы) и преднамеренные [3] (к ним относят электромагнитное оружие и средства радиоэлектронной борьбы).

Необходимость борьбы с электромагнитными помехами положила начало такому научному направлению, как электромагнитная совместимость (ЭМС) [4] и появлению целого ряда стандартов в области испытаний на ЭМС [5, 6]. Неучёт их требований при проектировании РЭС объектов критической информационной инфраструктуры может иметь весьма серьезные последствия для безопасности каждого человека и государства в целом [7].

Тенденции проектирования элементов современных РЭС направлены на рост быстродействия (за счёт роста граничных частот используемых сигналов) и миниатюризацию (за счёт плотной трассировки печатных плат) устройств. Применение микропроцессорных устройств в составе РЭС требует уменьшения уровня используемых сигналов. Совокупность этих факторов привела к снижению порога восприимчивости РЭС к электромагнитным помехам разной природы. Влияние помех даже сравнительно низкой мощности увеличивает вероятность появления битовых ошибок и ложных срабатываний при работе микроконтроллеров [8]. Поэтому актуальной задачей является обеспечение защиты РЭС объектов инфраструктуры общества от электромагнитных помех.

Снижение порога восприимчивости РЭС к электромагнитным помехам привело к появлению угрозы преднамеренного электромагнитного воздействия (ПдЭМВ) на РЭС для дестабилизации её нормального функционирования [9]. Согласно ГОСТ Р 52863-2007 под преднамеренным силовым ЭМВ понимают воздействие с применением излучателей электромагнитного поля, генераторов напряжения и тока путем генерирования электромагнитной энергии, уровень которой вызывает нарушение нормального функционирования технических и программных средств информационных систем [10]. Электромагнитные поля высокой мощности в диапазоне частот до 5 ГГц способны вызывать сбои или повреждения в автоматизированных системах [11], а следовательно, могут влиять почти на все процессы общества [12–14]. В нормативных документах Международной электротехнической комиссии (МЭК) излучение источников ПдЭМВ разделено на два типа. Первый тип – НРМ (high power microwave) частотный диапазон которых, как правило, не превышает 1 ГГц, что позволяет достигать высокой мощности. Второй тип – это UWB (Ultra Wideband) [15], чей диапазон шире и может достигать 10 ГГц (зачастую представлен одиночным импульсом с временем нарастания менее 100 пс и длительностью в несколько наносекунд) [16]. Поэтому такие воздействия часто называют сверхкороткими импульсами (СКИ). Они способны проникать внутрь устройств, минуя средства защиты, и выводить из строя электрические цепи [17]. Это происходит из-за того, что высокая плотность электромагнитной энергии не успевает передаться окружающим элементам, вызывая локальный перегрев и появление дефектов в чувствительных зонах выделения тепла [18, 19].

Известно много решений для защиты РЭС от СКИ. К классическим конструктивным относят электромагнитное экранирование и методы повышения эффективности и однородности экранов, а схемотехническим – фильтры с сосредоточенными и распределенными параметрами, ограничители напряжения, устройства гальванической развязки, а также газоразрядные устройства [20]. Отмеченные решения не лишены недостатков. Например, распространению СКИ способствуют паразитные параметры выводов компонентов в составе

фильтров [21], а время срабатывания газоразрядников может превышать длительность СКИ [22]. Поэтому создание новых устройств для защиты и совершенствование существующих остаются актуальными.

1.2 Источники и классификация электромагнитных воздействий

В общем случае, источники ЭМВ по природе возникновения разделены на естественные и искусственные (к последним также относят ПдЭМВ, в том числе СКИ) [3]. К естественным источникам ЭМВ можно отнести вторичные проявления разряда молнии, электростатические разряды и атмосферные шумы. Искусственными источниками являются технические средства: промышленное и медицинское оборудование, передатчики систем связи, линии электропередачи и электромагнитное оружие. Опасность, с точки зрения дестабилизации работы объектов критической информационной инфраструктуры, представляют именно последние. На рисунке 1.1 приведено частотное распределение естественных и преднамеренных ЭМВ [23]. Из него видно, что ПдЭМВ расположены в более высокочастотной области. К ним относят узкополосные (УП), широкополосные (ШП) и сверхширокополосные (СШП) воздействия. Их генераторы, как правило, обладают высокой мощностью и узкой направленностью.

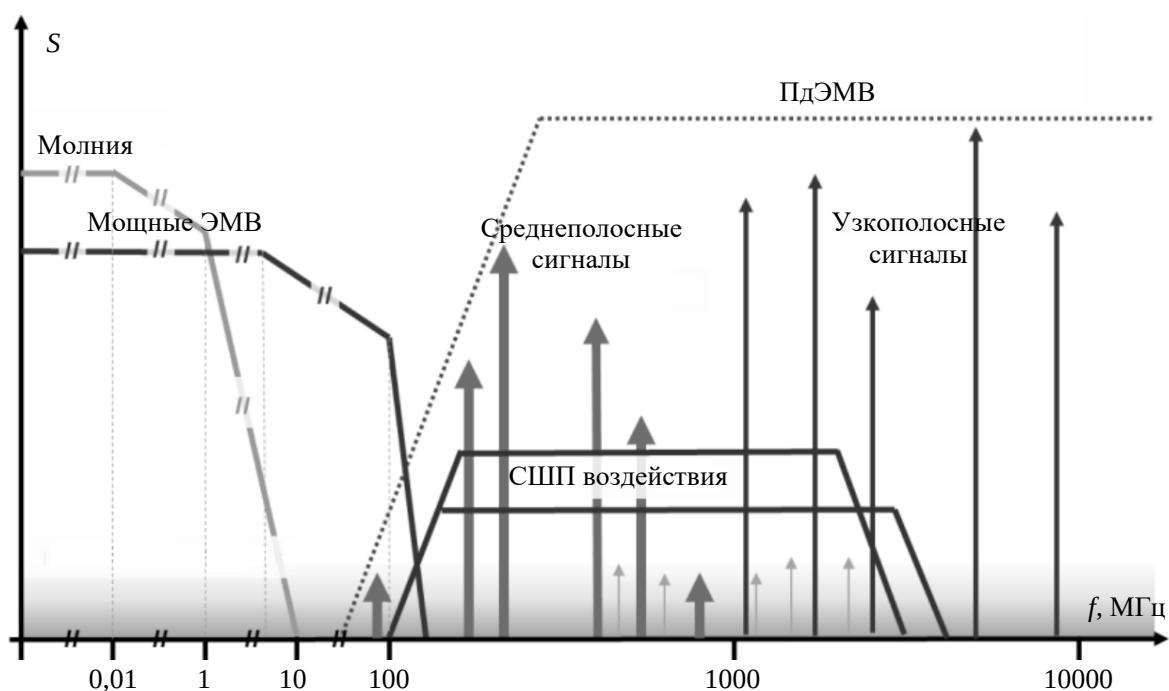


Рисунок 1.1 – Частотное распределение различных ЭМВ

Предпринят ряд попыток классификации источников ЭМВ. Возможность приблизить источник ЭМВ к цели атаки классифицирует их как стационарные, переносные, мобильные, очень мобильные и высокомобильные [24]. Обзор и классификация генераторов на основе частоты следования импульсов ЭМВ, их уровня и мощности, а также стоимости представлены в [25]. Одна из наиболее полных классификаций различных источников ПдЭМВ приведена в диссертации N. Мора [23]. В диссертации представлено множество примеров разнообразных форм воздействий из открытых источников (примеры показаны на рисунке 1.2).

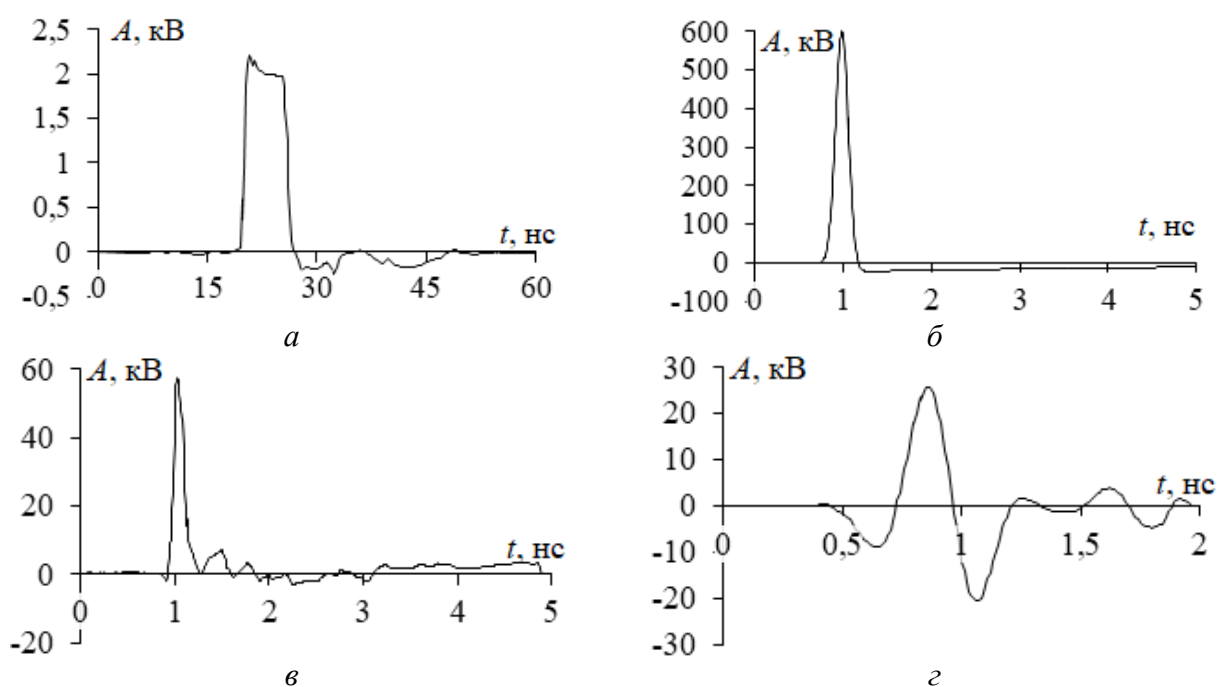


Рисунок 1.2 – Формы ЭМВ известных генераторов [23]:
HYPs (a), Jolt (б), IRA II (в), HP UWB (г)

Сначала разработка генераторов СШП воздействий велась для создания на их основе пикосекундных локаторов, но возможность многократно увеличить их мощность поспособствовала дальнейшему развитию технологий генерации СШП воздействий в целях РЭБ (для вывода из строя бортовых РЭС). Широко применяются системы на основе обостряющих и срезающих газоразрядных элементов для формирования воздействия и его излучения с помощью антенной решётки [26]. Развиваются системы генерации, основанные на перестраиваемых короткозамкнутых шлейфах, для формирования биполярного импульса [27]. Также известны системы, на основе наносекундной коммутации сверхплотных токов в полупроводниках [28]. Генераторы таких систем способны формировать

импульсы пиковой мощностью ЭМВ до 6 ГВт с длительностью от 3 нс (при длительности фронта до 0,5 нс) [29].

Для излучения электромагнитной энергии в таких системах в широком диапазоне частот необходимы крупногабаритные антенны. Экспериментальные исследования характеристик одной из таких антенн (HIRA180) показали, что её можно классифицировать как СШП систему, согласно МЭК 61000-2-13 [30]. Для излучения субнаносекундных импульсов с амплитудой до нескольких кВ/м могут применяться комбинированные узкополосные антенные установки [31].

Основное назначение представленных источников и излучающих систем не предполагает их использование в целях РЭБ, но индуцируемые токи из-за их применения могут вывести из строя РЭС разного класса [12]. Примечательно, что системы генерации СШП воздействий нашли применение в разных областях: СШП радары [32, 33], для испытаний на ЭМ восприимчивость РЭС к ЭМВ [34–36], СШП системах связи и подавления [37].

Несмотря на многообразие форм ЭМВ известных СШП генераторов, согласно нормативным документам МЭК и других организаций для оценки восприимчивости РЭС к ЭМВ и испытаний технических средств применимы идеализированные формы типовых воздействий [30, 38–40] (рисунок 1.3).

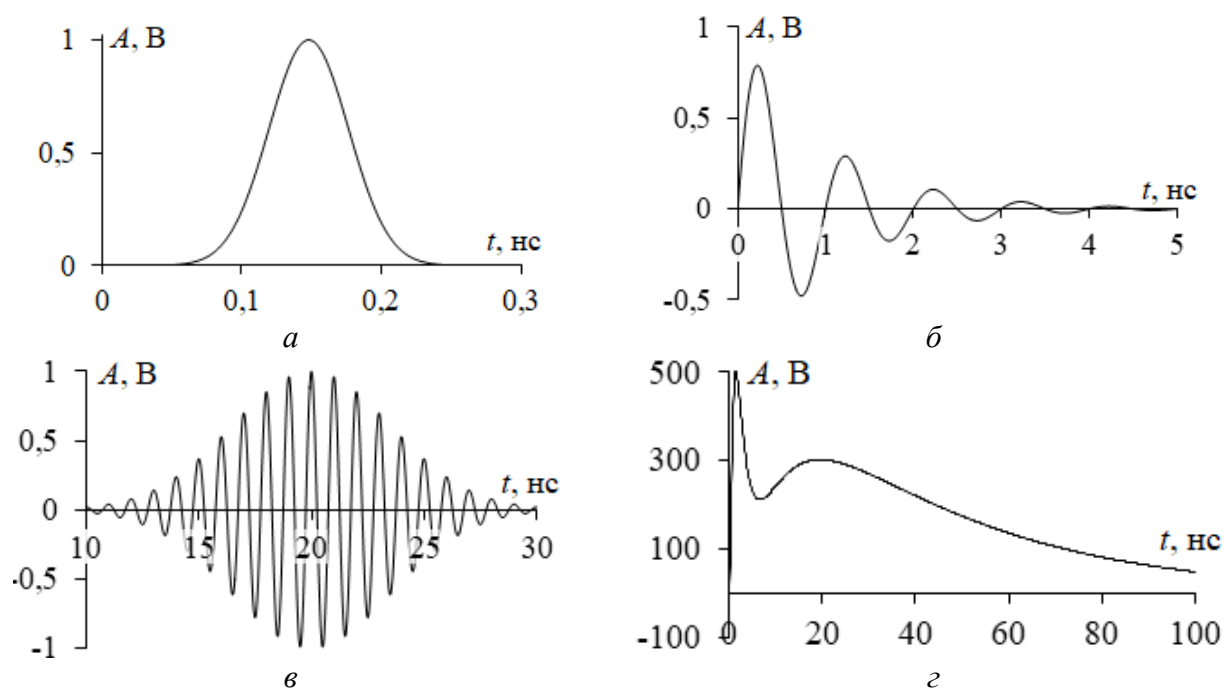


Рисунок 1.3 – Типовые формы воздействий: гауссов импульс (а), затухающая синусоида (б), синусоида с гауссовой модуляцией (радиоимпульс) (в) и ЭСР (г)

Из-за широкого применения в современных РЭС интегральных схем (ИС) и микроконтроллеров актуальны исследования влияния ЭМВ на компьютерное оборудование [41–44]. Установлено, что системы на основе микропроцессоров, к которым подключены соединительные кабели, уязвимы для электрических полей с напряженностью уже выше 30 В/м, персональные компьютеры способны выдержать воздействия с напряженностью до 300 В/м (портативные устройства – до 5 кВ/м) [12]. В результате оценки влияния электрического поля на работу логических элементов выявлено, что при уровне напряженности поля, близком к пробивному, регулярно происходят сбои, а их частота зависит от сложности выполняемой операции [45]. Примечательно, что амплитуда воздействия, когда начинают проявляться сбои, различается и определяется степенью интеграции микроконтроллера [46]. Оценка влияния СВЧ излучения на работу аналоговых и цифровых компонентов показала, что длительное воздействие полем может привести к полному выгоранию компонента [47]. Важно отметить исследования влияния ЭМВ на информационные системы [48–50], сети связи [51–54], работу беспилотных систем и мобильных устройств [52, 55].

Таким образом, широкое внедрение логических элементов в состав РЭС увеличивает восприимчивость конечного оборудования к ЭМВ. Представленные исследования устойчивости вычислительных систем к ЭМВ лишь подчеркивает актуальность решения задачи защиты РЭС от ПдЭМВ.

1.3 Защита от электромагнитных воздействий

Основным критерием при проектировании защиты РЭС от ЭМВ является уменьшение ущерба, к которому приводят его вторичные проявления. Поэтому экранирование, фильтрация и заземление являются базовыми подходами [20]. Ниже представлен обзор некоторых решений для защиты РЭС от ЭМВ.

1.3.1 Схемотехнические решения для защиты от помех

Газоразрядные устройства применяют для защиты от мощных помех в качестве первичной защиты телекоммуникационных и силовых цепей [56]. Для

них характерны высокие пиковые токи (до тысячи ампер) [57]. Благодаря широкому диапазону токов и напряжений, их применяют в разных узлах электрической цепи. Для высокоскоростных цепей предпочтительны TVS-диоды и их сборки, поскольку для них характерны низкий порог срабатывания и быстроедействие [58]. Несмотря на преимущества, их высокая стоимость часто ограничивает их массовое применение [59].

Эффективным решением для защиты от ЭМВ являются так называемые ЕМІ-фильтры (фильтры электромагнитных помех) [60]. Известны комплексные решения, объединяющие в одном устройстве одновременно фильтр синфазных и дифференциальных помех [61]. Планарные ЕМІ-фильтры синфазных помех разной конфигурации представлены в ряде работ [62–64]. Нужно отметить, что для них характерны паразитные влияния на фильтрующие свойства [65].

Одним из новых направлений является проектирование конденсаторных фильтров [66–68]. Они приобрели популярность за счёт высоких фильтрующих свойств на высоких частотах, низкой стоимости и простоте проектирования. Их применение также ограничено паразитными эффектами, негативно влияющими на сигнальные цепи и ослабления. Поиск решения проблемы привёл к созданию фильтров на основе многослойных керамических конденсаторов [69]. Фильтры способны эффективно ослаблять помехи на высоких частотах, но нерешенной проблемой является остаточная индуктивность их электродов на внутренних слоях. Распространение технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC) сделало возможным применение ЕМІ-фильтров в носимых устройствах [70]. Отметим, что они также не лишены недостатков, основным из них является необходимость монтажа фильтра на каждую защищаемую цепь, что приводит к плотной компоновке или увеличению размеров устройств [71].

Фильтры с распределенными параметрами (полосковые фильтры) также относят к традиционным решениям [72–74]. Например, устройства защиты на основе встречно-гребенчатой микрополосковой структуры [72]. Они обладают высокой эффективностью, при низкой стоимости и простоте проектирования. Рассматривая проектирование полосковых устройств нужно отметить работы,

лежавшие у истоков полосковой техники. Полосковые линии начали применять в конце 40-х годов XX века как альтернативу направляющих систем в ВЧ и СВЧ технике [75, 76]. Они позволили уменьшить габариты и массу элементов РЭС. Одной из первых работ, посвященных расчёту полосковых устройств является монография Ковалева И.С. [77]. В схожей зарубежной работе также рассмотрены вопросы проектирования как СВЧ фильтров, так и других пассивных устройств (направленных ответвителей, согласующих цепей и т.д.) [78]. В ней приведена теория расчёта полосковых устройств, которая актуальна и сегодня.

Томская школа полосковой техники зародилась позднее (в 60–70-х годах XX века) [79]. Первые работы представлены П.А. Воробьевым, Н.Д. Малютиным и И.Ш. Соломоником [80, 81]. В более поздней монографии [82] представлены аспекты моделирования таких структур в квази-Т приближении, приведены расчет и описание ряда структур, применяющихся на практике. Опубликовано множество работ, посвященных анализу связанных линий передачи и вопросам создания устройств на их основе [83–87]. В монографии [88] рассматриваются способы расчета параметров связанных линий передачи, представлены подходы к созданию корректоров ФЧХ на связанных линиях.

Говоря о развитии полосковой техники, следует отметить научную школу под руководством Б.А. Беляева, которая занимается разработкой полосковых фильтров и СВЧ устройств [86, 87]. Известно множество работ по синтезу микрополосковых фильтров на основе шпильковых резонаторов [89–91]. Частотно-селективные свойства микрополоскового фильтра на двухмодовых шпильковых резонаторах со скачкообразным изменением ширины проводника рассмотрены в [89]. В работе показана возможность синтеза фильтров, как с симметричной АЧХ, так и с максимальной крутизной одного из её склонов. В близком исследовании показаны результаты для сонаправленных шпильковых резонаторов [90]. Примечательно, что фильтры, основанные на нерегулярных шпильковых резонаторах, позволяют создание широкополосных антенн [91]. Авторы исследуют селективные свойства фильтров на основе резонаторов типа «гантель» [92], рамочных [93], ступенчатых [94] и многих других [95–97].

Близкие исследования также ведутся за рубежом [98–109]. Представлены фильтры на основе микрополосковых резонаторов типов шпилька [98–100], «гантель» [103], ступенчатых [104] и других [106–109]. Многие из этих решений применяются для фильтрации при беспроводной передаче данных [105–107].

Таким образом, широкие исследования полосковых устройств говорят о сохраняющейся актуальности развития полосковой техники и перспективности создания полосковых устройств защиты для разных приложений.

1.3.2 Модальное разложение в связанных линиях передачи

Одним из новых применений полосковых устройств является ослабление ЭМВ не за счёт частотно-селективных свойств, а за счёт разложения воздействия на последовательность модальных составляющих меньшей амплитуды, которая менее опасна для РЭС [85]. Разложение возможно в связанных линиях с произвольной конфигурацией поперечного сечения и количеством проводников более 2 (кроме опорного) из-за появления модальных искажений [110]. Основная идея подхода заключается в «полезном» использовании взаимовлияний между сигнальными проводниками линий передачи. Его исследования ведутся научной школой под руководством Газизова Т.Р. в ТУСУРе. Подход назван модальной фильтрацией, а устройства на его основе – модальными фильтрами (МФ) [111]. Кратко представим теоретические основы модальной фильтрации.

Модальная фильтрация основана на том, что в связанной линии передачи с неоднородным диэлектриком, состоящей из N проводников (кроме опорного), воздействие в активном проводнике подвержено модальным искажениям. Они могут привести к его полному разложению на N модальных составляющих с меньшей амплитудой. Для полного разложения надо, чтобы общая длительность воздействия t_{Σ} была меньше минимального модуля разности задержек мод отрезка длиной l , т.е. выполнялось условие [112]

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

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

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

где τ_2 и τ_1 – максимальная и минимальная из погонных задержек мод отрезка.

Если на вход отрезка пары связанных линий между активным и опорным проводниками подается импульсное воздействие с длительностью, выбранной из условия (1.2), то на выход отрезка (между теми же проводниками) придут 2 составляющие (рисунок 1.4). Их амплитуда может быть в 2 и более раз ниже, чем в начале отрезка (результаты на рисунке 1.4 получены при сопротивлении резисторов, выбранных из условия псевдосогласования).

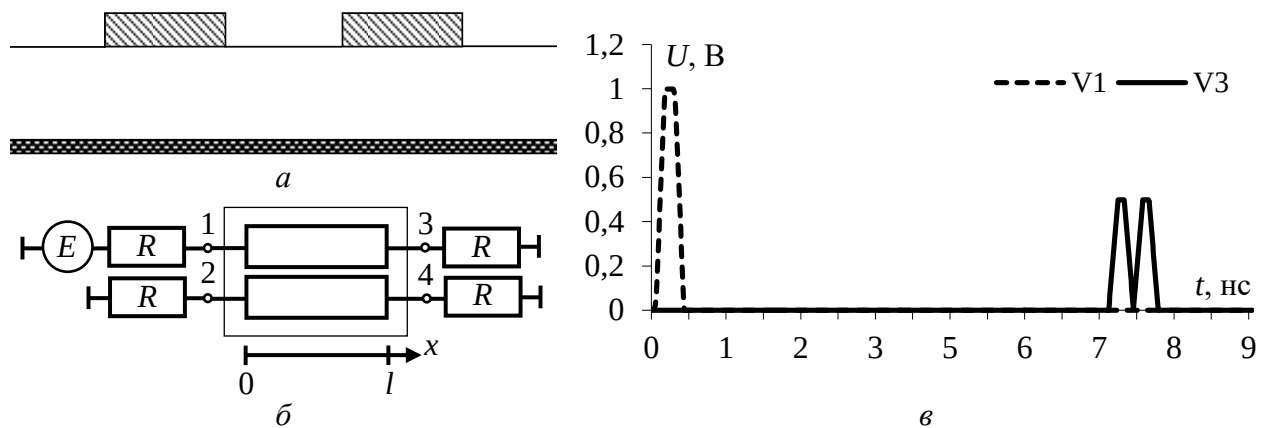


Рисунок 1.4 – Поперечное сечение (а), схема (б) и отклик на СКИ (в) МФ

Равенство амплитуд достигается за счёт выбора сопротивлений R на концах отрезка, равных среднему геометрическому импедансов его дифференциальной (Z_d) и синфазной мод (Z_c), т.е. условию [113]

$$R = (Z_c Z_d)^{0.5}. \quad (1.3)$$

Опубликован ряд работ по проектированию и исследованию характеристик МФ в различных приложениях [114–118]. Отметим некоторые свежие работы, посвященные МФ [119–126]. Важным направлением является исследование многопроводных МФ, в которых высокое ослабление достигается за счёт разложения на большое число составляющих [127]. Отметим, что асимметрия поперечного сечения МФ позволяет увеличить ослабление за счёт появления комбинационных составляющих на выходе [119]. Предложен компактный МФ на основе копланарных линий для подавления СКИ [120, 121]. Повышение характеристик МФ возможно за счёт радиопоглощающего материала (РПМ), который за счёт высоких ϵ_r и $tg\delta$, а также потерь, способствует более

эффективному разложению и подавлению амплитуды воздействия [124]. Такие МФ, в отличие от первых прототипов, которые по частотным характеристикам схожи с фильтрами нижних частот, имеют свойства полосовых фильтров [125]. Они обеспечивают высокое подавление ($|S_{11}| = -35$ дБ) на частотах до 20 ГГц.

Новым направлением исследований модальных явлений стало модальное резервирование [128–132]. По существу, способ заключается в использовании модальных искажений для ослабления воздействия в структурах печатных плат с классическим холодным резервированием [128]. Нужно отметить, что данный способ трассировки обладает малым коэффициентом ослабления, но является самым простым для реализации на уровне печатных плат.

Полосковые устройства на основе витка меандровые линии (МЛ) являются другим видом структур с модальным разложением, которые основаны на том же принципе и обеспечивают разложение импульсного воздействия [133, 134]. По существу, виток МЛ является парой связанных линий, закороченных на конце (его также называют С-секцией [135]). В нём, кроме импульсов мод существует импульс перекрестной помехи, который наводится на выход витка одновременно с началом распространения основного сигнала по витку. Выбор связи позволяет ослабить выходное напряжение за счёт равенства уровней всех составляющих отклика. Преимуществами витка МЛ (по сравнению с МФ) является его вдвое меньшая длина l для разложения воздействия той же длительности, отсутствие резистивных компонентов, а также больший коэффициент ослабления за счёт увеличения числа составляющих. Недостатком витка МЛ являются слабые избирательные свойства, но их можно повысить за счёт материалов с высокой ϵ_r или каскадированием [136]. Выражение (1.2) для витка МЛ имеет вид

$$t_{\Sigma} < 2l(\tau_2 - \tau_1). \quad (1.4)$$

Если на вход витка воздействует одиночный импульс с длительностью меньшей, чем удвоенная разность задержек мод, а сопротивления на его концах выбраны из условия (1.3), то на выход придут 3 составляющие уменьшенной и равной амплитуды (рисунок 1.5).

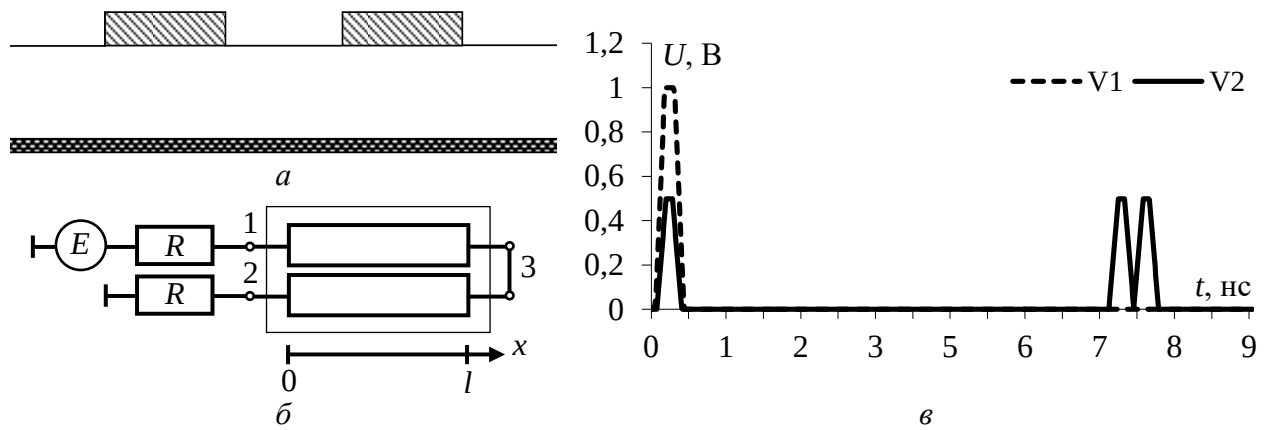


Рисунок 1.5 – Поперечное сечение (а), схема (б) и отклик на СКИ (в) витка МЛ

Исследованию защиты от импульсных воздействий с помощью устройств на основе витка МЛ также посвящено несколько диссертаций [137–139]. Оно началось с анализа возможности распространения СКИ в витке с неоднородным диэлектрическим без искажений его формы модальными искажениями и ближней перекрестной помехой [140, 141]. Итогом этих исследований является верификация выражения (1.4) для витка с различными типами связи [142–144]. Экспериментальное доказательство возможности защиты РЭС от импульсных воздействий за счёт их разложения в витке представлено в [134]. Необходимо отметить, что в витке с асимметричным поперечным сечением (так же, как для МФ) наблюдается появление комбинационных составляющих и ослабление возрастает [145]. Кроме разложения импульсных воздействий, также показана возможность ослабления других форм ЭМВ, например, электростатического разряда по модели человеческого тела [146] и затухающей синусоиды [147].

Для анализа полосковых устройств во временной области, как правило, применяют моделирование. В ряде случаев могут быть получены аналитические модели, не требующие численного расчёта временного отклика, как такового. Они применимы для предварительного анализа в диапазоне параметров. Такие аналитические модели для витка МЛ получены в работах [148–150]. Отметим, что на основе этих моделей получены условия равенства составляющих отклика витка с симметричным и асимметричным поперечным сечением [150]. Отметим, что эти условия и модели применимы при проектировании устройств на основе витка в качестве критериев целевой функции при параметрической оптимизации

совместно с условиями (1.3) и (1.4). Некоторые из полученных условий легли в основу методики проектирования полосковых устройств на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением [151]. Методика включает аналитический расчёт формы выходного напряжения витка, его параметрическую оптимизацию и численное моделирование. Апробация методики выполнена на примере витка с боковой связью. Результаты синтеза и измерения характеристик устройств во временной и частотной областях представлены в [152].

Несмотря на широту исследований устройств с модальным разложением, их общим недостатком, который часто оказывается неустранимым, является длина устройств. Из-за малой разности погонных задержек, по выражениям (1.2) и (1.4), длина устройства оказывается такой, что оно неприменимо в РЭС. Уменьшение длины из-за ограничений в свободной площади на печатной плате не позволит добиться разложения воздействия и, как следствие, обеспечить его разложения на составляющие. Поэтому актуален поиск эффективных способов совершенствования характеристик устройств на основе витка МЛ.

1.4 Способы уменьшения перекрестных связей в связанных линиях передачи

Исследуется множество способов для минимизации перекрестных связей в связанных линиях передачи. Основная задача, которую решают способы, заключается в уменьшении уровня перекрестных помех на концах связанных линий для обеспечения целостности сигналов. Перекрестная помеха – это нежелательное наведение сигнала с активного проводника связанной линии на смежные пассивные проводники из-за существования взаимной емкостной и индуктивной связи между ними [153]. В теории связанных линий передачи разделяю ближнюю и дальнюю перекрестные помехи концах. Уровень ближней перекрестной помехи в большей степени определяет согласования линии и он почти не зависит от длины области связи [154]. Уровень дальней перекрестной помехи, напротив, линейно зависит от длины области связи и длительности фронта воздействия [155]. Физическая природа её возникновения вызвана

модовой дисперсией – разностью скоростей распространения мод, возникающей из-за неоднородного диэлектрического заполнения [156]. При воздействии с линейным фронтом на один из проводников пары связанных линий, в общем случае уровень перекрестной помехи на ближнем (NEXT) и дальнем (FEXT) концах пассивного проводника определяют следующими выражениями

$$V_{NEXT} = \frac{1}{4} \cdot (k_C + k_L) \cdot V_{BX}, \quad (1.5)$$

$$V_{FEXT} = \frac{1}{2} \cdot (k_C - k_L) \cdot \left(\frac{l}{v} \right) \cdot \left(\frac{V_{BX}}{t_n} \right), \quad (1.6)$$

где V_{BX} – амплитуда сигнала на входе активного проводника, l – длина линии, v – скорость распространения сигнала, t_n – длительность фронта, а k_C и k_L – коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи, вычисляемые как [157]

$$k_L = \frac{l_{12}}{\sqrt{l_{11}l_{22}}}, \quad k_C = \frac{-c_{12}}{\sqrt{c_{11}c_{22}}} \quad (1.7)$$

где l_{11} , l_{12} и l_{22} , а также c_{11} , c_{12} и c_{22} – соответствующие элементы матриц **L** и **C** пары связанных линий передачи.

Из (1.5) видно, что уровень напряжения ближней перекрестной помехи пропорционален уровню воздействия и определяется суммой коэффициентов k_C и k_L . Его уменьшение достигается увеличением расстояния между проводниками. В отличие от ближней, уровень дальней перекрестной помехи определяется разностью k_C и k_L , длиной области связи, фронтом воздействия и скоростью его распространения в линии, что делает её подавление сложной задачей [20].

Традиционным правилом при проектировании печатных плат устройств является соблюдение правила $s = 3-5w$ (расстояние между проводниками линии (s) должно составлять 3–5 ширины проводника (w)). С точки зрения теории СВЧ и квазистатического подхода условием компенсации дальней перекрестной помехи в связанных линиях без потерь является равенство $k_L = k_C$. Это может приводить к росту перекрестной помехи на ближнем конце. В общем случае диэлектрическое заполнение линии неоднородное, поэтому условие нарушается ($k_L \neq k_C$), что эквивалентно возникновению разности фазовых скоростей четной и

нечётной мод. Поэтому большинство конструктивных способов направлено на выравнивание этих коэффициентов для уменьшения разности в выражении (1.6). Ниже приведен краткий обзор этих способов.

Одним из эффективных способов минимизации перекрестных помех (в частности дальней) является размещение связанных линий на внутренних слоях многослойной печатной платы [158]. В идеальном однородном диэлектрике фазовые скорости чётной и нечётной мод равны, что теоретически устраняет дальнюю перекрестную помеху. Однако на практике из-за неоднородности слоёв и различий в содержании стекловолокна возникает модовая дисперсия. Для учета влияния неоднородности диэлектрического заполнения предложены модели поперечного сечения линии: из 3 [159] и 5 [160] диэлектрических слоёв. Для устранения дальней перекрестной помехи нужно стремиться к равенству толщин слоёв и близости их относительных диэлектрических проницаемостей. Даже при этом полного подавления дальней перекрестной помехи достичь не удаётся, но он может быть снижен на 15–40 дБ по сравнению с внешним слоем. Надо отметить, что аналогичный эффект имеет покрытие поверхности печатной платы паяльной маской [161].

Традиционным методом является размещение заземлённого проводника между активным и пассивным проводниками пары связанных линий [162, 163]. Он «перехватывает» существенную часть электромагнитной энергии и отводит её в опорную плоскость через переходные отверстия. Исследуют разные формы заземленного проводника. Например, в одной из работ предложен проводник в форме меандра [164]. Это позволяет увеличить ёмкостную связь проводников при сохранении низкой индуктивной связи. Это обеспечивает уменьшение дальней перекрестной помехи в 3–5 раз по сравнению с прямым проводником.

Также для уменьшения уровня дальней перекрестной помехи применяют встречно-штыревые структуры [165]. Этот способ заключается в формировании периодических выступов (штырей) по бокам сигнальных проводников. Они увеличивают взаимную ёмкость между проводниками, практически не изменяя индуктивную связь. Рост ёмкостной составляющей позволяет компенсировать

неоднородность диэлектрика. Одним из направлений развития способа является оценка возможности выбора оптимальной геометрии штырей и их применение в различных топологиях (например, штырей треугольной формы [166]).

Другим конструктивным способом для минимизации перекрестных помех является применение дефектных структур земли. Способ основан на нарушении целостности опорного слоя под сигнальными проводниками для управления путём протекания возвратных токов (увеличение его длины) [167]. Применяют вырезы различной формы: круглые, квадратные и прямоугольные [168]. Этот способ позволяет снизить уровень ближней и дальней перекрестной помехи в широкой полосе на 25 дБ при оптимальной конфигурации вырезов.

Схожим с дефектными структурами земли способом является вырез уже в печатном проводнике [169]. Вырезы также локально изменяют путь протекания тока и электромагнитное поле вокруг проводника, что приводит к локальной коррекции k_C и k_L . В качестве вырезов применяют LL -, TT - и TL -образные вырезы, а также в форме спирали и меандра [170–172]. Разнообразные формы вырезов позволяют обеспечить высокое подавление перекрестных помех (часто на 20–40 дБ) в широком диапазоне частот.

Нужно отметить, что исследуются и гибридные способы. Например, показано одновременное применение встречно-штыревых структур и дефектов в проводнике, что ослабило дальнюю перекрестную помеху на 25 дБ в широкой полосе частот [173]. Выделяется способ, предложенный в [174]: вырез в проводнике в виде двух встречно направленных периодических спиральных катушек индуктивности. Отметим исследование, где рассмотрено гибридное применение заземленного проводника и встречно-штыревой структуры [175]. Данное решение приводит к одновременному увеличению как собственных, так и взаимных коэффициентов матриц $\mathbf{C}$ и $\mathbf{L}$, что обеспечивает эффективную компенсацию разности скоростей мод и снизить уровень дальней перекрестной помехи. Схожая идея развивается в [176], где гибридная структура включает уже три метода: встречно-штыревую конфигурацию, периодическую защитную линию, трассировку проводников в виде меандра.

Таким образом, известно много способов уменьшения перекрестных помех в связанных линиях. Они применимы для уменьшения размера витка МЛ на печатной плате при его трассировке на ограниченной площади. Наиболее простыми с учетом развития технологий производства печатных плат являются компоновка витка на внутренних слоях платы (или покрытие его диэлектриком) и добавление заземленных проводников для минимизации связи.

1.5 Методы анализа полосковых устройств и оценка их эффективности для защиты от электромагнитных воздействий

Сегодня синтез практически всех технических средств неразрывно связан с применением систем автоматизированного проектирования (САПР) [177]. При выявленном несоответствии характеристик устройства заявленным на последнем этапе синтеза для доработки часто нужны дополнительные затраты, а численное моделирование позволяет их существенно снизить [178]. Синтез полосковых устройств не является исключением. Поэтому в данном разделе представлены подходы к численному моделированию и оптимизации полосковых устройств, а также способы оценки их эффективности для ослабления ЭМВ и инструменты для оценки сходимости результатов измерений.

1.5.1 Общие подходы к математическому моделированию

Детальный обзор современных САПР для решения задач в области ЭМС и методов, лежащих в их основе, приведён в диссертации Куксенко С.П. [179]. Основными для моделирования задач распространения электрических сигналов в проводящих структурах являются три вида анализа [179]: схемотехнический [180], квазистатический [181] и электродинамический [182].

Основой схемотехнического моделирования являются законы Кирхгофа, а расчёт выполняют с использованием принципиальных электрических схем (так называемое SPICE-моделирование). Два других вида анализа основаны на решении уравнений Максвелла (во временной или частотной области) и состоят из следующих этапов: определение граничных условий и параметров среды,

выбор метода решения и приведение системы уравнений к виду, удобному для расчёта (например, к волновому уравнению или уравнению Пуассона) [183]. После выполняется дискретизация модели и с помощью замены непрерывных функций их дискретными аналогами делается переход от функциональных уравнений к системе линейных алгебраических и выполняется её решение.

Электродинамический анализ наиболее универсален и точен [182]. Он позволяет решать задачи произвольной геометрии с учётом распространения в ней высших типов волн. Квазистатический анализ учитывает распространение в структуре только поперечных волн (или Т-волн) и поэтому требует меньше вычислительных затрат [181]. Он основан на анализе линий передачи с помощью телеграфных уравнений [184].

Зачастую для моделирования достаточно лишь квазистатического подхода. Принятое допущение о распространении в линии передачи поперечных волн сводит задачу к вычислению матриц погонных параметров структуры $\mathbf{R}$ (Ом/м), $\mathbf{L}$ (Гн/м), $\mathbf{C}$ (Ф/м) и $\mathbf{G}$ (См/м) [181]. На их основе вычисляется временной отклик структуры с помощью телеграфных уравнений [185, 186]. Нужно отметить, что при моделировании без учёта потерь, нужно вычисление лишь матриц $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$. В системах квазистатического анализа для вычисления $\mathbf{RLCG}$ -матриц зачастую используют МоМ [187]. При этом исследуемая структура представляется в виде двумерной модели. Границы раздела материалов с различными электрическими свойствами дискретизируются, а после – вычисляются $\mathbf{RLCG}$ -матрицы. Такой подход существенно сокращает требования к памяти и время моделирования.

Аналитические методы применяли до появления мощных вычислительных систем, но были пригодны для задач лишь с простой геометрией [188, 189]. Рост производительности рабочих станций позволил сменить аналитические методы численными. Их применение уже не привязано к геометрии задачи. Сегодня наиболее распространены следующие методы: моментов (МоМ) [187], конечных разностей во временной области (FDTD) [190], конечных элементов (FEM) [191], матриц линий передачи (TLM) [192], конечного интегрирования (FIT) [193] и частичных элементов эквивалентных схем (PEEC) [194].

Примером системы моделирования на основе МоМ является отечественная система TUSUR.EMC [195]. Точность моделирования в системе подтверждена сходимостью её результатов с измерениями и полноволновым анализом [196]. К пакетам для схмотехнического и квазистатического моделирования можно отнести систему Advanced Design System (ADS), которая разрабатывается уже более 40 лет одним из подразделений компании Keysight Technologies [197]. Система позволяет моделировать широкий класс устройств на уровне печатных плат и микроэлектроники [198]. Важным функциональным преимуществом ADS является возможность расчёта временного отклика на воздействие произвольной форму на основе S -параметров (полученных моделированием в другом САПР или натурными измерениями) [199]. Примечательно, что для полноволнового моделирования компания Keysight Technologies также имеет свое программное решение – пакет EMPro [200]. Анализ объемных структур в нём выполняется с помощью FEM, а если задача содержит электрически длинные структуры, то используется FDTD, что расширяет область применения пакета.

Несмотря на достоинства и недостатки отдельных видов моделирования, для повышения достоверности его результатов, как правило, применяется комплекс методов для анализа, реализованных в разных пакетах.

1.5.2 Оптимизация технических решений

Оптимизация сложных систем является одной из важных задач в области искусственного интеллекта [201]. Её представляют в виде целевой функции, которая определяет соотношение внутренних и внешних параметров (причём она редко задана аналитически, а гораздо чаще в виде «черного» ящика), исходных данных и ограничений [202]. Популярность при решении задачи оптимизации приобрели эволюционные методы глобальной оптимизации [203]. Эти методы обеспечивают высокое быстродействие, надежность, высокую эффективность (слабую чувствительность к нерегулярностям целевой функции, случайным ошибкам при вычислении), простоту реализации, низкую чувствительность к росту размерности множества оптимизации, возможность простого ввода в

процесс поиска операций обучения и самообучения, легкость построения алгоритмов случайного поиска [204, 205]. Приведем некоторые из наиболее известных методов оптимизации.

Грубый случайный поиск (метод Монте–Карло)

Метод Монте-Карло – самый простой, а вместе с тем и самый известный алгоритм случайного поиска, который состоит из равномерного и случайного «распределения» точек в пространстве поиска [206]. Его основное достоинство – простота и применение в качестве эталона при сравнении разных алгоритмов оптимизации и в качестве составной части некоторых.

Метод поиска с запретами

Метод основан на аналогии со спецификой человеческого поведения, т.е. на присутствии в поведенческой схеме человека случайных элементов, которые означают, что в одной и той же ситуации человек может по-разному повести себя [207]. Алгоритм заключается в выборе случайной точки в пространстве поиска, рассмотрении точек из её окрестностей и выборе новой точки в другом пространстве при достижении определенного критерия.

Роевой интеллект

Методы роевого интеллекта (РИ) основаны на коллективном поведении децентрализованных и самоорганизующихся частиц. Существуют различные алгоритмы РИ: муравьиный алгоритм (МА) [208], алгоритм пчелиной колонии (АПК) [209], метод роя частиц (МРЧ) [210]. Последний основан на специфике поведения стай птиц при перемещении или движения стай рыб. Метод, как правило, используют для решения непрерывных задач, но также известно его применение для решения дискретных задач [211].

Эволюционные алгоритмы

Известно несколько классов эволюционных алгоритмов, основанных на естественном отборе теории Дарвина. Алгоритм повторяет специфику поведения биологических объектов. К основным классам алгоритмов относят: генетические алгоритмы (ГА) [212], эволюционные стратегии (ЭС) [213] и эволюционное программирование [214]. ГА являются алгоритмами эвристического подхода. Их

принцип работы построен на теории естественного отбора (выживает наиболее приспособленный). В процессе оптимизации рассматриваются несколько ветвей эволюции. Выступая в роли окружающей среды при моделировании процесса эволюции, ГА «выращивают» новые популяции объектов (набор особей, т.е. параметров задачи), структура которых наиболее приспособлена к ситуации. Таким образом, генетическая модель имитирует эволюцию приспособления, используя механизмы изменчивости объектов.

Благодаря наличию адаптивного уровня мутации в процессе оптимизации с помощью ЭС появляется возможность приспособиться к любой изменяющейся модели [215]. Они также нашли применение в ряде областей: комбинаторике, экспертных системах, а также машинном обучении.

Эволюционное программирование основано на схожих с ГА принципах, но также использует ранжированные мутации (вероятность изменения особи или интенсивность мутации определяются её приспособленностью в популяции) и допускает большее число эвристических зависимостей. Эволюционное программирование, как и ЭС, применяется в комбинаторных и оптимизационных задачах, в т.ч. в машинном обучении [216].

Выбор того или иного метода оптимизации зависит от исходных данных, полноты сведений об объекте, имеющихся на начальном этапе, и опыта синтеза устройств с применением методов оптимизации. Современные САПР позволяют оптимизацию практически без участия пользователя в выборе конкретного метода, что упрощает синтез устройств.

1.5.3 Оценка эффективности полосковых устройств для защиты от электромагнитных воздействий

В стандарте МЭК предложен подход к оценке влияния мощных ЭМВ на оборудование с помощью математического определения его характеристик в виде N -норм [217]. Исторически N -нормы предлагались для определения пределов восприимчивости оборудования [218]. Поэтому N -нормы применимы для оценки эффективности защитных решений. Они обеспечивают количественную оценку

ослабления потенциального воздействия, например, после фильтра. Выражения для расчёта N -норм, а также их краткая характеристика и область применения, приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – N -нормы для оценки влияния помеховых воздействий

Норма	Название	Применение
$N_1 = U(t) _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
$N_2 = \left \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента / сбой схемы
$N_3 = \left \int_0^t U(t) dt \right $	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если U обозначает поле E)
$N_4 = \int_0^\infty U(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
$N_5 = \left\{ \int_0^\infty U(t) ^2 dt \right\}^{0,5}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента

*где $U(t)$ – форма напряжения помехового воздействия на нагрузке с сопротивлением R .

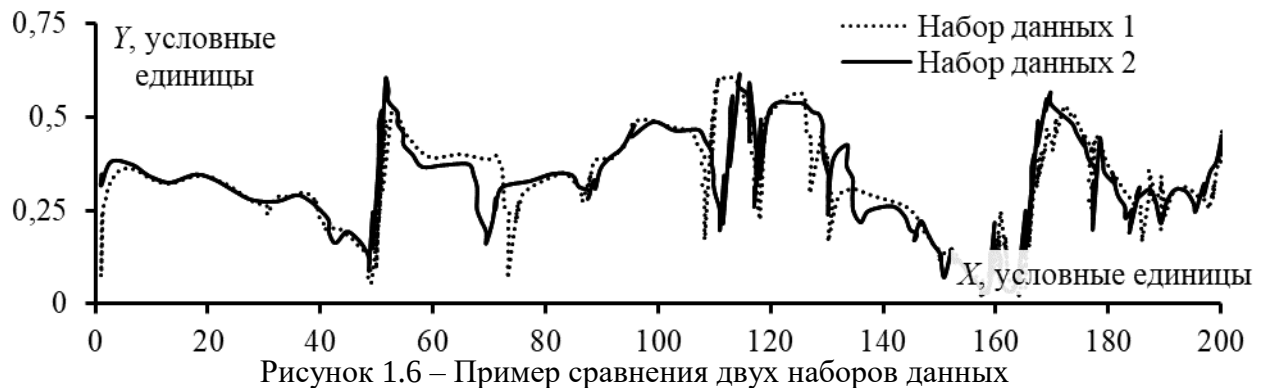
Нормы применимы для определения уязвимых мест электрических цепей, а также отдельных устройств [219]. Для этого необходимо представить объект исследования в виде схемы с распределенными параметрами и выполнить расчёт N -норм в разных точках наиболее уязвимых цепей или компонентов.

1.5.4 Валидация результатов моделирования и измерений

Зачастую при решении исследовательских задач необходимо сравнить два набора данных (например, полученных в результате моделирования и измерений или полученных разными методами в разных САПР). Тогда применяют методы статистической обработки результатов с расчётом погрешностей вычислений и отклонений [220–222]. Эти методы являются классическими, но зачастую не дают наглядно определить сходимости результатов. Сообществом IEEE для сравнения двух наборов данных предложен метод валидации с выделением особенностей (feature selective validation method или метод FSV) [223]. Он позволяет получить количественную оценку совпадения двух наборов данных и представить её в виде

наглядных гистограмм [224, 225]. Метод предложен IEEE именно для сравнения результатов вычислений и измерений электромагнитных явлений [226].

Для демонстрации на рисунке 1.6 приведены две зависимости. В результате их качественного сравнения можно прийти к выводу об их согласованности. Метод даёт возможность объективной количественной оценки, устраняя элемент субъективности из анализа.



FSV-метод основан на разложении данных на две компоненты, которые затем объединяются для получения объективной оценки:

- amplitude difference measure (ADM) – компонент, показывающий разницу амплитуд (для сравнения амплитуд и динамики изменения наборов данных);
- feature difference measure (FDM) – компонент, показывающий различия двух функций (для сравнения скорости изменения функций).

Затем компоненты ADM и FDM объединяются в общий компонент (global difference measure или GDM). Каждый из показателей может использоваться как инструмент выборочного анализа. Результаты анализа представляются в виде гистограмм с распределением по оценкам, которые сведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Значения FSV и их интерпретация

Значение FSV*	Определение
$ADM \leq 0,1$	Отлично
$0,1 \leq ADM < 0,2$	Очень хорошо
$0,2 \leq ADM < 0,4$	Хорошо
$0,4 \leq ADM < 0,8$	Удовлетворительно
$0,8 \leq ADM < 1,6$	Плохо
$1,6 \leq ADM$	Очень плохо

* в качестве значений FSV могут выступать ADM, FDM или GDM

Сравнения гистограмм по частным (ADM и FDM) и общему (GDM) критериям позволяет сделать объективный вывод о сходимости наборов данных.

Традиционные методы анализа (например, среднеквадратическое отклонение) могут не обеспечивать адекватной оценки в случае, когда данные неоднородны (например, из-за аномальных выбросов зависимости по результатам измерений). Поэтому для достоверной оценки сходимости результатов моделирования и измерений предпочтительнее FSV- метод.

1.6 Постановка цели и задач исследования

Из п. 1.1 следует, что совершенствование РЭС также привело к росту их восприимчивости к помехам. Необходимость повышения помехозащищенности РЭС обусловлена возникновением ПдЭМВ для РЭС объектов критической информационной инфраструктуры. Это подтверждает актуальность защиты РЭС от ЭМВ.

Из п. 1.2 следует, что источники ЭМВ могут быть разнообразными. Надо отметить, что опасность представляют мощные СШП воздействия, к частным случаям которых относятся СКИ. Их влияние приводит к сбоям и физическому выходу РЭС из строя. Применение традиционных средств защиты зачастую не обеспечивает должную защиту в широком диапазоне воздействий. Поэтому поиск новых и совершенствование существующих решений для защиты от СШП воздействий актуальны.

Из п. 1.3 следует, что для защиты применяют разные схмотехнические и конструктивные решения. Они обладают рядом недостатков, основными из которых являются низкое быстродействие, малая мощность и влияние паразитных параметров на эффективность защиты РЭС. Одним из решений является применение полосковых устройств с модальным разложением импульсного воздействия во временной области на составляющие меньшей амплитуды. Их основными недостатками является большие размеры устройств, а также сравнительно малое ослабление. Поэтому актуально совершенствование их характеристик.

Из п. 1.4, следует, что исследуются самые разные способы компенсации перекрестных помех. Некоторые из них применимы для уменьшения размеров

витка МЛ на печатной плате при ограничении по занимаемой площади. Наиболее простыми способами с учетом развития технологий производства печатных плат являются добавление заземленных проводников для увеличения плотности трассировки витка, а также нанесение на поверхность витка дополнительного диэлектрика. Поэтому нужно исследовать их эффективность и влияние на модальное разложение.

Из п. 1.5 следует, что для анализа полосковых устройств применяют квазистатический и электродинамический подходы. Первый из них хорошо зарекомендовал себя для быстрого предварительного моделирования, а второй – для верификации результатов, поскольку обладает более высокой точностью, но требует высоких вычислительных затрат на моделирование. Применяемые методы оптимизации технических решений довольно разнообразны, но использование любого из них предполагает сначала интуитивное проектирование и моделирование в широком диапазоне параметров, а после – оптимизацию по заданным критериям. Нужно отметить, что для большинства полосковых устройств с модальным разложением эти критерии известны, причём в аналитическом виде, поэтому целесообразна разработка методики параметрической оптимизации и сравнение эффективности методов оптимизации. Оценка эффективности устройств для ослабления СШП воздействий может быть выполнена с помощью N -норм, а оценка сходимости результатов моделирования и измерений – с помощью FSV анализа.

Цель работы – усовершенствовать характеристики полосковых устройств на основе витка меандровой линии для защиты от кондуктивных импульсных воздействий. Для достижения цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Оценить эффективность способов уменьшения перекрестных связей в связанных линиях.
2. Оценить влияние дополнительных заземленных проводников на модальное разложение в витке меандровой линии.
3. Усовершенствовать характеристики полосковых устройств на основе витка меандровой линии.

2 ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБОВ УМЕНЬШЕНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ

Здесь представлены результаты моделирования и анализа способов уменьшения перекрестных помех в связанных линиях передачи за счёт нанесения на поверхность покрывающего диэлектрического слоя [227] и использования заземленного проводника между сигнальными проводниками линии [228, 229]. Сравнены эффективности их применения, в том числе совместного [230].

2.1 Методика квазистатического моделирования связанных линий

Первым шагом анализа взаимовлияний в связанных линиях является расчёт коэффициентов связи, которые вычисляются из элементов матриц $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$. Для оценки перекрестных помех в связанных линиях применяют коэффициенты ёмкостной (k_C) и индуктивной (k_L) связей. Они позволяют оценить уровень перекрестных помех на концах пассивного проводника линии при согласовании обеих мод. Уровень ближней перекрестной помехи пропорционален четверти суммы k_C и k_L (далее k_{NE}), а дальней – половине их разности (далее k_{FE}). В общем случае коэффициенты k_C и k_L вычисляются по выражениям (1.7) из [231].

Более общим способом является вычисление временного отклика на заданное воздействие (как правило, применяют трапецеидальный импульс). Временной отклик позволяет оценить не только уровень, но и форму помех в разных режимах согласования связанной линии. Этот анализ важен, поскольку из-за рассогласования в линии возникают отражения, накрадывающиеся на составляющие помехи (при совпадении их полярностей растёт общий уровень).

Сформулирована методика квазистатического анализа связанных линий в системе TUSUR.EMC [232]. Она состоит из следующих шагов.

1. Анализ прохождения линии передачи по слоям печатной платы и выделение отрезков (если межсоединение имеет сложную конфигурацию).
2. Построение поперечных сечений отрезков с учётом диэлектрического заполнения печатной платы (отличается для внутренних и внешних слоев).

3. Вычисление матриц погонных параметров отрезков (**L**, **C**, **R** и **G**) и вторичных параметров. При вычислении временного отклика без учета потерь, вычисляются только матрицы **L** и **C**.

4. Вычисление коэффициентов взаимовлияний (k_C , k_L и k_{NE} , k_{FE}) в каждом отрезке линии передачи для оценки их вклада в амплитуду перекрестных помех на её концах.

5. Построение схемы соединений (для корректных результатов нужен учёт изгибов печатного проводника и переходных отверстий) с заданием параметров реальных воздействий и согласования межсоединения с трактом (если известны).

6. Вычисления временного отклика на воздействие заданной формы при различных условиях согласования линии с окончаниями (в тех случаях, если реальные параметры источника и окончаний линии неизвестны).

7. Анализ и верификация полученных результатов моделирования.

Ниже выполнены оценки эффективности разных способов уменьшения перекрестных связей в линиях передачи и вычислены формы перекрестных помех квазистатическим моделированием в соответствии с методикой.

2.2 Влияние диэлектрического покрытия печатной платы на уровень перекрестных помех в связанной линии

Оценено влияние покрывающего диэлектрического слоя на ёмкостную и индуктивную связи в паре связанных линий [227]. Кроме того, вычислены перекрестные помехи на пассивном проводнике при разном согласовании.

2.2.1 Вычисление коэффициентов связи между проводниками связанной линии

На рисунке 2.1 приведено поперечное сечение пары связанных линий без диэлектрического покрытия и с ним. В качестве основы принят материал с $h=1000$ мкм и $\epsilon_r=4,5$ (толщина фольги $t=35$ мкм). Ширина проводников линии и расстояние между ними приняты равными $w=s=400$ мкм.

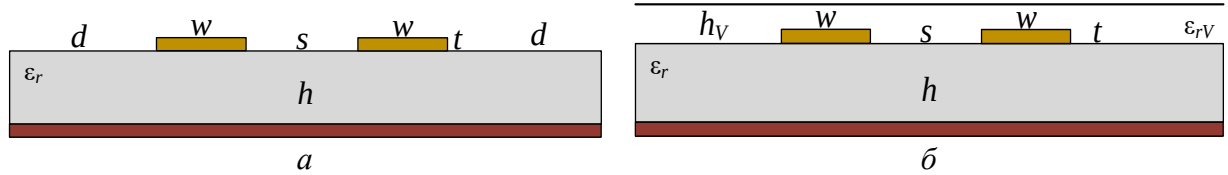


Рисунок 2.1 – Поперечные сечения связанной линии без покрытия (а) и с ним (б)

Сначала k_C и k_L вычислены для линии без покрытия (рисунок 2.1а). Они составили $k_C=0,288$ и $k_L=0,370$, а $k_{NE}=0,149$ и $k_{FE}=-0,041$. Затем моделировался случай с покрытием (рисунок 2.1б) с разными толщиной (h_v) и относительной диэлектрической проницаемостью (ϵ_{rv}). Оптимальные параметры диэлектрика обеспечивают равенство k_C и k_L , что даёт компенсацию дальней перекрестной помехи ($k_{FE}=0$) [84]. Это особенно важно для протяженных межсоединений, где её уровень может быть больше, чем на ближнем конце. Отметим, что k_L не зависит от диэлектрического заполнения при $\mu_r=1$. Вычислены k_C , k_{NE} и k_{FE} при изменении h_v от 10 до 200 мкм и ϵ_{rv} от 2 до 10. Результаты расчёта только k_{NE} и k_{FE} для ряда значений h_v и ϵ_{rv} сведены в таблицу 2.1.

Таблица 2.1 – k_{NE} и k_{FE} при разных ϵ_{rv} и h_v

ϵ_{rv}	2		4		6		8		10	
h_v , мкм	k_{NE}	k_{FE}	k_{NE}	k_{FE}	k_{NE}	k_{FE}	k_{NE}	k_{FE}	k_{NE}	k_{FE}
50	0,174	-0,022	0,181	-0,008	0,187	0,004	0,192	0,013	0,196	0,022
100	0,176	-0,018	0,186	0,002	0,194	0,018	0,200	0,031	0,207	0,043
150	0,177	-0,015	0,189	0,009	0,199	0,028	0,207	0,043	0,213	0,056
200	0,178	-0,014	0,192	0,013	0,202	0,033	0,210	0,050	0,217	0,064

Из таблицы 2.1 видно, что при малых ϵ_{rv} $k_{FE}<0$, что говорит о преобладании индуктивной связи. Однако с ростом ϵ_{rv} начинает преобладать ёмкостная связь. При $\epsilon_{rv}=4$ и выше есть такое значение h_v , при котором $k_C=k_L$, а значит $k_{FE}=0$. При этом с ростом ϵ_{rv} это значение уменьшается. Наконец, из таблицы 2.1 наблюдается линейное возрастание k_{NE} с ростом h_v и ϵ_{rv} .

Таким образом, вычисление коэффициентов пары линий выявило, что оптимизация параметров покрывающего диэлектрического слоя может устранить дальнюю перекрестную помеху, но увеличить ближнюю. Поэтому нужен анализ временного отклика на концах пассивного проводника линии, особенно для протяженных межсоединений.

2.2.2 Анализ перекрестных помех в связанной линии с покрывающим диэлектриком

Моделировалась связанная линия при разной длине и тех же параметрах поперечного сечения. Её схема соединений представлена на рисунке 2.2. Воздействовал импульс в форме трапеции с э.д.с. $E=1$ В, длительностью плоской вершины (t_d) 8 нс, а фронта (t_r) и спада (t_f) по 1 нс.

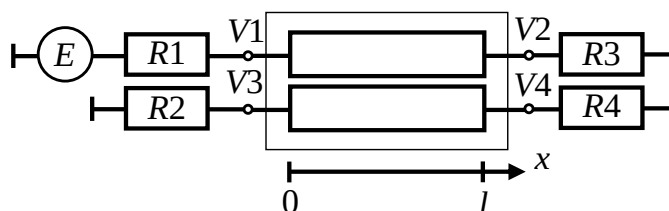


Рисунок 2.2 – Схема соединения связанной линии

Моделировалась линия без покрытий (рисунок 2.1а). Сначала длина линии l изменялась от 0,01 до 0,1 м с шагом 0,01 м, а затем от 0,1 до 1 м с шагом 0,1 м. Сопротивления $R1-R4$ на концах проводников линии приняты равными 50 Ом. На рисунке 2.3 приведены формы напряжения на ближнем и дальнем концах активного проводника (при $l=0,01$ и 0,1 м), на рисунке 2.4 – на ближнем конце пассивного (в узле V3), а на рисунке 2.5 – на его дальнем конце (в узле V4). Рост длины привел к искажению форм напряжения на концах как активного, так и пассивного проводников. Из рисунка 2.4 видно, что с ростом l амплитуда и длительность перекрестной помехи на ближнем конце увеличились. Дальнейший рост l приведет к появлению плоской вершины и увеличению длительности помехи. Перекрестная помеха на дальнем конце также растёт с ростом l .

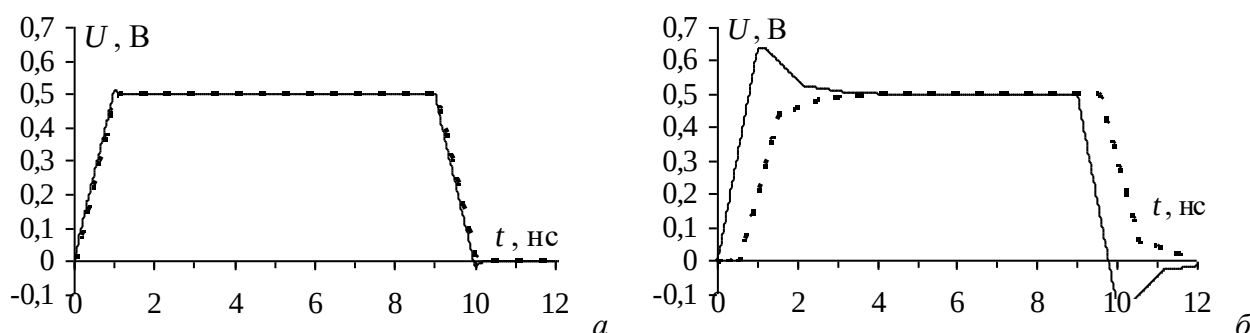
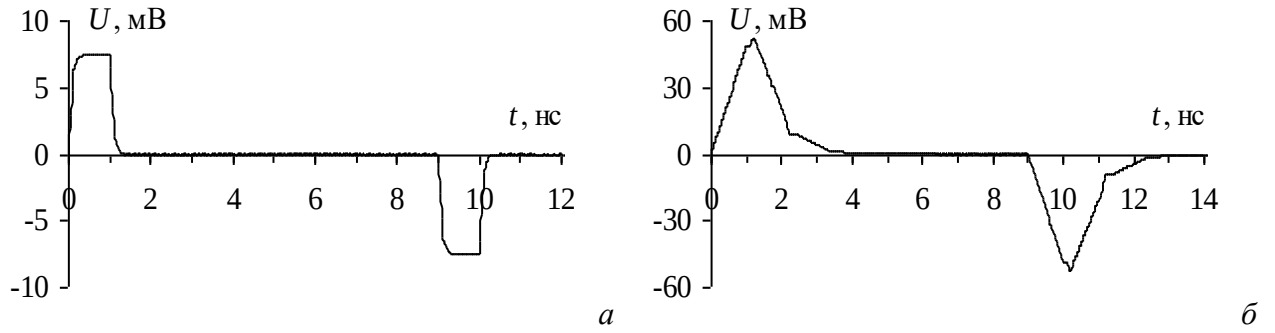
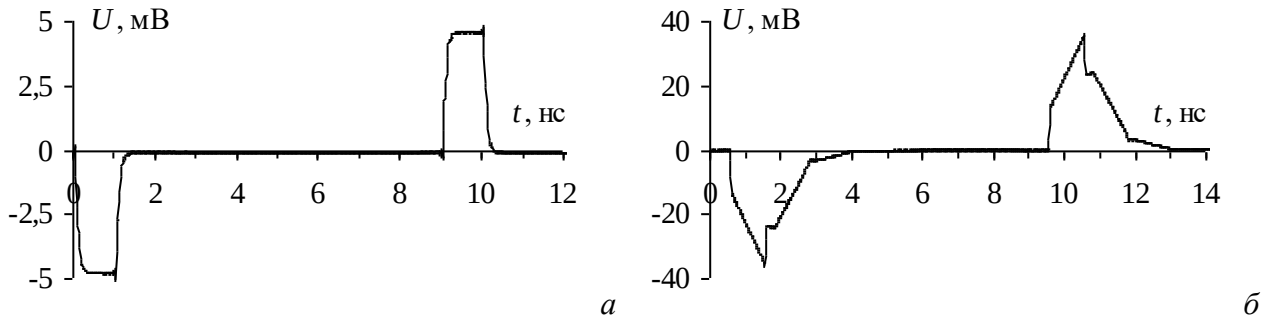


Рисунок 2.3 – Формы напряжения в узлах V1 (—) и V2 (- -) при $l=0,01$ (а) и 0,1 (б) м

Рисунок 2.4 – Формы напряжения в узле V3 при $l=0,01$ (а) и $0,1$ (б) мРисунок 2.5 – Формы напряжения в узле V4 при $l=0,01$ (а) и $0,1$ (б) м

Затем моделировалась линия с покрытием (рисунок 2.1б). В качестве покрывающего диэлектрического слоя использовано париленовое покрытие с $\epsilon_{rV}=2,8$ [233]. Его толщина (h_V) изменялась от 10 до 200 мкм, а изменение l прежнее. Формы перекрестных помех близки к показанным на рисунках 2.3–2.5 и здесь они не приводятся. В таблицу 2.2 сведены зависимости амплитуд перекрестных помех от l при $h_V=10, 100$ и 200 мкм, а также линии без покрытия.

Таблица 2.2 – Амплитуды перекрестных помех (мВ) на концах пассивного проводника пары связанных линий при изменении l

l , мм	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
Без покрытия										
V3	52,65	56,50	60,37	64,24	68,10	71,97	75,83	70,06	74,56	74,87
V4	35,96	48,21	60,13	72,31	84,98	97,15	109,19	121,17	133,83	146,17
$h_V=10$ мкм										
V3	54,18	56,88	59,54	62,39	65,22	68,04	70,82	64,59	68,63	70,30
V4	33,68	43,68	53,55	63,27	73,23	83,50	93,43	103,28	112,92	122,94
$h_V=100$ мкм										
V3	56,40	58,03	59,40	61,02	62,36	64,03	65,35	59,09	60,39	62,08
V4	29,77	37,00	43,74	50,26	57,14	64,32	71,04	77,34	84,55	91,54
$h_V=200$ мкм										
V3	58,06	58,83	59,75	60,75	61,59	62,35	63,41	57,14	57,53	58,41
V4	27,97	32,57	37,08	42,12	46,51	51,66	56,35	61,05	66,07	70,32

Из таблицы 2.2 видно, что рост l линии без покрытия даёт слабый рост амплитуды ближней перекрестной помехи (около 22 мВ) и значительный рост

дальней (в 4 раза). Покрывтия даже с минимальной h_V уменьшает амплитуду дальней перекрестной помехи при её несущественном изменении на ближнем конце. При $h_V=200$ мкм и малой l , амплитуда на дальнем конце слабо снижается (около 7 мВ), но с ростом l она увеличивается и при $l=1$ м достигает 2 раз. При $h_V=200$ мкм с ростом l слабо изменяется амплитуда перекрестной помехи на ближнем конце, вероятно из-за рассогласования.

Оценены амплитуды перекрестных помех на концах линии при изменении h_V и фиксированных $l=0,01, 0,1$ и 1 м (таблица 2.3). Видно, что при малой длине линии покрытие мало влияет (менее 1 мВ) на амплитуду перекрестных помех. Поскольку амплитуда помехи на ближнем конце линии выше, чем на дальнем, то нанесение диэлектрика и рост h_V на практике приведет к ухудшению целостности сигнала в пассивном проводнике. С ростом l до $0,1$ м амплитуда перекрестных помех возросла, но характер её изменения с ростом h_V тот же. Однако при $l=1$ м с ростом h_V амплитуда перекрёстных помех на обоих концах снижается, хотя её уменьшение на ближнем конце, вероятно также вызванное рассогласованием, довольно мало.

Таблица 2.3 – Амплитуды перекрестных помех (мВ) на концах пассивного проводника пары связанных линий при изменении h_V

h_V , мкм	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
$l=0,01$ м										
V3	7,82	7,92	8,01	8,09	8,16	8,22	8,28	8,33	8,37	8,41
V4	4,66	4,52	4,40	4,30	4,20	4,12	4,05	3,98	3,92	3,88
$l=0,1$ м										
V3	54,53	54,93	55,65	56,09	56,40	56,76	57,20	57,55	57,84	58,06
V4	33,16	31,88	31,57	30,75	29,77	29,43	29,26	28,90	28,45	27,97
$l=1$ м										
V3	69,00	66,56	64,85	63,23	62,08	61,06	60,10	59,52	58,82	58,41
V4	119,09	111,00	103,82	96,92	91,54	86,18	81,59	77,30	73,80	70,32

С ростом h_V амплитуда дальней перекрестной помехи уменьшается в 1,7 раза. Таким образом, оптимум h_V для полной компенсации помехи, лежит за пределами рассматриваемого диапазона. Между тем рост ε_{rV} существенно уменьшит h_V для полной компенсации. Однако при рассогласовании нельзя полностью компенсировать дальнюю перекрестную помеху из-за отражений, которые могут быть существенными. Поэтому необходим анализ перекрестных

помех с оценкой влияния диэлектрического покрытия на их амплитуду при разных режимах согласования линии.

Рассогласование на дальнем конце

Моделировались перекрестные помехи в паре связанных линий без покрытия (рисунок 2.1а) при рассогласовании на дальнем конце ($R_1=R_2=50$ Ом, $R_3=R_4=10^7$ Ом). Выбор таких сопротивлений на дальнем конце имитирует высокоомный вход интегральных схем. Параметры линии и воздействие не изменялись. На рисунке 2.6 приведены формы ближней перекрестной помехи при $l=0,01$ и $0,1$ м, а на рисунке 2.7 – дальней. Отметим, что при малых l перекрестные помехи на обоих концах имеют характерную форму, а с ростом l они искажены из-за наложения на них отражениями разной полярности.

Затем моделировалась линия с покрытием (рисунок 2.1б). Его толщина изменялась в том же диапазоне. В таблицу 2.4 сведены зависимости амплитуд перекрестных помех от l при $h_V=10, 100$ и 200 мкм и без покрытия. Видно, что амплитуда перекрестной помехи на ближнем конце может достигать 248 мВ, а на дальнем – 410 мВ. При $l=0,1$ м покрытие даёт малый рост амплитуды на обоих концах, но с ростом l оно уменьшает амплитуду. При $l=1$ м и $h_V=200$ мкм это уменьшение на ближнем конце составило 1,82 раза, а дальнем – 1,68 раза.

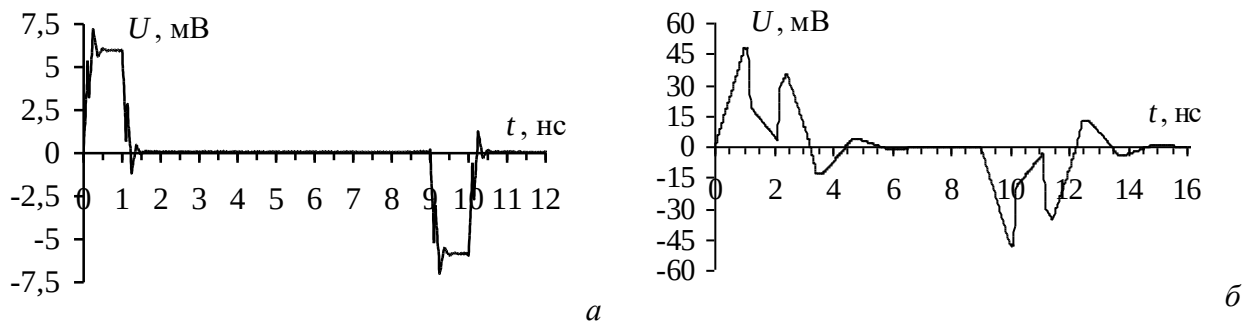


Рисунок 2.6 – Формы напряжения в узле V3 при $l=0,01$ (а) и $0,1$ (б) м

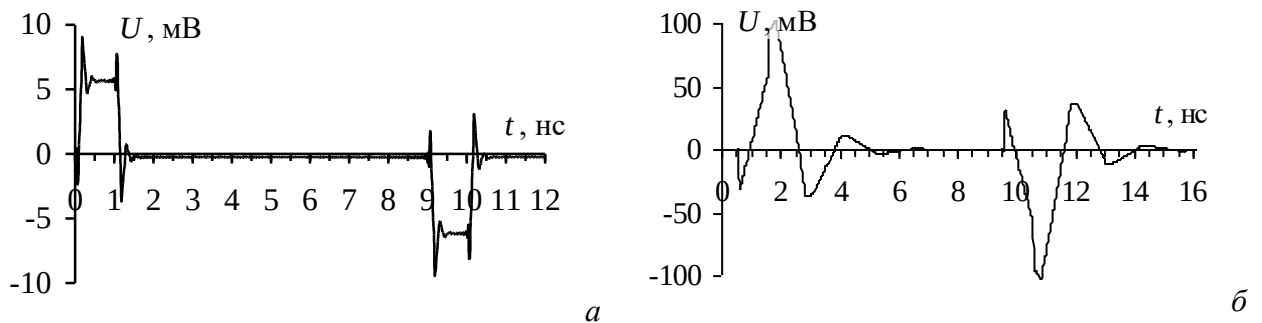


Рисунок 2.7 – Формы напряжения в узле V4 при $l=0,01$ (а) и $0,1$ (б) м

Таблица 2.4 – Амплитуды перекрестных помех (мВ) на концах пассивного проводника пары связанных линий при изменении l для случая рассогласования на дальнем конце

l , мм	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
Без покрытия										
V3	47,88	48,92	62,17	76,41	102,97	129,61	173,19	235,08	248,03	248,17
V4	104,35	112,61	123,95	129,26	157,55	188,52	276,22	379,54	379,12	410,53
$h_V=10$ мкм										
V3	50,58	51,67	63,88	62,74	78,54	100,89	143,63	195,12	217,62	239,61
V4	106,25	111,78	120,40	130,74	138,60	155,10	252,05	318,92	333,13	358,89
$h_V=100$ мкм										
V3	53,89	54,40	66,11	65,86	66,08	65,94	106,09	146,42	161,40	178,81
V4	109,89	112,44	117,80	141,54	141,91	141,99	227,47	252,99	271,34	289,47
$h_V=200$ мкм										
V3	55,74	56,85	67,78	67,85	67,78	67,68	76,30	112,69	124,63	136,48
V4	112,45	114,13	117,51	145,35	144,90	144,46	203,37	217,67	231,43	244,61

В таблицу 2.5 сведены амплитуды перекрестных помех на концах линии при изменении h_V и $l=0,01, 0,1$ и 1 м.

Таблица 2.5 – Амплитуды перекрестных помех (мВ) на концах пассивного проводника пары связанных линий при изменении h_V для случая рассогласования на дальнем конце

h_V , мкм	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
$l=0,01$ м										
V3	8,37	8,82	9,20	9,53	9,83	10,09	10,33	10,55	10,73	10,90
V4	10,45	10,91	11,29	11,64	11,94	12,21	12,45	12,67	12,86	13,03
$l=0,1$ м										
V3	50,91	51,61	52,55	53,07	53,89	53,97	54,93	55,29	55,34	55,74
V4	106,32	107,48	107,93	109,21	109,89	110,32	110,89	111,58	112,06	112,45
$l=1$ м										
V3	231,59	216,85	203,01	190,27	178,81	168,37	158,61	150,59	143,08	136,48
V4	349,21	331,31	316,70	302,46	289,47	278,40	268,67	259,07	250,57	244,61

Из таблицы 2.5 видно, что в случае рассогласования на дальнем конце рост h_V при $l=0,01$ и $0,1$ м даёт слабый рост амплитуд перекрестных помех на обоих концах линии. Однако, при $l=1$ м рост h_V от 20 до 200 мкм уменьшает амплитуду на ближнем конце в 1,69 раза, а дальнем – лишь в 1,42 раза.

Случай рассогласования на ближнем и дальнем концах

Моделировались перекрестные помехи в той же линии без покрытия (рисунок 2.1а) при её рассогласовании уже на обоих концах ($R_1=R_2=10$ Ом, $R_3=R_4=10^7$ Ом). Эти сопротивления имитируют низкоомный выход и высокоомный вход интегральных схем. Параметры линии и воздействие не изменялись. На рисунке 2.8 приведены формы перекрестной помехи на ближнем конце при $l=0,01, 0,1$ м, а на рисунке 2.9 – дальнем. Видно, что формы

напряжения осциллируют из-за отражений от концов линии. Рост l увеличивает осцилляции. В таблицу 2.6 сведены зависимости амплитуд помех от l при $h_V=10, 100$ и 200 мкм и без покрытия.

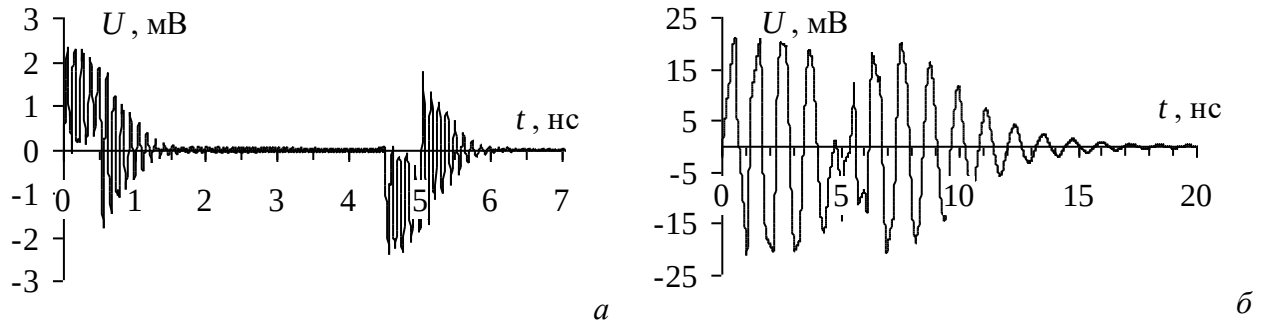


Рисунок 2.8 – Формы напряжения в узле V3 при $l=0,01$ (а) и $0,1$ (б) м

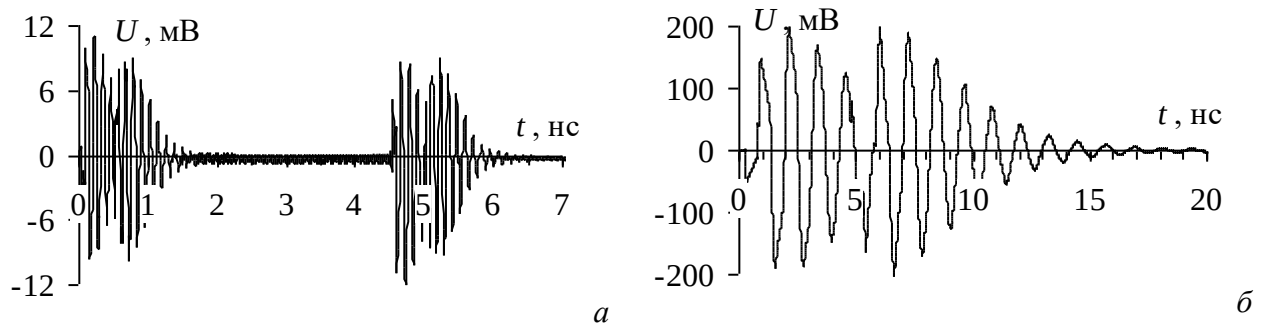


Рисунок 2.9 – Формы напряжения в узле V4 при $l=0,01$ (а) и $0,1$ (б) м

Таблица 2.6 – Амплитуды перекрестных помех (мВ) на концах пассивного проводника пары связанных линий при изменении l для случая полного рассогласования

l , мм	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
Без покрытия										
V3	21,28	40,44	79,26	54,71	77,12	78,04	134,98	171,24	134,92	122,63
V4	203,61	323,77	511,84	466,62	572,55	654,12	995,80	1156,1	1004,1	847,8
$h_V=10$ мкм										
V3	22,58	33,63	72,81	46,36	47,49	77,52	132,91	152,37	112,78	121,63
V4	199,59	277,59	445,02	448,55	538,13	566,58	925,83	1141,4	855,29	715,77
$h_V=100$ мкм										
V3	24,63	27,17	60,77	39,43	55,57	65,63	123,24	110,62	94,29	101,16
V4	191,19	252,56	359,74	428,67	475,33	529,59	858,38	806,98	673,51	709,93
$h_V=200$ мкм										
V3	25,79	28,89	52,32	33,03	41,77	50,76	106,63	77,82	85,15	90,91
V4	176,21	225,25	305,72	355,44	404,46	433,94	784,08	622,79	558,26	573,24

Из таблицы 2.6 видно, что рост l увеличил амплитуду на обоих концах. Отметим, что зависимость амплитуды от l имеет скачкообразный характер из-за отражений. Амплитуда перекрестной помехи на дальнем конце для всех l выше, чем на ближнем. При $l=0,8$ м она достигает 1156,1 мВ (при амплитуде э.д.с. $E=1$ В). Причиной являются многократные отражения из-за почти полного

рассогласования линии с окончаниями. Покрытие уменьшает амплитуды на обоих концах при всех h_V , но на дальнем конце сильнее. В таблицу 2.7 сведены амплитуды на концах линии при изменении h_V и $l=0,01, 0,1$ и 1 м.

Таблица 2.7 – Амплитуды перекрестных помех (мВ) на концах пассивного проводника пары связанных линий при изменении h_V для случая рассогласования на дальнем конце

h_V , мкм	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
$l=0,01$ м										
V3	2,47	2,51	2,54	2,65	2,74	2,83	2,91	2,97	3,03	3,07
V4	11,34	11,49	11,36	11,01	10,4	10,06	9,8	9,57	9,45	9,51
$l=0,1$ м										
V3	22,86	23,29	23,86	24,17	24,63	24,71	25,24	25,46	25,52	25,79
V4	200,89	202,85	209,91	197,26	191,19	188,59	184,22	181,92	179,46	176,21
$l=1$ м										
V3	118,82	114,24	109,48	104,93	101,16	97,44	94,14	91,23	90,70	90,91
V4	715,10	713,46	711,15	710,78	709,93	694,55	656,97	626,03	597,64	573,23

Из таблицы 2.7 видно, что покрытие уменьшает амплитуду на дальнем конце при всех l . При $l=1$ м это уменьшение наибольшее. Только при $l=1$ м увеличение h_V уменьшает амплитуду и на ближнем конце, чего нет при других l .

Таким образом, моделирование показало возможность уменьшения перекрестных помех на концах пары связанных линий при разных режимах согласования за счёт диэлектрического покрытия. Это эффективно при большой длине линии, когда амплитуда перекрестной помехи на дальнем конце выше, чем на ближнем. Нанесение диэлектрика даже минимальной толщины даёт уменьшение дальней перекрестной помехи во всех режимах согласования.

2.3 Влияние дополнительного заземленного проводника на перекрестные помехи в связанных линиях

Здесь проанализировано влияние добавления заземленного проводника между сигнальными проводниками пары связанных линий на амплитуду перекрестных помех на её концах [228, 229].

2.3.1 Оценка коэффициентов связи между проводниками пары связанных линий

Как было отмечено в п. 1.4, дополнительный заземленный проводник между сигнальными проводниками является одним из эффективных способов

уменьшения перекрестных помех в связанных линиях. Поперечное сечение такой структуры показано на рисунке 2.10. В качестве основы принят материал с $h=500$ мкм и $\varepsilon_r=4,5$ ($t=35$ мкм). Ширина сигнальных (w) и заземленного (w_2) проводников приняты по 300 мкм, а расстояние между проводниками – $s=400$ мкм (расстояние от края структуры до проводника $d=3w$).

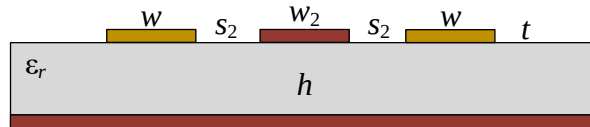


Рисунок 2.10 – Поперечное сечение линии

Оценено влияние ширины (w_2) заземленного проводника на i и k_L . Для этого выбрана связанная линия без дополнительного проводника (рисунок 2.1a) и с ним (рисунок 2.10). Рассмотрен идеализированный случай, когда проводник разной ширины ($w_2=100, 200$ и 300 мкм) соединен с опорным.

Для оценки коэффициентов связи между проводниками линии сначала вычислены матрицы **L** и **C**. В таблицу 2.8 сведены только элементы l_{11} и l_{12} , а также c_{11} и c_{12} (поскольку поперечное сечение линии симметричное). Видно, что добавление заземленного проводника существенно уменьшает взаимные коэффициенты в 3,1–7,8 раза для L_{12} и в 2,3–4,1 раза для c_{12} .

Таблица 2.8 – Коэффициенты матриц **L** (нГн/м) и **C** (пФ/м)

без доп. проводника		w_2 , мкм					
		100		200		300	
l_{11}	l_{12}	l_{11}	l_{12}	l_{11}	l_{12}	l_{11}	l_{12}
435,51	106,13	357,35	35,11	326,78	23,38	274,84	13,52
c_{11}	c_{12}	c_{11}	c_{12}	c_{11}	c_{12}	c_{11}	c_{12}
80,04	-11,84	87,95	-5,19	93,32	-3,84	104,80	-2,95

Из таблицы 2.8 по выражениям (1.7) вычислены коэффициенты k_C и k_L (таблица 2.9). Видно, что добавление дополнительного проводника с ростом его ширины всё больше уменьшает связь: в 2,5–5,3 раза для k_C и в 2,5–4,9 раза для k_L .

Таблица 2.9 – Значения коэффициентов K_C и K_L линии без ДП и с ним

Коэффициент	Без дополнительного проводника	w_2 , мкм		
		100	200	300
k_C	0,148	0,059	0,041	0,028
k_L	0,243	0,098	0,072	0,049

Таким образом, добавление дополнительного проводника позволяет существенно уменьшить коэффициенты связи в паре связанных линий. Этот ресурс можно использовать для уменьшения размеров полосковых устройств при их трассировке в форме меандра.

2.3.2 Сравнение способов заземления дополнительного проводника при квазистатическом моделировании

Предпочтителен случай, когда дополнительный проводник вдоль всей длины соединен с опорным (далее способ 1). На практике такая реализация не всегда возможна. Поэтому дополнительный проводник соединяется с опорным через переходные отверстия в двух или более точках (далее способ 2).

Выполнено квазистатическое моделирование перекрестных помех на концах пассивного проводника пары связанных линии без дополнительного проводника и с ним. Для способа 1 строилась схема линии с дополнительным опорным проводником между сигнальными проводниками (дополнительный проводник при вычислении матриц погонных параметров и временного отклика полгался полностью заземленным). Для моделирования способа 2 строилась схема уже трехпроводной линии, где центральный проводник соединялся с опорным на концах через низкоомные сопротивления $R=1$ мОм. Схемы соединения для способа 1 и 2 приведены на рисунке 2.11.

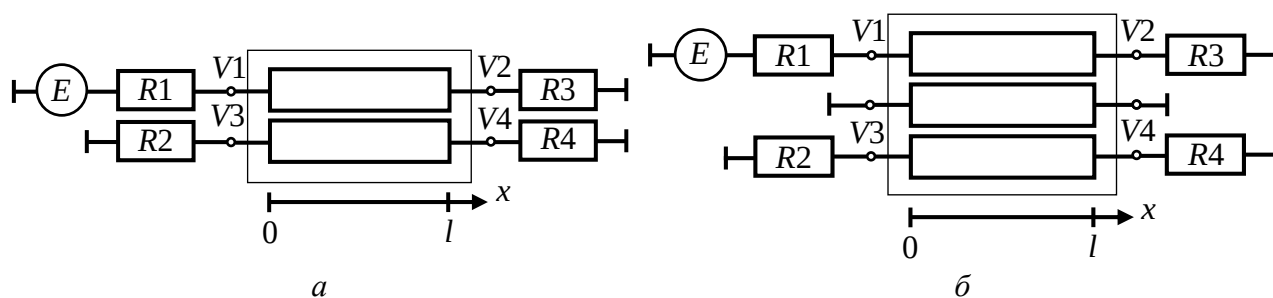


Рисунок 2.11 – Схемы соединения линии для способа 1 (а) и 2 (б)

Сопротивлений окончаний для каждого способа выбраны из условия близости к псевдосогласованию ($R1-R4$ приняты по 80 Ом). Воздействовал импульс в форме трапеции с э.д.с. $E=1$ В, $t_d=10$ нс, а t_r и t_f по 1 нс. Длина линии $l=0,2$ м. Вычисленные формы помех от фронта на ближнем (узел V3) и дальнем (узел V4) концах пассивного проводника показаны на рисунках 2.12 и 2.13.

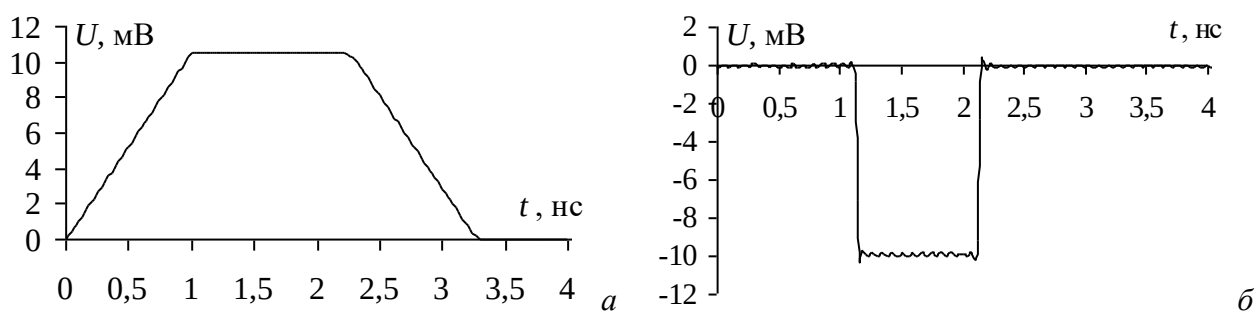


Рисунок 2.12 – Формы напряжения в узлах V3 (a) и V4 (б) при способе 1

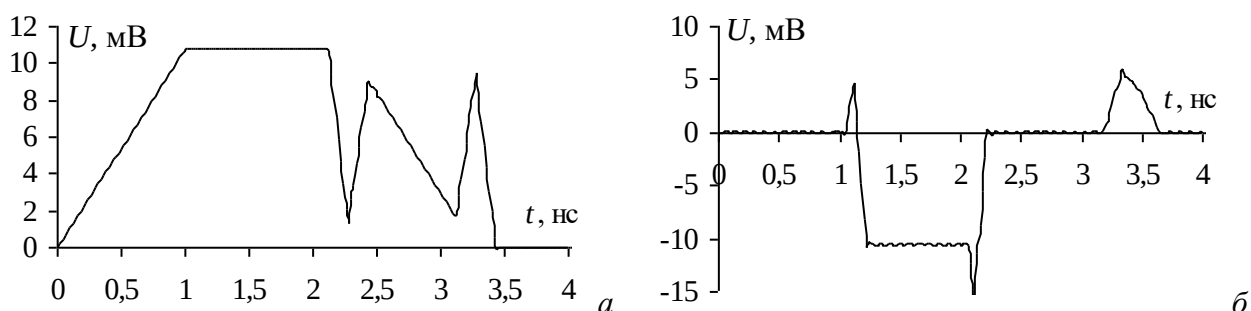


Рисунок 2.13 – Формы напряжения в узлах V3 (a) и V4 (б) при способе 2

Из сравнения рисунков 2.12 и 2.13 видно, что формы перекрестных помех отличаются: при способе 2 на форму импульсов помех на ближнем и дальнем концах накладываются импульсы разной полярности, вероятно, вызванные отражениями. Амплитуды помехи на ближнем конце при способах 1 и 2 составили 10,5 и 10,8 мВ соответственно, а дальнем – 10,3 и 15,3 мВ. Другой причиной может являться то, что при моделировании схемы для способа 1 в линии распространяются только 2 моды (по числу сигнальных проводников), а для способа 2 – уже 3 моды. Тогда на форму помехи могут влиять модальные искажения. Для наглядности на рисунке 2.14 показаны разности сигналов способов 1 и 2 с амплитудой не более 10 мВ – они несущественны.

Дополнительно выполнено квазистатическое моделирование в ПО ADS при $w_2=100, 200, 300$ мкм. Параметры схемы и воздействия не менялись. Формы помех, полученные в разных программах, представлены на рисунках 2.15–2.17 соответственно. Видно, что они согласуются качественно, но отличаются количественно. Вероятной причиной этого является различие программной реализации численных методов. В таблицу 2.10 сведены амплитуды помех. Из неё видно, что различие достигает 18,1%. Хорошее качественное и приемлемое количественное совпадение результатов подтверждает их корректность.

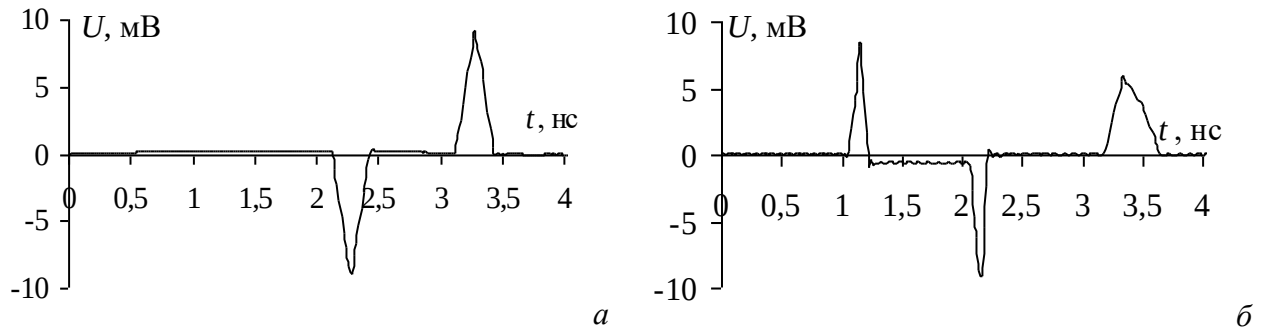


Рисунок 2.14 – Формы разности сигналов в узлах V3 (a) и V4(б) при способах 1 и 2

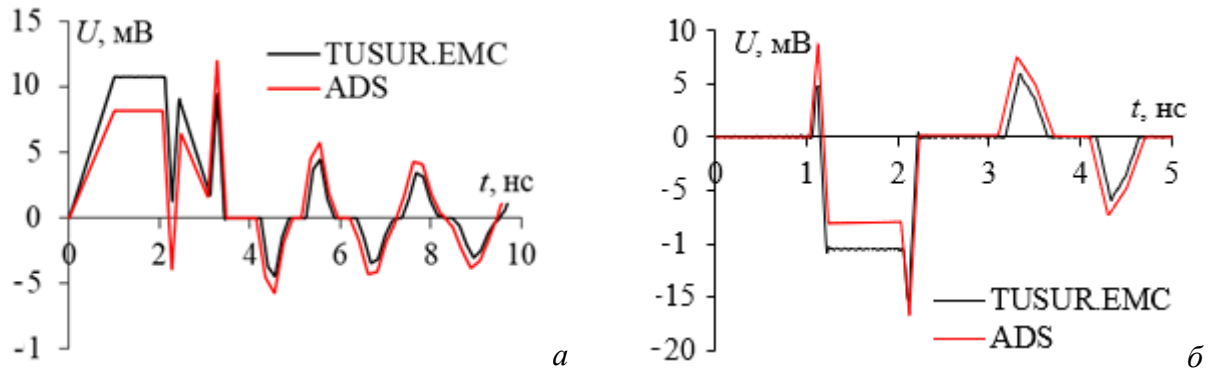


Рисунок 2.15 – Формы напряжения в узлах V3 (a) и V4 (б) при $w_2=100$ мкм

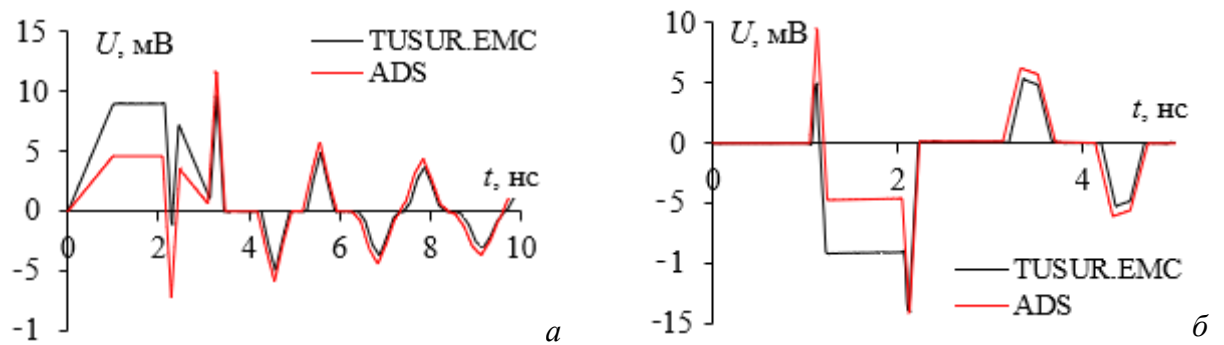


Рисунок 2.16 – Формы напряжения в узлах V3 (a) и V4 (б) при $w_2=200$ мкм

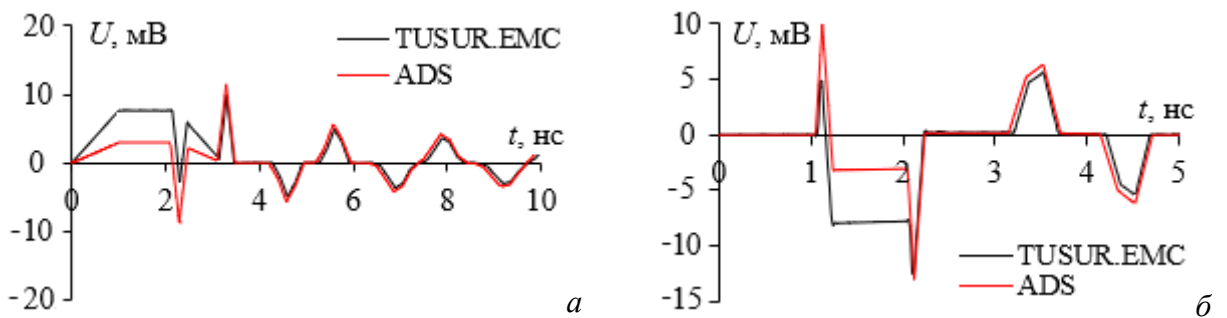


Рисунок 2.17 – Формы напряжения в узлах V3 (a) и V4 (б) при $w_2=300$ мкм

Таблица 2.10 – Амплитуды перекрестных помех на концах линии

w_2 , мкм	V3, мВ		V4, мВ	
	TUSUR.EMC	ADS	TUSUR.EMC	ADS
100	11,1	12,1	17,1	15,1
200	9,5	11,6	13,8	13,8
300	10,1	11	13	13,1

Таким образом, выявлены незначительные различия амплитуды перекрестных помех для разных способов заземления дополнительного проводника. На практике это нужно учитывать, поскольку в реальных межсоединениях эта разница может оказаться существенной при наложении на амплитуду перекрестной помехи той же полярности.

2.3.3 Анализ перекрестных помех в паре связанных линий с дополнительным проводником

Здесь выполнено моделирование перекрёстных помех в той же связанной линии с дополнительным заземленным проводником. Воздействовал импульс в форме трапеции с э.д.с. $E=1$ В, $t_d=100$ нс, а t_r и t_f по 1 нс. Длина l изменялась от 5 до 50 мм с шагом 5 мм и от 50 до 200 мм с шагом 50 мм.

Моделировались перекрестные помехи на ближнем (узел V3) и дальнем (узел V4) концах без дополнительного проводника (ДП) и с ним (с разной w_2). На рисунке 2.18 показаны помехи при $l=5$ мм, а на рисунке 2.19 – при $l=200$ мм. Моделировался близкий к псевдосогласованию случай ($R1-R4$ по 80 Ом).

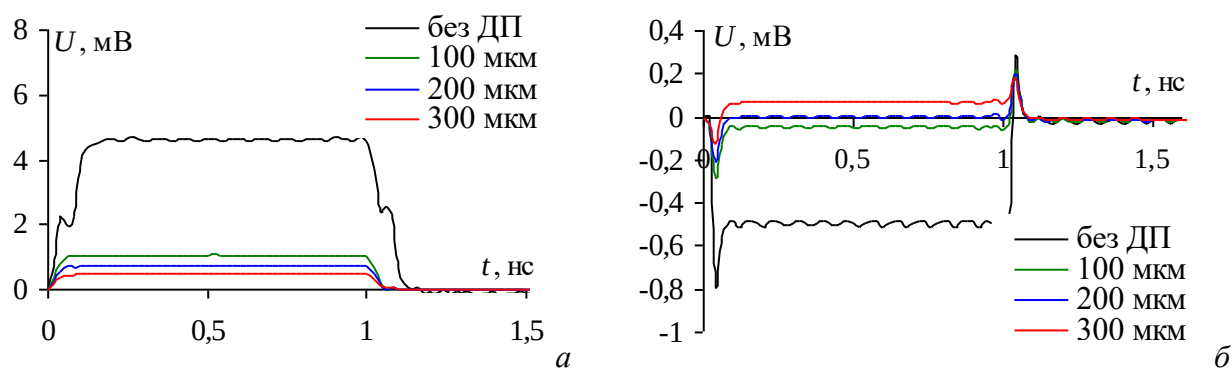


Рисунок 2.18 – Формы напряжения на ближнем (а) и дальнем (б) концах пассивного проводника линии при $l=5$ мм

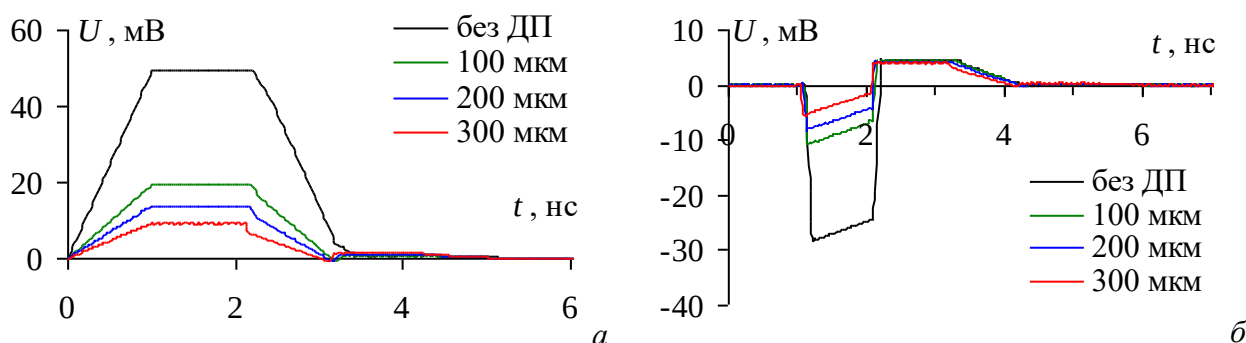


Рисунок 2.19 – Формы напряжения на ближнем (а) и дальнем (б) концах пассивного проводника линии при $l=200$ мм

Из форм помех видно, что дополнительный проводник уменьшает их амплитуды на обоих концах линии. Для оценки их уменьшения в таблицу 2.11 сведены амплитуды при разных l и w_2 . Видно, что дополнительный проводник во всех случаях значительно уменьшает амплитуды помех на обоих концах. Даже при минимальной ширине $w_2=100$ мкм получено схожее уменьшение амплитуды помех на обоих концах – 2,6 раза. Рост w_2 увеличивает его: при $w_2=200$ мкм до 3,7 раза для ближнего конца и 3,36 – для дальнего, а при $w_2=300$ мкм – 5,5 раза и 3,7 раза соответственно. Малое ослабление помехи на дальнем конце вызвано её малой амплитудой. Таким образом, для ослабления помех достаточно добавление проводника даже с минимальной w_2 .

Таблица 2.11 – Амплитуда (мВ) перекрестных помех на концах линии

l , мм	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	100	150	200
Без ДП													
V3	2,86	5,72	8,54	11,38	14,23	17,11	19,91	22,73	25,52	28,34	49,51	49,54	49,49
V4	0,78	1,65	2,43	3,11	4,13	4,41	5,63	5,95	7,11	7,23	14,61	21,63	28,65
$w_2=100$ мкм													
V3	1,083	2,16	3,22	4,29	5,36	6,42	7,48	8,55	9,61	10,63	19,55	19,56	19,59
V4	0,28	0,53	0,95	1,08	1,56	1,84	2,01	2,58	2,51	3,11	5,96	8,62	10,83
$w_2=200$ мкм													
V3	0,76	1,51	2,26	3,01	3,77	4,51	5,25	6,01	6,75	7,51	13,92	13,91	13,97
V4	0,22	0,41	0,75	0,92	1,21	1,52	1,51	2,03	2,21	2,32	4,16	6,53	8,41
$w_2=300$ мкм													
V3	0,51	1,02	1,53	2,03	2,54	3,05	3,54	4,05	4,54	4,97	9,28	9,32	9,38
V4	0,21	0,41	0,66	0,92	1,02	1,38	1,62	1,69	2,11	2,31	4,24	4,83	5,54

Рассогласование на дальнем конце

Моделировались перекрестные помехи при рассогласовании на дальнем конце ($R_1=R_4=80$ Ом, а $R_3=R_4=10^7$ Ом). На рисунке 2.20 представлены формы помех при $l=5$ мм, а на рисунке 2.21 – при $l=200$ мм. Видно, что дополнительный проводник уменьшает амплитуду помех во всех случаях. Дальняя перекрестная помеха сменила полярность. С ростом l до 200 мкм формы помех искажаются из-за наложения на них отражений.

В таблицу 2.12 сведены амплитуды перекрестных помех при разных l и w_2 . Во всех случаях амплитуда помехи на дальнем конце выше, чем на ближнем. Ослабление помех ниже, чем при псевдосогласовании: при $w_2=100$ мкм на ближнем конце – 2,3 раза, а дальнем – 2,4 раза; при $w_2=200$ мкм – 3,1 и 3,3 раза;

при $w_2=300$ мкм – 4,2 и 4,7 раза. Несмотря на отражения, ослабление помех, по-прежнему, существенное.

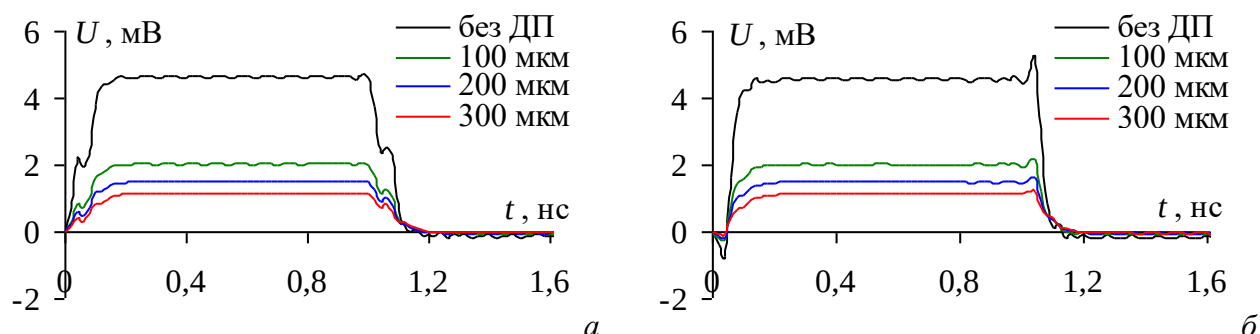


Рисунок 2.20 – Формы напряжения на ближнем (а) и дальнем (б) концах пассивного проводника линии при $l=5$ мм и частичном рассогласовании

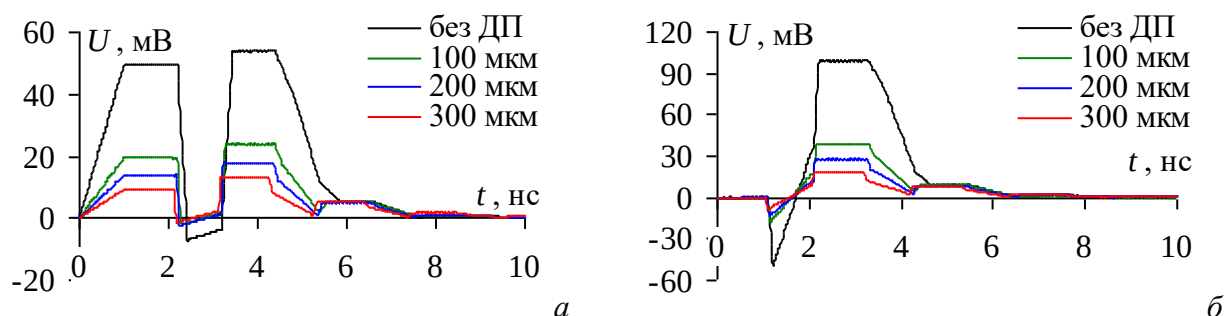


Рисунок 2.21 – Формы напряжения на ближнем (а) и дальнем (б) концах пассивного проводника линии при $l=200$ мм и частичном рассогласовании

Таблица 2.12 – Амплитуда (мВ) перекрестных помех на концах линии при частичном рассогласовании

l , мм	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	100	150	200
Без ДП													
V3	4,91	9,62	14,43	19,12	23,61	28,44	32,15	36,11	38,62	37,62	53,78	54,16	54,47
V4	5,45	11,21	18,19	22,85	30,36	34,84	42,51	46,61	53,97	57,74	99,93	99,8	101
$w_2=100$ мкм													
V3	2,11	4,169	6,24	8,31	10,33	12,23	13,45	14,65	16,41	16,48	24,01	24,29	24,16
V4	2,26	4,85	7,43	10,01	12,51	15,29	17,04	20,14	22,06	24,18	40,07	39,84	39,25
$w_2=200$ мкм													
V3	1,56	3,08	4,64	6,15	7,57	8,92	9,68	10,43	11,81	12,01	18,34	18,29	18,49
V4	1,68	3,59	5,47	7,46	9,11	11,27	12,62	14,52	16,18	17,23	27,81	28,45	28,36
$w_2=300$ мкм													
V3	1,19	2,37	3,59	4,66	5,68	6,62	7,07	7,45	8,25	8,66	13,32	13,46	13,48
V4	1,24	2,66	3,97	5,52	6,73	8,03	9,32	9,91	11,19	12,47	18,82	19,58	18,65

Рассогласование на ближнем и дальнем концах

Наконец, моделировались перекрестные помехи в паре связанных линий почти при полном рассогласовании ($R_1=R_4=10$ Ом, а $R_3=R_4=10^7$ Ом). На рисунке 2.22 приведены формы помех при $l=5$ мм, а на рисунке 2.23 – при $l=200$ мм. Формы помех осциллируют из-за многократных отражений.

Из рисунков 2.22 и 2.23 видно, что с ростом l до 200 мкм амплитуда растёт на обоих концах. Из-за многократных отражений амплитуда помехи на дальнем конце оказалась существенно выше, чем на ближнем, а добавление заземленного проводника уменьшает её. Для оценки этого в таблицу 2.13 сведены амплитуды помех при разных l и w_2 .

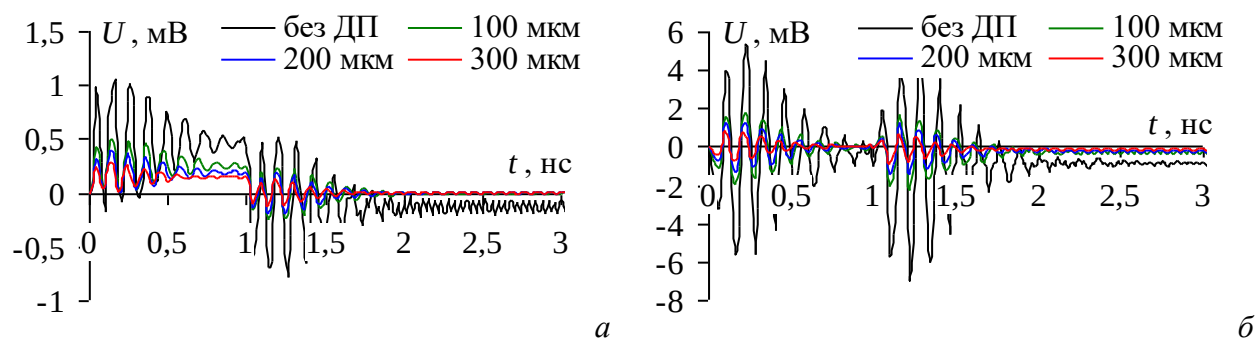


Рисунок 2.22 – Формы напряжения на ближнем (а) и дальнем (б) концах пассивного проводника линии при $l=5$ мм и полном рассогласовании

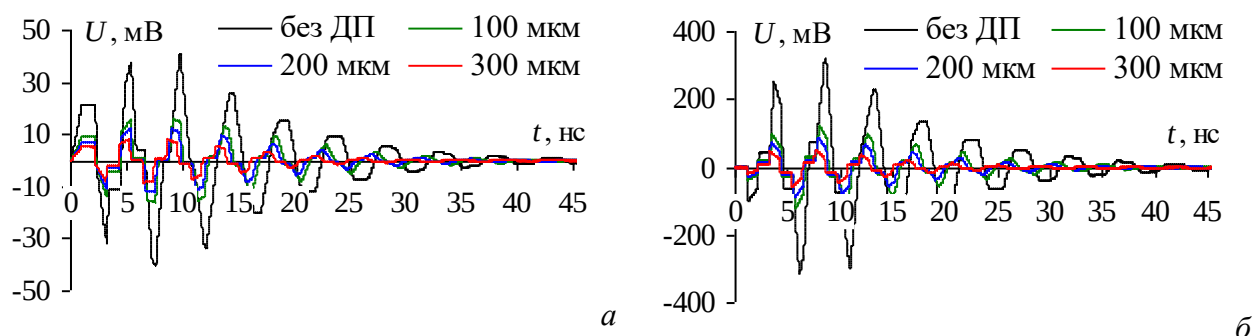


Рисунок 2.23 – Формы напряжения на ближнем (а) и дальнем (б) концах пассивного проводника линии при $l=200$ мм и почти полном рассогласовании

Таблица 2.13 – Амплитуда (мВ) перекрестных помех на концах линии при полном рассогласовании

l , мм	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	100	150	200
Без ДП													
V3	3,16	7,23	10,47	14,15	17,61	21,08	24,89	27,98	32,03	35,2	69,41	69,21	69,21
V4	10,71	21,71	31,81	42,15	55,65	72,23	74,36	84,18	95,87	104,47	293,86	346,1	398,1
$w_2=100$ мкм													
V3	0,52	1,11	1,64	2,03	2,67	3,22	3,63	4,05	4,81	5,38	9,44	12,18	16,04
V4	2,4	5,23	7,31	10,01	15,27	20,74	20,77	19,48	19,91	27,48	76,75	138,68	123,07
$w_2=200$ мкм													
V3	0,4	0,81	1,24	1,61	2,04	2,33	2,65	3,23	3,74	3,84	7,25	9,48	12,25
V4	1,62	4,07	5,34	6,6	10,78	16,47	14,98	14,11	15,76	20,08	55,35	95,52	89,1
$w_2=300$ мкм													
V3	0,61	0,87	1,18	1,38	1,76	2,11	2,22	2,7	3,04	5,36	6,55	8,42	0,61
V4	2,48	3,56	4,79	6,63	10,11	9,29	9,71	10,81	12,6	34,79	46,33	55,76	2,48

Из таблицы 2.13 видно, что ослабление помехи на ближнем конце выше, чем на дальнем: при $w_2=100$ мкм на ближнем конце оно составило 6,4 раза, а на

дальнем лишь 3,9 раза; при $w_2=200$ мкм – 8,5 и 4,3 раза; при $w_2=300$ мкм – 11,6 и 8,4 раза. Ослабление помех больше, чем в других случаях согласования, и даже при минимальной w_2 оно существенно. С точки зрения технологических возможностей производителей печатных плат, оптимально $w_2=200$ мкм, поскольку обеспечивается зазор между проводниками 100 мкм. Минимальный зазор составляет 50 мкм и обеспечивается большинством производителей.

Таким образом, моделирование показало возможность уменьшения перекрестных помех на концах пары связанных линий при разных режимах согласования за счёт добавления заземленного проводника между сигнальными. Это особенно эффективно при почти полном рассогласовании линии (при низкоомном сопротивлении на ближнем конце и высокоомном – на дальнем). Данный способ может использоваться для уменьшения площади полосковых устройств с трассировкой в форме меандра.

2.4 Сравнение эффективности способов уменьшения перекрестных помех между проводниками связанной линии

Сравнены способы уменьшения перекрестных помех между проводниками связанной линии с учётом реальных параметров материалов для изготовления печатных плат [230]. Сначала оценено влияние расстояния между проводниками (s) линии (рисунок 2.1а) на коэффициенты ёмкостной (k_C), индуктивной (k_L) и электромагнитной (k) связей. В качестве основы принят материал Rogers 4003С с $\epsilon_r=3,38\pm 0,05$ при $f=10$ ГГц с $h=0,508$ мм и $t=35$ мкм. Ширина печатного проводника принята $w=300$ мкм. В таблицу 2.14 сведены k_C , k_L и k при изменении s от $0,25w$ до $3w$ с разным шагом. Оценки выполнены в системе TUSUR.EMC.

Таблица 2.14 – Коэффициенты связи пары связанных линий

s/w	0,25	0,5	0,75	1	1,5	2	2,5	3
k_C	0,442	0,339	0,272	0,222	0,153	0,109	0,079	0,059
k_L	0,532	0,426	0,357	0,306	0,232	0,182	0,146	0,119
k	0,488	0,384	0,315	0,265	0,193	0,146	0,112	0,089

Из таблицы 2.14 видно значительное уменьшение коэффициентов связи при увеличении расстояния между сигнальными проводниками. Наибольшее

уменьшение наблюдается для k_C (7,5 раза). Уменьшение k_L и k меньше и составило 4,5 и 5,5 раза соответственно.

Моделировались формы перекрестных помех на ближнем и дальнем концах пассивного проводника (узлы V3 и V4 схемы рисунка 2.2) при изменении длины ($l=50, 100$ и 200 мм) и s/w . Воздействовал импульс в форме трапеции с э.д.с. $E=1$ В, $t_d=8$ нс и $t_r=t_f=1$ нс. Сопротивления R на концах линии приняты по 50 Ом. В таблицу 2.15 сведены амплитуды перекрестных помех для всех рассмотренных случаев. Таблица подтверждает сделанные ранее выводы: амплитуда помех существенно зависит от s и l . Отметим, что при малой длине $l=50$ мм уже при $s=0,75w$ амплитуда перекрестных помех становится меньше 10% от половины э.д.с. источника ($U=0,5$ В), но с ростом l до 100 мм это достигается лишь при $s=1,5w$. Также видно, что с ростом l до 200 мм амплитуда перекрестных помех продолжает расти, но для дальнего конца рост больше. Лишь при $s=2w$ амплитуда перекрестных помех ниже 50 мВ. Исходя из технологических возможностей производств печатных плат при толщине фольги $t=35$ мкм (минимальный зазор между парой проводников 50 мкм) для дальнейшего анализа принято $s=400$ мкм. При этом коэффициенты связи составили $k_C=0,173, k_L=0,254, k=0,214$.

Таблица 2.15 – Амплитуды (мВ) перекрестных помех на концах пары связанных линий при изменении s/w

s/w	0,25	0,5	0,75	1	1,5	2	2,5	3
$l=50$ мм								
V3	76,4	60,1	49,7	42,2	31,4	24,2	19,1	15,3
V4	39,9	35,7	31,5	27,9	22,1	17,9	14,7	12,2
$l=100$ мм								
V3	123,6	94,8	77,6	65,4	48,6	37,5	29,7	24,0
V4	63,8	57,6	51,1	45,0	35,6	28,8	23,4	19,4
$l=200$ мм								
V3	124,3	96,6	80,6	69,0	52,7	41,8	33,8	27,8
V4	75,5	67,9	60,6	54,3	44,3	36,6	30,6	26,0

Затем анализировалось влияние покрытия на коэффициенты связи и амплитуду перекрестных помех. Поперечное сечение такой линии показано на рисунке 2.1б. В качестве покрытия выбран эпоксидно-уретановый лак УР-231Л с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{rV}=4,5$ согласно ТУ 6-21-14-

90 [234]. Вычисленные k_C и k при h_V от 50 до 200 мкм с шагом 25 мкм сведены в таблицу 2.16. Надо отметить, что для всех h_V коэффициент k_L не меняется.

Таблица 2.16 – Коэффициенты связи пары связанных линий с покрытием

h_V , мкм	50	75	100	125	150	175	200
k_C	0,217	0,235	0,249	0,262	0,272	0,280	0,287
k	0,235	0,244	0,252	0,257	0,263	0,267	0,270

Из таблицы 2.16 видно, что рост h_V увеличил k_C и k . Отметим, что в диапазоне h_V от 100 до 125 мкм достигается равенство k_C и k_L . Поскольку амплитуда дальней перекрестной помехи пропорциональна их разности, то это даст её полную компенсацию (при условии согласования линии на концах). В рассмотренном примере из-за рассогласования уровень дальней перекрестной помехи не нулевой. Поскольку сумме этих коэффициентов пропорциональна амплитуда ближней перекрестной помехи, то нанесение диэлектрика и увеличение его толщины даст её рост. Рост l увеличивает амплитуду дальней перекрестной помехи, поэтому она моделировалась при $l=50, 100$ и 200 мм и изменении h_V (таблица 2.17). Видно, что рост h_V увеличил амплитуду на ближнем конце и уменьшил – на дальнем. При $l=100, 200$ мм амплитуды перекрестных помех близки. Это связано с уменьшением модальных искажений формы перекрестной помехи за счёт диэлектрического покрытия. На их форму также влияют отражения (изменение h_V изменяет импедансы мод).

Таблица 2.17 – Амплитуда (мВ) перекрестных помех на концах пары связанных линий при изменении h_V

s/w	50	75	100	125	150	175	200
$l=50$ мм							
V3	37,1	38,3	39,4	40,2	41,0	41,7	42,3
V4	21,2	20,0	18,9	18,5	18,4	18,3	18,2
$l=100$ мм							
V3	57,1	58,7	60,3	61,8	63,4	64,6	65,5
V4	33,8	31,7	29,9	29,3	29,2	29,1	28,9
$l=200$ мм							
V3	58,7	59,5	60,4	62,1	63,3	64,5	65,5
V4	38,4	34,2	30,3	29,2	29,2	29,1	28,9

Отметим, что для всех рассмотренных здесь l (таблица 2.17) амплитуда ближней перекрестной помехи оказалась выше, чем дальней. Эвристическим поиском выявлено равенство амплитуд перекрестных помех на ближнем и

дальнем концах ($U=65,5$ мВ) в линии без покрытия при $l=400$ мм. В линии с покрытием с $h_v=100$ мкм амплитуда ближней перекрестной помехи составила $U=60$ мВ, а дальней – $U=30$ мВ. Дальнейшее увеличение l для линии без покрытия даст существенный рост амплитуды помехи на дальнем конце (до 120 мВ при $l=1000$ мм). В линии с покрытием с $h_v=100$ мкм это приведет лишь к незначительному её росту (не более 4 мВ).

Затем моделировалась линия с заземленным проводником (рисунок 2.10). Исходя из минимального зазора между проводниками 50 мкм, его ширина принята $w_2=100, 200$ и 300 мкм. Расстояние между сигнальным и заземленным проводниками определялось как $s_2=0,5(s-w_2)$ при $s=400$ мкм. Коэффициенты связи сведены в таблицу 2.18.

Таблица 2.18 – Коэффициенты связи пары связанных линий с дополнительным заземленным проводником

w_2 , мкм	100	200	300
k_C	0,067	0,046	0,031
k_L	0,097	0,069	0,046
k	0,082	0,057	0,038

Из таблицы 2.18 видно, что даже при $w_2=100$ мкм уменьшение k_C , k_L и k существенно (по сравнению с линией без покрытия и заземленного проводника). Получено схожее уменьшение одновременно всех коэффициентов за счёт заземленного проводника (при $w_2=100$ мкм уменьшение k_C , k_L и k составило около 2,6 раза, $w_2=200$ мкм – 3,7 раза, а $w_2=300$ мкм – 5,5 раза). Таким образом, выбор даже минимального w_2 даёт значительное уменьшение электромагнитной связи между проводниками.

Оценена амплитуда перекрестных помех в линии с дополнительным проводником при $l=50, 100$ и 200 мм (таблица 2.19). Видно, что результаты оценок согласуются с оценками коэффициентов связи. Рост w_2 уменьшил амплитуды перекрестных помех, но больше уменьшение на дальнем. Например, при $l=50$ мм и $w_2=200$ мкм амплитуда на ближнем конце уменьшилась в 1,5 раза, а дальнем – в 1,64 раза. Также видно, что с ростом l снижается ослабление за счёт дополнительного проводника, хотя оно, по-прежнему,

значительное. Надо отметить, что с ростом l даже до 1 м уровень помех не превышает 10% от половины э.д.с.

Таблица 2.19 – Амплитуда (мВ) перекрестных помех на концах пары связанных линий при изменении w_2

w_2 , мкм	100	200	300
$l=50$ мм			
V3	12,1	8,1	4,8
V4	7,2	4,4	2,0
$l=100$ мм			
V3	20,8	14,6	9,4
V4	12,6	8,2	4,0
$l=200$ мм			
V3	22,2	15,6	10,1
V4	15,9	10,7	5,7

Наконец, сравнены эффективности рассмотренных ранее способов уменьшения перекрестных помех. В таблице 2.20 приведены их амплитуды для разных конфигураций при оптимальных параметрах: исходной при $s=400$ мкм (конф. 1), с покрытием при $h_v=100$ мкм (конф. 2) и с заземленным проводником при $w_2=100$ мкм (конф. 3). Также в таблице приведены амплитуды перекрестных помех при применении двух этих способов одновременно (при $w_2=100$ мкм и $h_v=100$ мкм) – конф. 4. Оценки выполнены при $l=50, 100, 200, 500$ и 1000 мкм.

Таблица 2.20 – Сравнение амплитуд (мВ) перекрестных помех на концах пары связанных линий для разных способов

Конф.	1	2	3	4
$l=50$ мм				
V3	34,6	39,3	12,1	12,3
V4	23,8	18,9	7,2	6,5
$l=100$ мм				
V3	53,4	60,3	20,8	20,1
V4	38,5	29,9	12,6	11,4
$l=200$ мм				
V3	57,5	60,4	22,2	21,4
V4	47,3	30,3	15,9	17,0
$l=500$ мм				
V3	69,7	60,9	26,3	25,2
V4	74,5	32,0	26,3	34,5
$l=1000$ мм				
V3	90	61,6	19,5	18,8
V4	119,8	34,6	43,7	63,4

Из таблицы 2.20 видно, что покрытие эффективно для уменьшения перекрестных помех лишь в весьма протяженных межсоединениях (при

$l=1000$ мм минимум перекрестной помехи на дальнем конце из всех рассмотренных конфигураций). Межсоединения такой протяженности на уровне печатных плат возможны в линиях задержки с трассировкой в виде меандра. Для меньшей длины эффективнее дополнительный заземленный проводник. Отметим, что при $l=500$ мм выявлено равенство амплитуд перекрестных помех на ближнем и дальнем концах. Примечательно, что при $l=1000$ мм выявлены существенный рост амплитуды перекрестной помехи на дальнем конце и его уменьшение на ближнем. Это связано с искажением их формы из-за отражений. Также надо отметить, что совместное применение диэлектрического покрытия и дополнительного заземленного проводника не даёт дополнительного уменьшения амплитуды перекрестных помех, а при $l > 500$ мм приводит даже к росту амплитуд сразу на обоих концах.

Вычислены частотные зависимости S -параметров ($|S_{21}|$, $|S_{31}|$ и $|S_{41}|$) в частотном диапазоне до 5 ГГц. Результаты их вычисления для конф. 1–3 при $l=100$ мм представлены на рисунке 2.24. Видно, что они согласуются с оценками и выводами, сделанными ранее во временной области. Частотные зависимости представлены максимумами и минимумами. Нанесение покрытия улучшило передачу сигнала ($|S_{21}|$ увеличился во всём диапазоне частот). Добавление заземленного проводника дало минимумы $|S_{21}|$ на частотах кратных 1 ГГц. Их уровень не более 6 дБ, но это ухудшает передачу сигнала. Нанесение покрытия не дало существенного уменьшения $|S_{31}|$, но появились выраженные минимумы до минус 60 дБ. Добавление заземленного проводника уменьшило $|S_{31}|$ (в среднем на 10 дБ), особенно в области низких частот. Между тем также наблюдаются максимумы (до минус 5 дБ) вблизи частот кратных 1 ГГц. Покрытие почти не влияет на $|S_{41}|$ в области низких частот, но с ростом частоты уменьшает его в среднем на 10 дБ. Добавление заземленного проводника позволяет уменьшить $|S_{41}|$ во всём диапазоне частот с минимумами до минус 50 дБ, но также наблюдаются максимумы (до минус 5 дБ). Таким образом, полученные результаты показывают необходимость анализа линий передачи одновременно во временной и частотной областях.

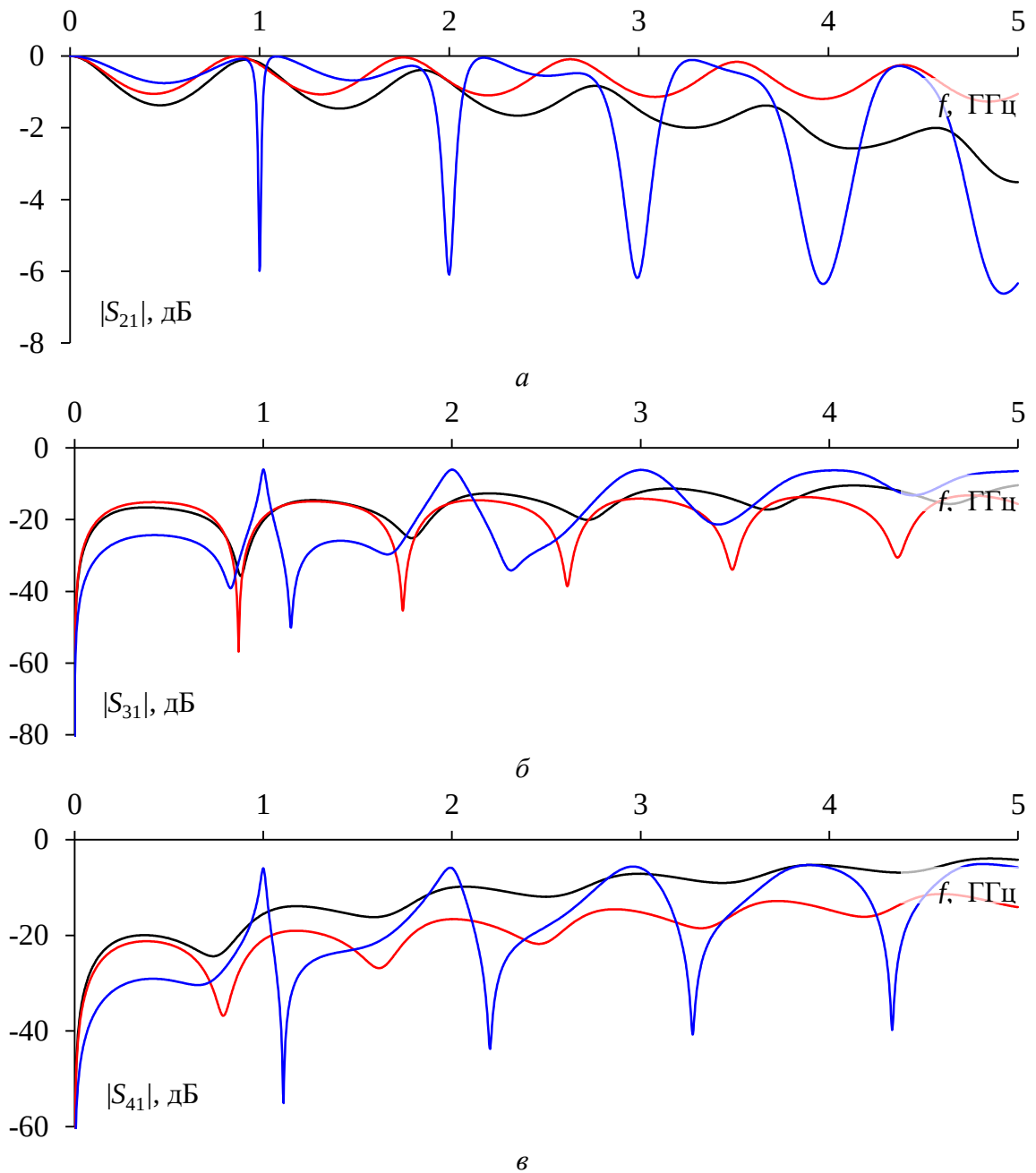


Рисунок 2.24 – Частотные зависимости S -параметров линии для конф. 1 (—), 2 (—) и 3 (—)

Таким образом, выявлено, что в протяженных межсоединениях для минимизации перекрестной помехи на дальнем конце эффективно нанесение покрывающего диэлектрика. При этом надо учитывать возможность роста амплитуды помехи на ближнем конце. Если длина линии мала, эффективнее добавление проводника. Частотные зависимости S -параметров подтвердили сделанные на основе моделирования во временной области выводы. Для оценки уровня перекрестных помех и их минимизации полезен совместный анализ линий передачи во временной и частотной области при их проектировании

2.5 Основные результаты раздела

1. В результате анализа влияния диэлектрического покрытия печатной платы на уровень перекрестных помех в связанной линии выявлено, что оптимизация параметров покрывающего слоя (его толщины и относительной диэлектрической проницаемости) обеспечивает почти полную компенсацию перекрестной помехи на дальнем конце в согласованном случае, но приводит и к росту амплитуды ближней. В случае частичного или полного рассогласования этот рост может быть весьма существенным (амплитуда помехи сопоставима с амплитудой э.д.с.). Нанесение покрытия, даже минимальной толщины, компенсирует дальнюю перекрестную помеху во всех режимах согласования.

2. Анализ перекрестных помех в паре связанных линий показал, что добавление дополнительного заземленного проводника между сигнальными проводниками уменьшает коэффициенты связи, даже при минимальной ширине. На рассмотренном примере выявлено их уменьшение от 2,5 до 5 раз. Показано, что в случае полного рассогласования заземленный проводник больше ослабляет перекрестную помеху на ближнем конце (до 11,6 раза, а на дальнем – 8,6 раза).

3. Сравнение эффективности разных способов уменьшения перекрестных связей между проводниками пары связанных линий (разнос проводников, покрывающий диэлектрик и заземленный проводник) выявило максимальную эффективность добавления заземленного проводника. Однако при большой протяженности межсоединений он может быть менее эффективен для подавления дальней перекрестной помехи, чем нанесение диэлектрического покрытия. Кроме того, совместное применение диэлектрического покрытия и заземленного проводника может приводить к росту амплитуды дальней перекрестной помехи (до 1,45 раза на рассмотренном примере), при слабом уменьшении ближней (менее 5%).

Таким образом, для уменьшения перекрестных связей в паре связанных линий целесообразно применение дополнительного заземленного проводника. Оно может использоваться для уменьшения площади полосковых устройств с трассировкой в форме меандра.

3 ВЛИЯНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ОПОРНЫХ ПРОВОДНИКОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ МОДАЛЬНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ

Здесь предложена методика параметрической оптимизации витка МЛ, отличающаяся использованием аналитического условия равенства амплитуд составляющих отклика на его выходе в качестве критерия [235]. Оценено влияние дополнительных заземленных проводников в связанной линии на эффективность модального разложения в структурах с боковой [236] и лицевой [237] связью. Представлены результаты исследования моделей витка МЛ с трассировкой в форме меандра в частотной и временной областях, а также изготовленных прототипов с боковой [238, 239] и лицевой [240, 241] связью.

3.1 Методика параметрической оптимизации полосковых устройств на основе витка меандровой линии

Синтез любого устройства предполагает сначала выбор его конструкции или топологии, затем многовариантный предварительный анализ его характеристик и, наконец, параметрическую оптимизацию по заданным критериям оптимальности. Для полосковых устройств с модальным разложением на основе витка МЛ критерием оптимальности является минимум амплитуды напряжения на выходе витка. Для оценки сходимости целевой функции нужен расчёт временного отклика, что увеличивает затраты времени оптимизации. Между тем в аналитическом виде получены условия минимума амплитуды сигнала на выходе витка МЛ, которые можно использовать в качестве критериев сходимости целевой функции при оптимизации [148–150]. Это исключает расчёт отклика из задачи и уменьшает время оптимизации. На основе условий создана методика оптимизации, состоящая из следующих шагов [235].

1. Создание модели поперечного сечения полоскового устройства.

2. Оценка корректности модели за счёт проведения многовариантного моделирования и сравнения результатов с контрольными значениями (для оценки сходимости могут применяться опубликованные данные, результаты моделирования в других программах, аналитического расчёта и измерений).

3. Выбор критерия оптимальности устройства и разработка целевой функции (если критериев несколько, то нужно определить нормировочные и весовые коэффициенты для каждого из них). В качестве критерия могут быть использованы условия согласования, минимальная амплитуда напряжения на выходе устройства или любые другие условия, в том числе полученные в аналитическом виде.

4. Определение диапазонов поиска параметров поперечного сечения (выбор параметров для проектирования полосковых устройств довольно разнообразен, но большинство из них имеют типовые значения, применимые для ввода ограничений на поиск).

5. Выбор метода оптимизации и настройка его параметров (они зависят от выбранного метода). Выбор метода детально не рассматривается, поскольку он зависит от программного обеспечения и состава реализованных в нём методов. Выбор параметров может осуществляться на основе эмпирических данных или автоматически.

6. Запуск оптимизации.

7. Анализ полученного решения задачи: при необходимости, построение графиков зависимости от параметров метода оптимизации для проверки сходимости. Здесь нужно провести и статистический анализ чувствительности решения к отклонениям реальных параметров от расчетных.

Эта методика апробирована. Разработка критериев оптимизации детально описана в работах [148–150]. Поэтому здесь они не рассмотрены. В качестве примера выбран виток МЛ с симметричным поперечным сечением на основе МПЛ без покрытия (рисунок 2.1а) [148]. Схема соединения витка представлена на рисунке 3.1. В качестве условия минимизации амплитуды на выходе витка принято равенство коэффициента связи $k=0,707$, где

$$k = \left(\frac{Z_e}{Z_o} - 1 \right) / \left(\frac{Z_e}{Z_o} + 1 \right). \quad (3.1)$$

Оно получено при условии

$$R = \sqrt{Z_e Z_o}, \quad (3.2)$$

где Z_e и Z_o – волновые сопротивления чётной и нечётной мод витка.

Выражение (3.2) обеспечивает минимизацию отражений на стыке витка и окончаний (согласование с трактом), а (3.1) – равенство амплитуд составляющих временного отклика на выходе. По существу, (3.1) определяет относительную связь между проводниками линии.

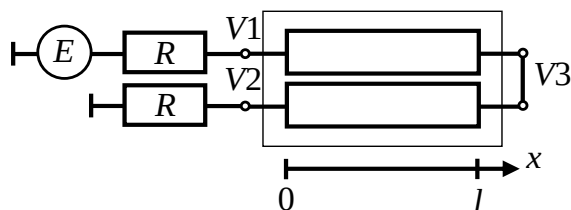


Рисунок 3.1 – Схема соединений витка МЛ

Оптимизация выполнена 3 методами: генетическим алгоритмом (ГА) [242], эволюционной стратегией (ЭС) [213] и методом роя частиц (МРЧ) [210]. Параметры методов выбраны так, чтобы число вычислений (n) составило 100, 1000 и 5000. Для сравнения затрат времени на оптимизацию выполнены два варианта оптимизации. В первом из них задача оптимизации сформулирована в виде целевой функции $F_1 = \min|V(t)|$. Оценка сходимости выполнялась по вычисленному временному отклику (по уменьшению модуля максимального элемента вектора напряжений). Отклик вычислялся в частотной области для $m=2^p$ точек на период повторения импульсов для алгоритма быстрого преобразования Фурье [195]. От m зависит точность расчёта, поэтому оптимизация выполнена при $p=12, 14, 16$ и 18 . Для второго варианта целевая функция сформулирована в виде $F_2 = \min|k-0,707|$.

Поскольку параметры материала основы известны и фиксированы, то варьируемыми приняты ширина проводников (w) и расстояние между ними (s). В качестве основы принят материал с $h=720$ мкм ($t=18$ мкм) и $\epsilon_r=8$. Длина витка принята $l=300$ мм, сопротивления на его концах – $R=50$ Ом, а w и s изменялись от 50 до 1000 мкм. После каждого запуска оптимизации получены наборы оптимальных параметров для каждого из вариантов оптимизации. Надо отметить, что они разные, поскольку целевая функция для обоих вариантов

обеспечивается разными наборами параметров поперечного сечения. Таким образом, целевая функция имеет множество локальных минимумов. Поэтому в качестве примера рассмотрим 2 набора параметров, полученных с помощью ГА при $n=5000$. Набор 1 ($w=64$ мкм и $s=91$ мкм) получен по отклику, а набор 2 ($w=51$ мкм и $s=143$ мкм) – по аналитическому условию.

Вычислен временной отклик в системах TUSUR.EMC и ADS. Поскольку (3.1) получено при условии (3.2), то и для расчёта отклика сопротивления R вычислены по этому выражению. Воздействовал импульс в форме трапеции с э.д.с. $E=1$ В, $t_d=100$ пс и $t_r=t_f=50$ нс. Формы напряжения на выходе витка МЛ показаны на рисунке 3.2.

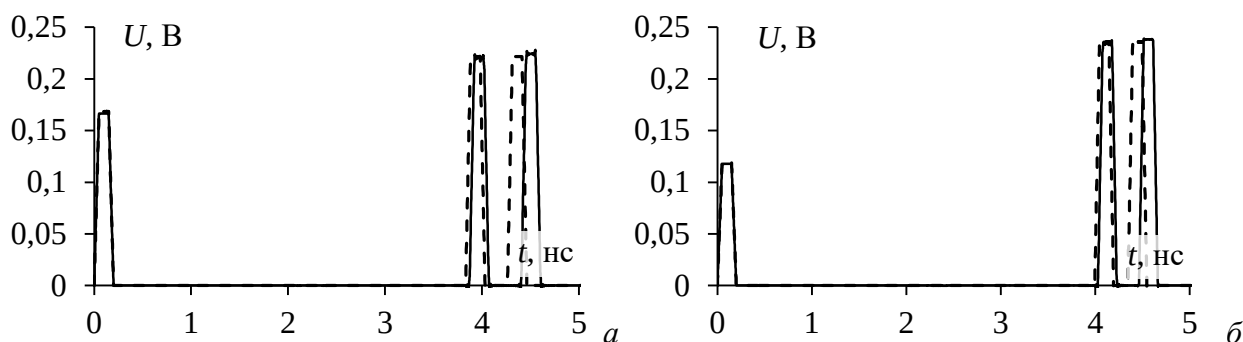


Рисунок 3.2 – Формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные в TUSUR.EMC (---) и ADS (—) при оптимизации по условию (3.1) (а) и по отклику (б)

Из рисунка 3.2 видно, что отклики, вычисленные в TUSUR.EMC и ADS, согласуются качественно, но отличаются по задержкам составляющих. На выходе витка для каждого набора обеспечивается равенство амплитуд только двух составляющих. Равенство амплитуд сразу трёх составляющих трудно обеспечить выбором двух параметров. Амплитуда напряжения определяется составляющими мод и при оптимизации по аналитическому условию она составила 224 мВ ($R=96,2$ Ом), а отклику – 237 мВ ($R=94,47$ Ом).

При оптимизации по трём параметрам (w , s и h) изменялась толщина основы h от 100 до 3000 мкм. Получены наборы 1 ($w=154$ мкм, $s=57$ мкм, $h=2849$ мкм) и 2 ($w=126$ мкм, $s=52$ мкм, $h=1993$ мкм) с откликами на рисунке 3.3. Видно, что формы напряжения, по-прежнему, согласуются, но есть отличия по задержкам импульсов. Оптимизация по трём параметрам обеспечила равенство амплитуд всех составляющих, что подтвердило применимость условия (3.1).

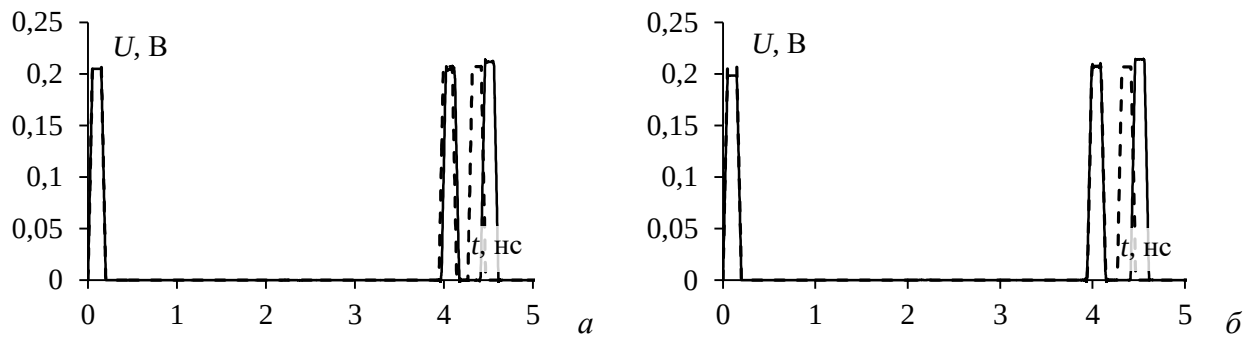


Рисунок 3.3 – Формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные в TUSUR.EMC (--) и ADS (–) при оптимизации трёх параметров по условию (3.1) (а) и по отклику (б)

Оценки времени и ускорения за счёт использования в качестве критерия аналитического условия выполнены на 2 рабочих станциях (РС) с разными характеристиками (таблица 3.1).

Таблица 3.1 – Характеристики РС

Характеристика	РС 1	РС 2
Модель ЦП	Intel i9-13900KF	AMD Ryzen 7 6800H
Макс. частота ЦП	5,8 ГГц	4,7 ГГц
Объём ОЗУ	128 Гб	16 Гб
Частота ОЗУ	4000 МГц	4800 МГц

При оптимизации каждым методом процесс запускался по 5 раз. При расчёте матриц погонных параметров витка решается СЛАУ порядка N . Его определяет сегментация границ поперечного сечения, которая может оказать существенное влияние на время их расчёта. Поэтому число сегментов фиксировано, чтобы N не изменялось. В таблицу 3.2 сведены среднее время одного запуска при оптимизации по отклику (T_R) и по условию (3.1) (T_A), а также их отношение (T_R/T_A) – ускорение оптимизации.

Из таблицы 3.2 видно, что время на оптимизацию по отклику линейно возрастает с ростом n для всех p . Затраты времени на оптимизацию разными методами сопоставимы, поскольку параметры методов обеспечивают фиксированное n . Различия связаны программной реализацией методов и их особенностями. Время оптимизации по условию (3.1) также имеет линейную зависимость от n . Поскольку обе зависимости линейны, то T_R/T_A практически не зависит от n . Наибольшее ускорение получено при оптимизации с помощью ГА для РС 1. Среднее ускорение при $p=12$ для РС 1 составило 5,4 раза, а для РС 2 – 5,2 раза. При увеличении p до 18 ускорение для РС 1 достигает 284,9 раза (при

$n=5000$ и $p=18$), а среднее ускорение для всех методов – 253,6 раза. Таким образом, аналитическое условие (3.1) даёт существенное ускорение по сравнению с оптимизацией по отклику.

Таблица 3.2 – Время (с) и ускорение оптимизации витка МЛ

Метод	n	T_R				T_A	T_R/T_A			
		$p=12$	$p=14$	$p=16$	$p=18$		$p=12$	$p=14$	$p=16$	$p=18$
PC 1										
ГА	100	3,4	13,4	56,5	204,7	0,96	3,5	13,9	58,8	213,3
	1000	32,3	116,4	477,4	1819,5	6,7	4,8	17,3	71,1	271,2
	5000	173,3	634,8	2221,8	9012,9	31,6	5,5	20,1	70,2	284,9
ЭС	100	3,8	11,6	43,8	165,1	0,69	5,4	16,7	63,4	239,3
	1000	37,4	115,4	422,7	1637,2	6,8	5,5	17,0	62,3	241,5
	5000	191,2	588,3	2111,1	8110,7	32,5	5,9	18,1	65,0	249,9
МРЧ	100	3,8	11,6	43,6	165,8	0,69	5,5	16,7	63,2	240,3
	1000	37,5	116,4	421,6	1645,5	7,1	5,3	16,4	59,3	231,4
	5000	190,5	590,8	2119,9	8100,3	32,7	5,8	18,1	64,9	247,9
PC 2										
ГА	100	5,0	18,3	71,8	288,8	1,15	4,3	15,9	62,4	250,8
	1000	45,2	166,7	649,1	2592,6	10,4	4,3	16,0	62,4	249,3
	5000	220,7	833,9	3174,6	13013,9	50,9	4,3	16,4	62,4	255,7
ЭС	100	6,3	18,5	67,3	262,7	1,22	5,1	15,2	55,2	215,7
	1000	62,2	184,7	676,1	2623,0	11,6	5,4	16,0	58,4	226,6
	5000	316,8	950,9	3363,1	13281,9	52,8	6,0	18,0	63,6	251,4
МРЧ	100	6,2	18,4	67,4	262,6	1,07	5,8	17,2	63,0	245,4
	1000	62,4	184,6	670,2	2587,1	10,5	5,9	17,5	63,6	245,5
	5000	315,4	938,7	3366,4	13275,3	52,7	6,0	17,8	63,9	252,0

Таким образом, представленные результаты оптимизации и её ускорение показали эффективность методики и применения для оптимизации аналитического условия равенства амплитуд составляющих отклика.

3.2 Влияние дополнительных опорных проводников на модальное разложение в линиях с боковой связью

Здесь представлено влияние расположения проводников поперечного сечения пары связанных линий на эффективность модального разложения в связанных линиях с боковой связью [236].

3.2.1 Предварительное сравнение конфигураций поперечного сечения

Анализировались 8 конфигураций поперечного сечения пары связанных линий с боковой связью [236] (рисунок 3.4). Параметры поперечных сечений: w – ширина сигнальных проводников, s – расстояние между ними (s_1 – между

сигнальным и опорным проводниками для копланарной линии), t – толщина фольги, h – высота подложки.

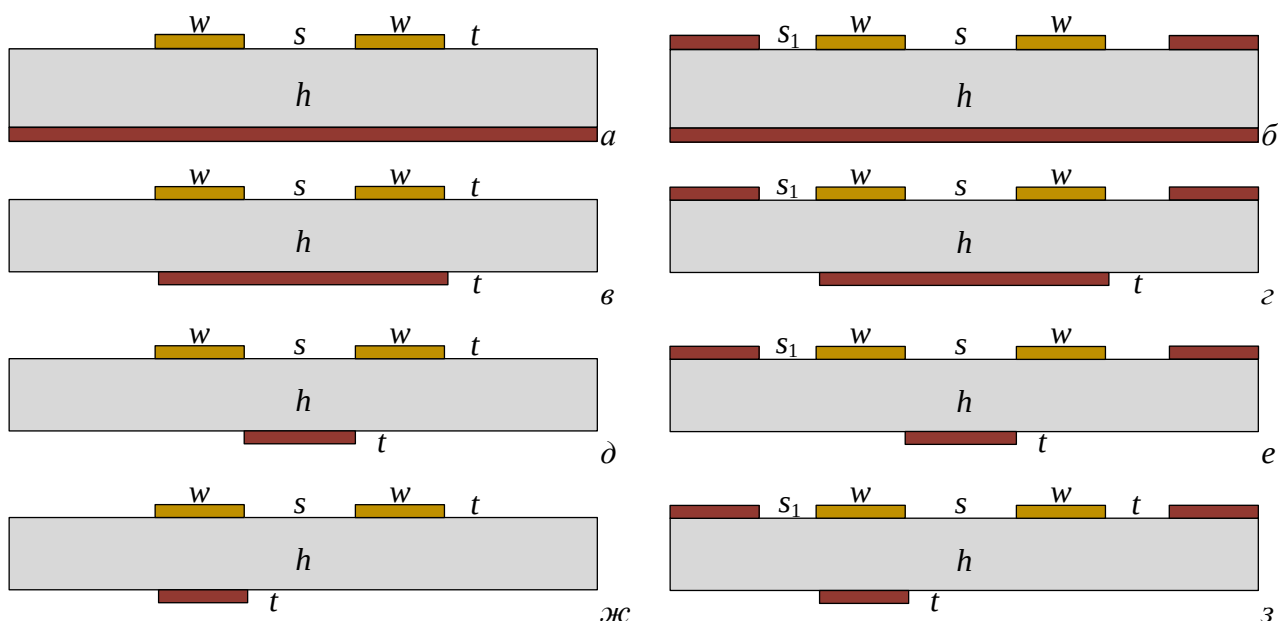


Рисунок 3.4 – Поперечные сечения микрополосковой и копланарной структур: с опорным проводником бесконечной (а, б) и конечной длины под сигнальными проводниками (в, г), в пространстве между ними (д, е) и под одним из них (ж, з)

При проектировании полосковых устройств с модальным разложением наиболее важны следующие параметры: разность погонных задержек мод ($\Delta\tau$); согласование с трактом (Z_0); коэффициенты связи (k) и трансформации (n) (для асимметричных структур); амплитуды напряжения составляющих отклика на выходе устройства ($U_{\max}$). Произведение $\Delta\tau$ и длины линии l определяет длительность воздействия, которое можно разложить в линии, а коэффициент связи k – ослабление. Ослабление оценивается отношением $U_{\max}$ к половине амплитуды э.д.с. источника (для этого нужно вычисление временного отклика). Для пары связанных линий Z_0 определяет среднее геометрическое произведения волновых сопротивлений синфазной и дифференциальной мод. Поэтому для согласования с трактом важно минимизировать отклонение Z_0 от волнового сопротивления тракта. При анализе устройств с асимметричной структурой, где кроме основных возникают комбинационные составляющие, нужна оценка n (он определяет их амплитуду). Поэтому оценивались именно эти параметры.

Сначала оценивались $\Delta\tau$, Z_0 , k и n при фиксированных параметрах поперечного сечения линии по выражениям из [157]. Параметры следующие:

$w=900$ мкм, $s=300$ мкм ($s_1=300$ мкм), $t=35$ мкм, $h=500$ мкм и $\varepsilon_r=4,3$. Результаты сведены в таблицу 3.3.

Таблица 3.3 – Результаты анализа структур при фиксированных параметрах

Рисунок 3.4	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>в</i>	<i>г</i>	<i>д</i>	<i>е</i>	<i>ж</i>	<i>з</i>
$\Delta\tau$, нс/м	0,631	0,479	0,889	0,503	0,835	0,287	0,657	0,345
Z_0 , Ом	49,73	46,77	54,78	47,48	100,95	61,91	54,21	48,17
k	0,197	0,178	0,248	0,184	0,531	0,270	0,422	0,256
n	1	1	1	1	1	1	1,35	1,17

Из таблицы 3.3 видно, что у структуры на рисунке 3.4в максимальная $\Delta\tau=0,889$ нс/м. Это означает, что она предпочтительна для модального разложения воздействия и максимизации его длительности. Наименьшая $\Delta\tau=0,287$ нс/м у структуры на рисунке 3.4е. Столь малая $\Delta\tau$ вызвана особенностями структуры: наличием двух опорных полигонов и малой шириной опорного проводника с обратной стороны подложки. Большинство структур обеспечивают согласование (с отклонением до 10%). Для линии на рисунке 3.4е отклонение Z_0 достигает 25%. Максимальное $Z_0=100,95$ Ом для структуры на рисунке 3.4д объясняется малой шириной опорного проводника линии. Примечательно, что структура на рисунке 3.4д также обеспечивает максимальный коэффициент связи $k=0,531$. Во всех структурах с боковыми полигонами обеспечивается меньший k . Оптимальна, по совокупности характеристик ($\Delta\tau$ и k) структура на рисунке 3.4в. Надо также отметить, что только в структурах на рисунке 3.4ж и з могут возникать комбинационные составляющие отклика из-за асимметрии поперечного сечения (поскольку $n \neq 1$), позволяющие дополнительно ослабить воздействие. При этом в структуре на рисунке 3.4ж это ослабление может быть выше, при должном согласовании линии с трактом.

Согласно методике из п. 3.1 выполнена параметрическая оптимизация линии по критерию её согласования с трактом 50 Ом (с отклонением не более 2%). Варьировалась ширина проводников w в диапазоне от 200 до 3000 мкм. Вычисленные $\Delta\tau$, Z_0 , k и n (таблица 3.4). Для всех структур моделировался временной отклик на выходе витка МЛ (узел V2 на рисунке 3.1). Поэтому в таблице приведена амплитуда напряжения в узле V2 ($U_{\max}$). Сопротивления R

при моделировании приняты по 50 Ом. По выражению (1.4) определена длина витка $l_1=400$ мм, обеспечивающая разложение импульсного воздействия ($E=1$ В, $t_d=100$ пс и $t_r=t_f=50$ пс). Заданный диапазон изменения w не позволяет обеспечить $Z_0=50$ Ом для структуры на рисунке 3.4д. Поскольку отклонение Z_0 от 100 Ом при исходных параметрах поперечного сечения составило менее 1%, то оптимизация не выполнялась, а при моделировании R приняты по 100 Ом. Вычисленные временные отклики приведены на рисунке 3.5.

Таблица 3.4 – Результаты вычисления характеристик витка после оптимизации

Рисунок 3.4	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>в</i>	<i>г</i>	<i>д</i>	<i>е</i>	<i>ж</i>	<i>з</i>
w , мкм	900	800	1050	800	900	2500	1000	850
s , мкм	300	300	300	300	300	300	300	300
$\Delta\tau$, нс/м	0,631	0,470	0,875	0,495	0,835	0,265	0,686	0,33
Z_0 , Ом	49,73	49,77	49,78	50,58	100,95	50,14	50,37	49,73
k	0,197	0,185	0,232	0,191	0,531	0,280	0,412	0,259
n	1	1	1	1	1	1	1,38	1,16
$U_{\max}$, мВ	247	247	247	247	230	424	186	355

Из таблицы 3.4 видно, что структура на рисунке 3.4в по-прежнему обеспечивает наибольшую $\Delta\tau$ (среди симметричных структур с $Z_0=50$ Ом). Это также подтверждает временной отклик на рисунке 3.5в (разнос между составляющими мод наибольший). Несмотря на минимум $\Delta\tau$ для структуры на рисунке 3.4е в ней также есть полное разложение воздействия (рисунок 3.5е). Но с ростом его длительности произойдет наложение составляющих. Все симметричные структуры с оптимальными параметрами разлагают воздействие на 3 основные составляющие равной амплитуды и близким ослаблением (около 2 раз). На выход витка приходит составляющая перекрестной помехи ближний конец. Её амплитуда для всех структур разная и определяется коэффициентом k . Наиболее примечательны результаты для асимметричных структур. Для структуры на основе микрополоска (рисунок 3.4ж) обеспечивается разложение на 4 составляющие. Амплитуда комбинационной составляющей выше, чем у основных и определяет уровень выходного напряжения ($U_{\max}=186$ мВ). Для его дополнительного уменьшения нужно обеспечить равенство амплитуд основных составляющих. На выход витка на основе копланарной структуры (рисунок 3.4з) также приходят 4 составляющие, но существенного ослабления

выходного напряжения не происходит из-за специфики поперечного сечения. Из-за этого уровень комбинационной составляющей достигает $U_{\max}=355$ мВ (уровень основных составляющих не превышает 65 мВ), несмотря на малую асимметрию структуры ($n=1,16$).

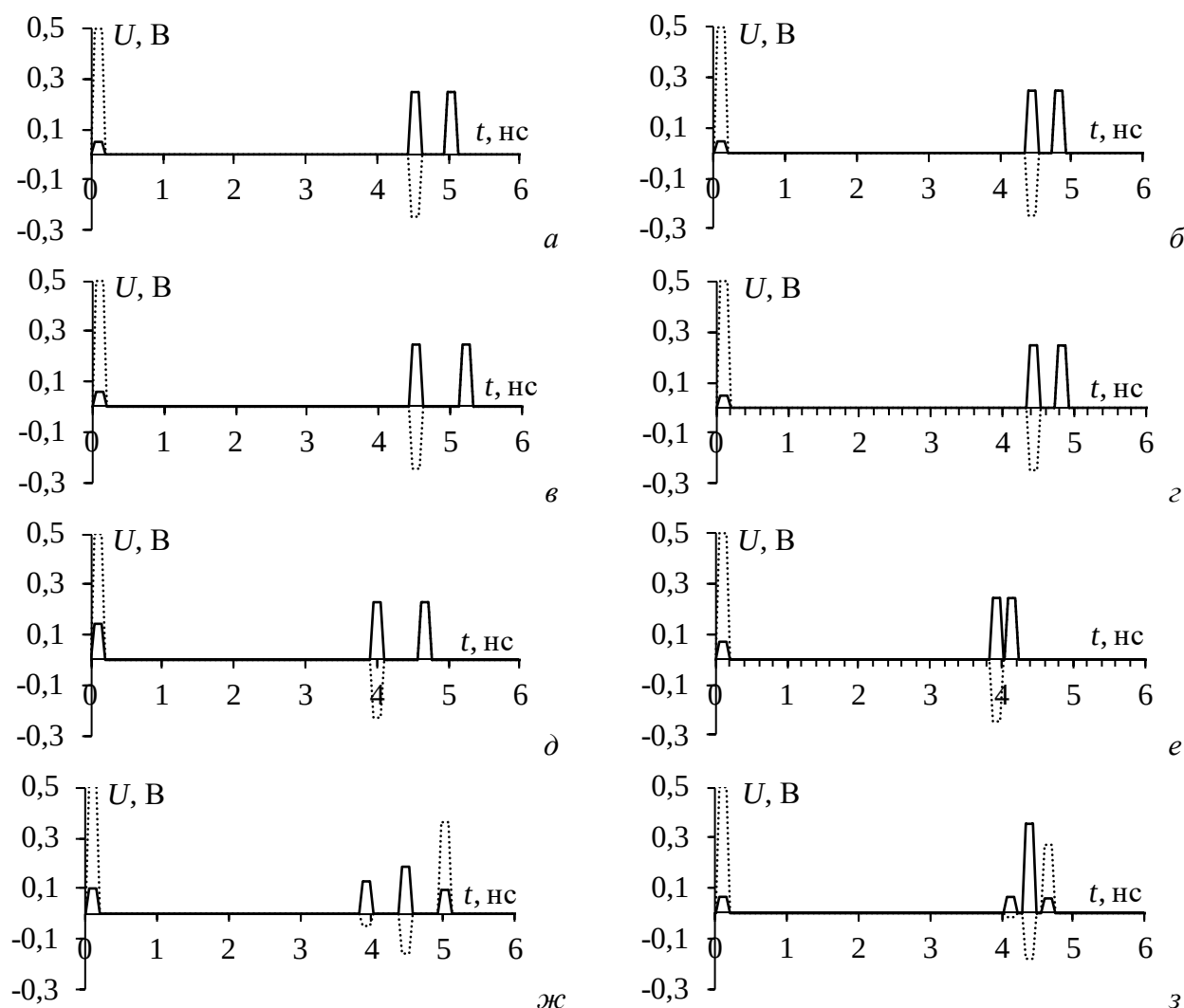


Рисунок 3.5 – Формы напряжения на входе (···) и выходе (—) витка с поперечным сечением из рисунка 3.4

Часто свободная площадь на печатной плате ограничена. Поэтому для проектирования полосковых устройств большой физической длины их надо дополнительно сворачивать в меандр со слабой электромагнитной связью. Это неизбежно приводит к появлению отраженных составляющих на поворотах меандра. Высокий уровень отражений может ухудшать разложение помехи на выходе витка и приводить к нарушению целостности сигналов [243, 244]. В ряде случаев амплитуда отраженных составляющих может быть выше, чем основных. Одной из причин появления отраженных составляющих является

близость соседних полувитков такого меандра. Поэтому вычислен временной отклик поворота витка МЛ (рисунок 3.6).

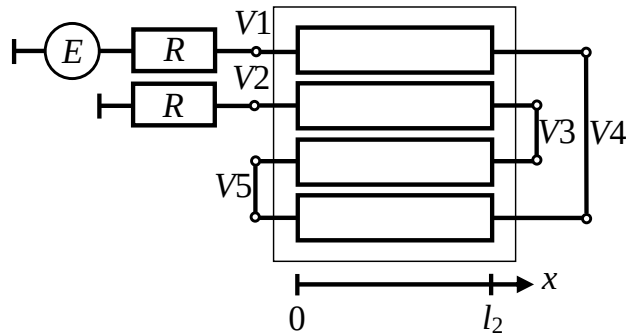


Рисунок 3.6 – Схема соединения поворота витка МЛ

Пример поперечного сечения поворота витка МЛ для микрополосковой структуры (рисунок 3.4а) показан на рисунке 3.7. Параметры всех структур приняты исходными, а расстояние между полувитками s_2 поворота изменялось от 0,2 до 10 мм с разным шагом. Для микрополосковых структур s_2 – это расстояние между соседними проводниками, а для копланарных – опорным проводником и сигнальным (т.е. $s_2=s_1$). Длина поворота $l_2=0,5l_1$. Для примера на рисунке 3.8 показаны формы напряжения на входе и выходе при $s_2=0,4$ мм и исходном воздействии. Видно, что на выход пришли 2 группы импульсов: первая (выделена пунктиром) является отражениями от поворота, а вторая (выделена точками) – основными составляющими, пришедшими на выход. При этом амплитуды основных и отраженных составляющих близки.

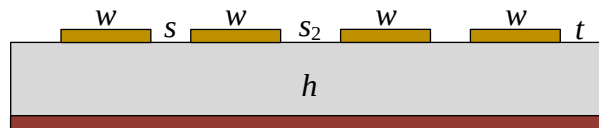


Рисунок 3.7 – Поперечное сечение поворота витка для структуры из рисунка 3.4а

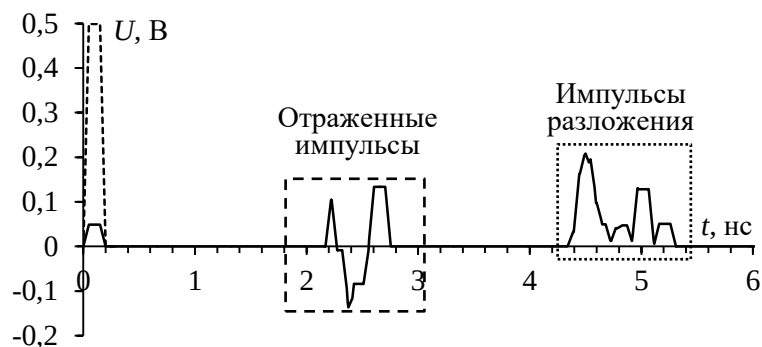


Рисунок 3.8 – Форма напряжения на входе (---) и выходе (—) поворота витка для структуры из рисунка 3.4а

Оценены коэффициенты связи (k_C , k_L и k) между полувитками поворота витка по выражениям (1.7) и (3.1) в зависимости от s_2 (рисунок 3.9). Из их сравнения следует, что для всех s_2 коэффициенты связи для копланарных структур в среднем в 10 раз ниже, чем для микрополосковых, за счёт боковых опорных проводников. Все коэффициенты на рисунке 3.9 имеют убывающий характер с ростом s_2 для всех структур. Для копланарных структур при малых s_2 и уменьшении ширины опорного проводника появляется точка перегиба зависимости k_L от s_2 (и, как следствие, k). Кроме того, из-за этого характер зависимостей становится более пологим. Для всех структур k_L выше, чем k_C , во всем диапазоне s_2 (k принимает промежуточные значения). Для симметричных структур уменьшение ширины опорного проводника ведёт к росту значений коэффициентов для всех s_2 . Переход к асимметрии (за счёт смещения опорного проводника) ведёт к их уменьшению.

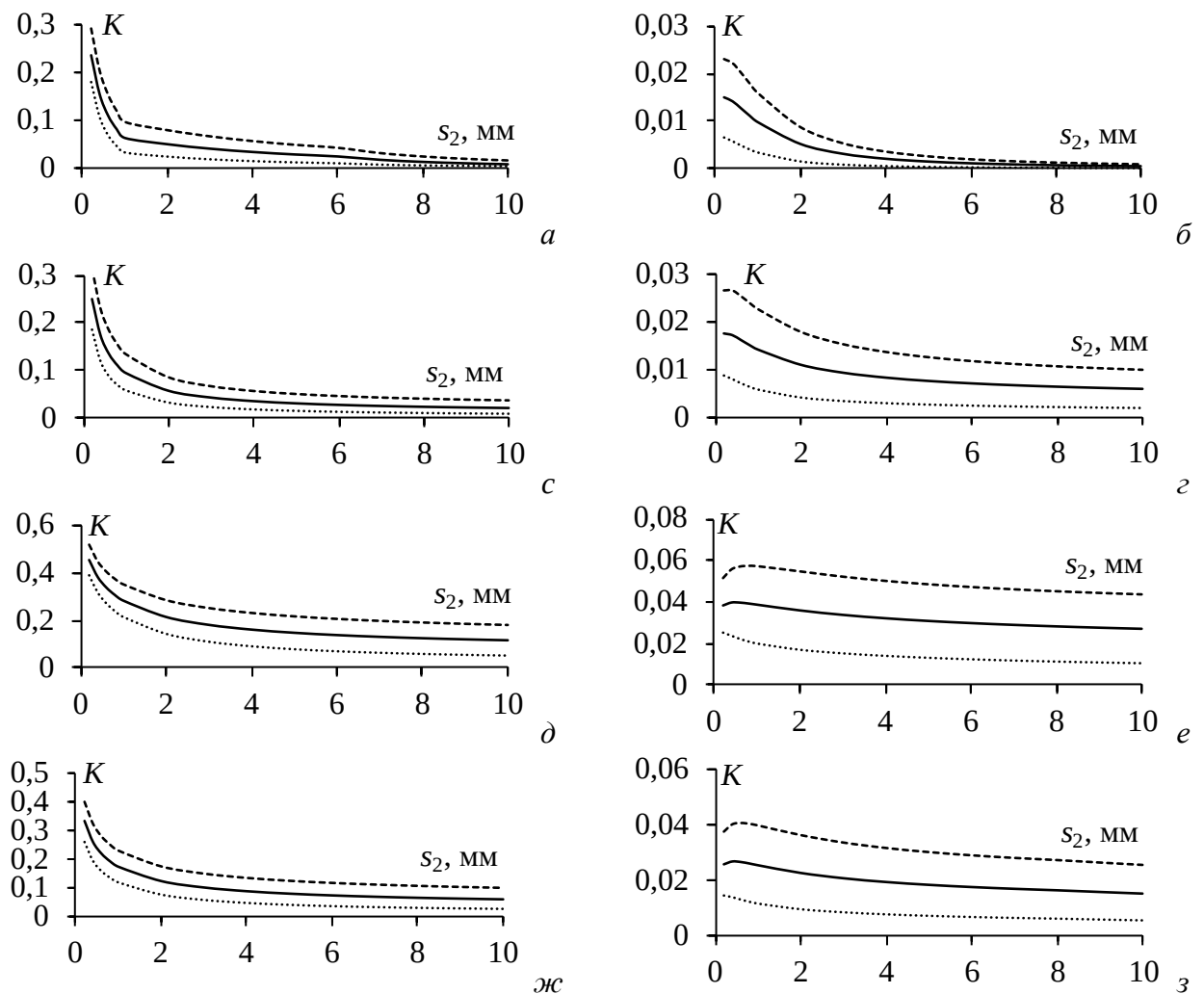


Рисунок 3.9 – Зависимости коэффициентов k_C ($\cdots$), k_L ($---$) и k ($—$) от s_2

Таким образом, из полученных результатов следует, что для минимизации связи между полувитками при повороте витка предпочтительны копланарные структуры. Малые коэффициенты связи естественным образом обеспечат более плотную трассировку меандра при проектировании устройств.

Оценено влияние s_2 на максимальный уровень отраженных составляющих на выходе витка с поворотом. Эти зависимости нормированы относительно максимального уровня основных составляющих для удобства их сравнения. Полученные результаты сведены в таблицу 3.5. Видно, что рост s_2 естественным образом уменьшает уровень отражений для симметричных структур. Этот уровень в микрополосковых структурах выше, чем в копланарных, во всём диапазоне s_2 . Большее уменьшение отражений у структур со сплошным опорным проводником (рисунок 3.4*а* и *б*): 13 и 49 раза для микрополосковой и копланарной структур соответственно при s_2 0,2 и 10 мм. Совместно с оптимизацией это позволяет увеличить ослабление (выравниванием уровней напряжения основных и отраженных составляющих).

Таблица 3.5 – Влияние s_2 на нормированный уровень напряжения отраженных составляющих на выходе поворота витка МЛ

Рис. 3.4	s_2 , мм													
	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
<i>а</i>	0,64	0,65	0,57	0,55	0,54	0,51	0,48	0,33	0,23	0,18	0,15	0,11	0,09	0,08
<i>б</i>	0,42	0,40	0,38	0,36	0,33	0,21	0,13	0,09	0,06	0,05	0,04	0,03	0,02	0,02
<i>в</i>	0,66	0,62	0,65	0,65	0,61	0,40	0,27	0,27	0,28	0,27	0,25	0,25	0,26	0,26
<i>г</i>	0,47	0,50	0,51	0,49	0,47	0,40	0,35	0,33	0,31	0,29	0,28	0,27	0,26	0,25
<i>д</i>	0,62	0,63	0,61	0,58	0,56	0,49	0,47	0,46	0,45	0,45	0,44	0,44	0,44	0,43
<i>е</i>	0,46	0,49	0,47	0,47	0,46	0,44	0,43	0,43	0,42	0,42	0,41	0,41	0,41	0,40
<i>ж</i>	0,95	1,22	1,45	1,56	1,61	1,67	1,58	1,48	1,41	1,37	1,33	1,32	1,30	1,27
<i>з</i>	0,42	0,65	0,89	1,05	1,05	1,00	0,94	0,89	0,86	0,83	0,81	0,78	0,76	0,74

Также из таблицы 3.5 видно, что в асимметричных структурах уровень отражений может быть существенно выше, чем у основных составляющих (для микрополосковой структуры на рисунке 3.4*ж* нормированная амплитуда практически во всем диапазоне изменения s_2 выше 1). Максимум отраженных составляющих при $s_2=2$ мм на 67% выше, чем основных. Для копланарной структуры лишь при s_2 от 0,8 до 1 мм уровень отражений выше уровня основных составляющих. При $s_2=2$ мм уровни основных и отраженных

составляющих равны ($U_{\max}=153$ мВ). Поэтому из асимметричных структур она предпочтительнее для ослабления СКИ.

Таким образом, выполнен комплексный анализ влияния конфигурации поперечного сечения линии с боковой связью на характеристики полосковых устройств с модальным разложением. Показано, что для витка МЛ (в частности при трассировке на ограниченной площади платы) необходимы предварительное моделирование и анализ не только вторичных параметров, но и временного отклика.

3.2.2 Исследование прототипа витка

с боковой связью и дополнительными опорными проводниками

Исследованы временные и частотные характеристики прототипов витка МЛ с трассировкой в форме меандра без дополнительных проводников и с ними (далее прототипы исходного и модифицированного витков) [238, 239]. Трассировка в форме меандра использована для размещения прототипов на заданной площади печатной платы 80×80 мм.

3.2.2.1 Предварительное квазистатическое моделирование витка МЛ

Рассмотрим исходный и модифицированный витки МЛ (рисунок 3.10). В качестве основы принят материал с $h=508$ мкм ($t=35$ мкм) и $\epsilon_r=3,38$. Параметры проводников следующие: $w=300$ мкм, $s_1=100$ мкм. Они дают $\Delta\tau=0,552$ нс/м. Для трассировки на заданной площади исходный виток можно свернуть в меандр из 19 полувитков (рисунок 3.10а) с расстоянием между ними $s_2=10w$. Тогда длина одного полувитка меандра без учета перемычек на его концах составит $l_i=65,86$ мм. Поперечное сечение модифицированного витка представлено на рисунке 3.10б. Его модификация заключается в добавлении заземленных проводников между полувитками меандра. Ширина заземленных проводников w_2 и расстояние между ними и сигнальными проводниками s_3 могут быть разными и зависят не только от технологических возможностей производителя, но и от их эффективности для уменьшения размеров витка при сохранении его

защитных характеристик. Поэтому они будут выбраны далее по результатам моделирования. Для этого рассмотрены 10 наборов параметров (таблица 3.6).

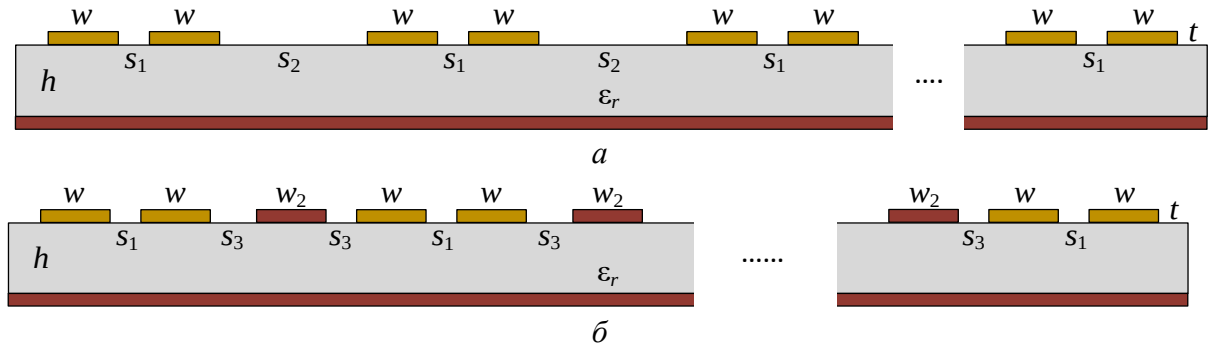


Рисунок 3.10 – Поперечные сечения исходного (а) и модифицированного (б) витков

Таблица 3.6 – Наборы параметров развязывающего проводника

№ набора	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
w_2 , мкм	300					100				
s_3 , мкм	1200	900	600	300	100	1200	900	600	300	100

Для наборов параметров из таблицы 3.6 вычислены коэффициенты k_C и k_L между проводниками 2 и 3 поворота витка меандра (рисунок 3.11). Кроме того, вычислены коэффициенты электромагнитной связи между проводниками 1 и 2 (k_1) и 2 и 3 (k_2), сведенные в таблицу 3.7.

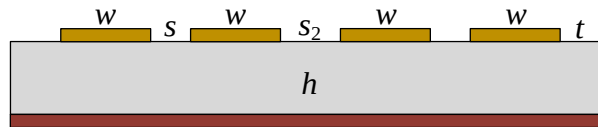


Рисунок 3.11 – Поперечное сечение одного витка модифицированного прототипа

Таблица 3.7 – Вычисленные коэффициенты k_C , k_L , k_1 и k_2 для структуры на рисунке 3.11

№ набора	k_C	k_L	k_1	k_2	№ набора	k_C	k_L	k_1	k_2
1	0,0026	0,0171	0,4242	0,0109	6	0,0033	0,0207	0,4249	0,0132
2	0,0039	0,0228	0,4196	0,0149	7	0,0053	0,0292	0,4206	0,0191
3	0,0064	0,0427	0,4104	0,0209	8	0,0103	0,0435	0,4119	0,0299
4	0,0118	0,0427	0,3901	0,0306	9	0,0261	0,0714	0,3925	0,0543
5	0,0199	0,0496	0,3509	0,0391	10	0,0591	0,1051	0,3543	0,091

Из таблицы 3.7 видно, что при $w_2=300$ мкм, уменьшение s_3 от 1200 до 100 мкм даёт рост k_C в 7,65 раза, а k_L – в 2,5 раза. При $w_2=100$ мкм при том же росте s_3 получен рост k_C в 17,9 раза, а k_L – в 5 раз. При $s_3=1200$ мкм уменьшение w_2 от 300 до 100 мкм дало рост k_C в 1,27 раза, а k_L – в 1,21 раза. При $s_3=100$ мкм этот рост k_C и k_L составил 2,96 и 2,12 раза соответственно. Уменьшение s_3 дало рост k_2 в 3,6 и 6,9 раза для наборов 1–5 и 6–10 соответственно. Отметим, что k_1 , наоборот, уменьшился в 1,2 раза для всех наборов.

На основе таблицы 3.7 можно сделать следующие основные выводы. Интерес для минимизации площади, которую занимает виток, представляют наборы 5 и 9. Для них общее расстояние между сигнальными проводниками витка составит 500 и 700 мкм соответственно. Из анализа коэффициентов k_C и k_L видно, что выбор набора 5 обеспечивает меньшие значения коэффициентов при меньшем общем расстоянии между проводниками основного витка. Выбор набора 5 обеспечивает уменьшение общей ширины на 2,5 мм на каждый виток меандра, а набора 9 – на 2,3 мм. Тогда при $N=19$ выбор набора 5 обеспечит уменьшение ширины устройства на 45 мм, а выбор набора 9 – на 41,4 мм. Надо отметить, что выбор набора 10 избыточен: несмотря на то, что он даёт минимум расстояния между полувитками меандра (300 мкм), он также даёт наибольшие значения всех коэффициентов. Таким образом, выбор наборов 5 и 9 существенно (почти вдвое) уменьшит ширину устройства при исходной длительности воздействия.

Для 10 наборов параметров вычислены формы напряжения на выходе исходного и модифицированного витков при $N=2$, 19 полувитков (в узле V2 схем на рисунках 3.1 и 3.12). Длина сигнального проводника, обеспечивающая выполнение условия (1.4) составила 2650,6 мм. Сопротивление источника и нагрузки приняты $R=50$ Ом. В качестве воздействия принят импульс в форме трапеции с $E=1$ В и общей длительностью 1 нс.

Выполнено моделирование без учета потерь в проводниках и диэлектрике. На рисунке 3.13 приведен пример форм напряжения, полученных в TUSUR.EMC для набора параметров 1. Видно, что для каждого из рассмотренных случаев на выходе исходное воздействие представлено 3 составляющими: перекрестной помехой, импульсами четной и нечетной мод. С ростом N форма перекрестной помехи не меняется, поскольку она начинает распространяться одновременно с началом распространения воздействия по витку. На спад быстрой и фронт медленной мод накладываются отражения. Также видно, что с ростом N до 19, амплитуда отраженных составляющих уменьшается, но растёт их число из-за роста числа стыков полувитков.

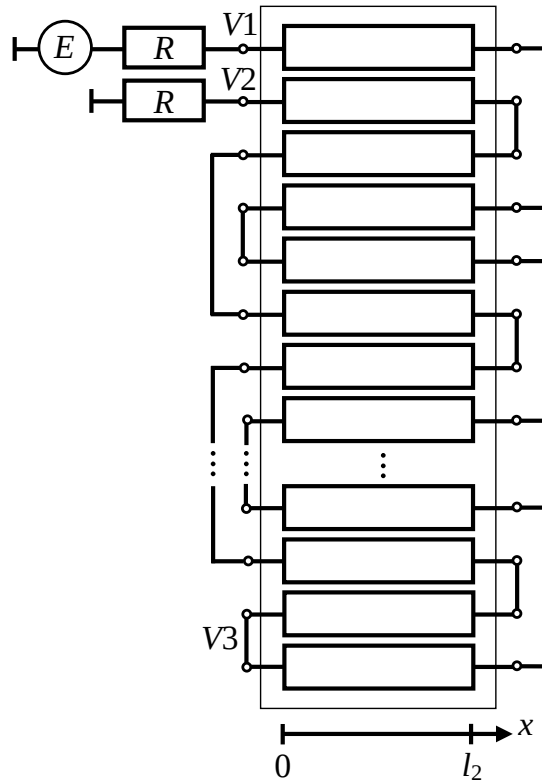


Рисунок 3.12 – Схема соединения витка МЛ, свернутого в меандр из произвольного числа полувитков

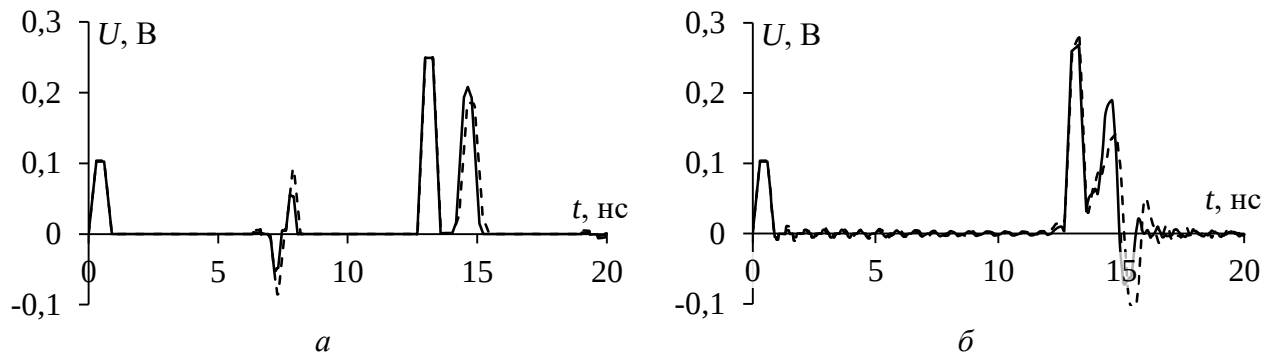


Рисунок 3.13 – Формы напряжения на выходе исходного (---) и модифицированного (—) витков при $N=2$ (а), 19 (б) для набора параметров 1

Из сравнения откликов исходного и модифицированного витков видно, что добавление заземленного проводника уменьшает уровень отраженных разнополярных импульсов. Поскольку ослабление СКИ определяет уровень быстрой моды, то рост N до 19 уменьшает его в обоих случаях. Амплитуда выходного напряжения для исходного витка при $N=19$ возросла на 29 мВ, а для модифицированного – на 19 мВ.

Затем оценено влияние потерь на амплитуду напряжения на выходе модифицированного витка при $N=19$. Для этого вычислены матрицы погонных сопротивлений (**R**) и проводимостей (**G**). При вычислении **R** учтены скин-

эффект, эффект близости и потери в плоскости земли [245]. Вычисление G выполнено при $\tan\delta=0,003$ на частоте 1 ГГц. Амплитуды напряжения на выходе модифицированного витка для всех наборов параметров, полученные без учета и с учетом потерь, приведены в таблице 3.8. Из нее видно, что амплитуда уменьшается в среднем на 5–10% (для набора 8 уменьшение достигает 17%). Для наборов 4, 5 и 9, 10 амплитуда возрастает из-за практически полного наложения составляющих мод. Для минимизации амплитуды предпочтительны наборы 1–3 и 6–8, поскольку дают близкое ослабление. Они позволяют уменьшить общую ширину витка на 5,4, 16,2 и 27 мм и 9, 19,8 и 30,6 мм соответственно.

Таблицу 3.8 – Амплитуда (мВ) напряжения на выходе модифицированного витка без учета и с учетом потерь

№ набора	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Без потерь	267	259	266	291	353	275	263	275	353	359
С потерями	241	244	251	269	315	242	247	259	292	321
δ , %	9,7	5,8	5,6	7,6	10,8	12	6,1	5,8	17,3	10,6

3.2.2.2 Электродинамическое моделирование витка МЛ

Выполнено полноволновое моделирование формы напряжения на выходе модифицированного витка МЛ с учетом и без учета влияния потерь при $N=19$ для наборов 1–3 и 6–8. При полноволновом анализе строится трехмерная модель витка, что даёт возможность учесть длину перемычек (скруглений) меандра при изменении w_2 и s_3 . Полученные формы напряжения на выходе витка, вместе с формами для квазистатического моделирования, попарно (для равных s_3 , но разных w_2) приведены на рисунках 3.14–3.16. Для всех наборов параметров обеспечена общая длина сигнального проводника $l=2650,6$ мм.

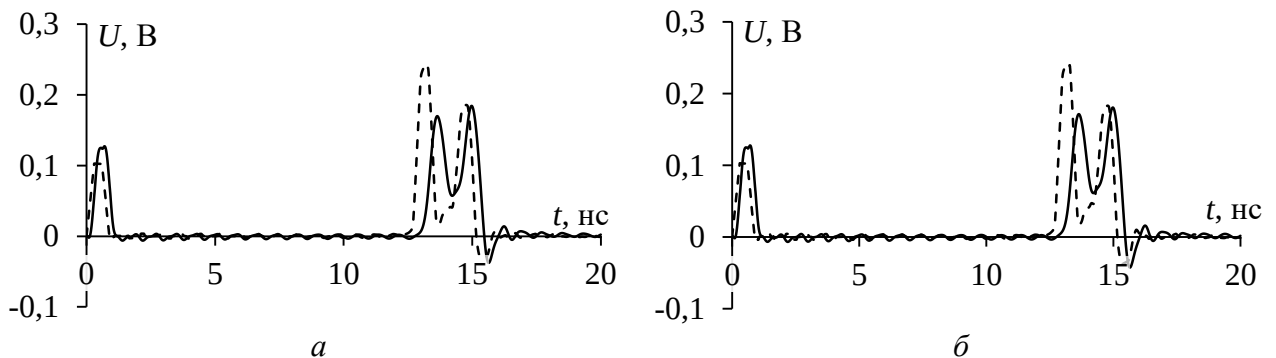


Рисунок 3.14 – Формы напряжения на выходе витка в результате квазистатического (—) и электродинамического (---) моделирования для набора параметров 1 (а) и 6 (б)

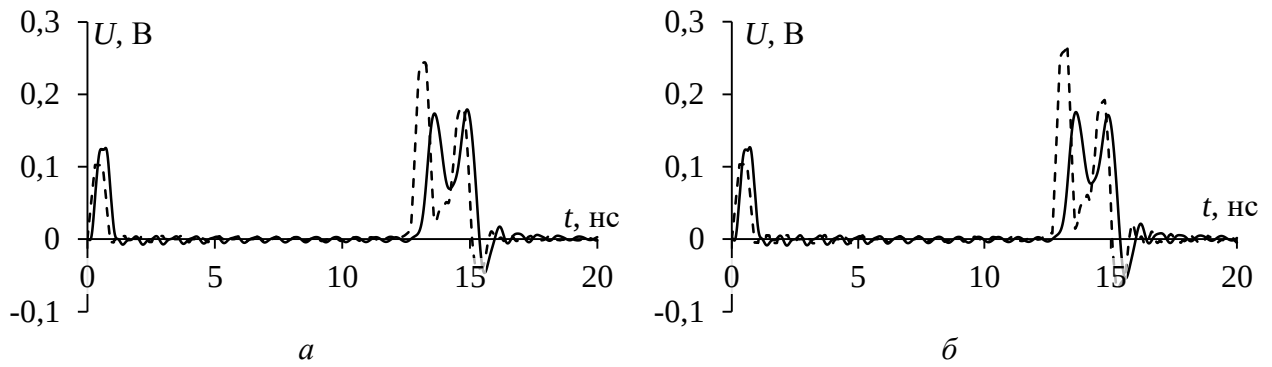


Рисунок 3.15 – Формы напряжения на выходе витка в результате квазистатического (—) и электродинамического (---) моделирования для набора параметров 2 (а) и 7 (б)

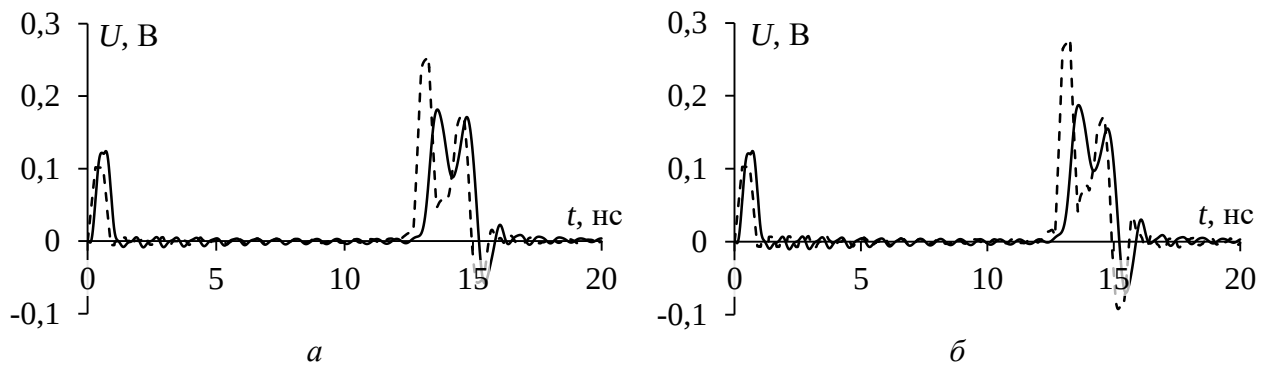


Рисунок 3.16 – Формы напряжения на выходе витка в результате квазистатического (—) и электродинамического (---) моделирования для набора параметров 3 (а) и 8 (б)

Из рисунков 3.14–3.16 видно, что амплитуда перекрестной помехи при электродинамическом моделировании оказалась выше в среднем на 15–20%. Различие однозначно объяснить сложно, поскольку составляющая перекрестной помехи не распространяется по витку, а потери и дисперсия почти не влияют на нее. Одной из причин может быть различная трактовка портов. Амплитуды составляющих мод при электродинамическом моделировании оказались ниже. Потери при электродинамическом моделировании больше влияют на быструю моду, а при квазистатическом – медленную. Отметим, что при квазистатическом моделировании быстрая мода определяет ослабление воздействия на выходе витка. Кроме того, видно, что из-за потерь разность задержек мод уменьшилась, что дало наложение этих составляющих отклика. Влияние на её уменьшение оказало затягивание фронта и спада составляющих из-за потерь. Таким образом, в результате полноволнового моделирования выявлено более существенное ослабление из-за влияния потерь, дисперсии и отражений, а также учета высших типов волн при моделировании.

Для оценки ослабления в таблицу 3.9 сведены амплитуды напряжения на выходе витка для рассмотренных наборов параметров при моделировании разными подходами. Видно, что результаты моделирования отличаются (в пределах 30%), а амплитуда напряжения для наборов 1–3 и 6–8 не превышает 187 мВ (ослабление около 3 раз).

Таблица 3.9 – Амплитуда (мВ) напряжения на выходе витка для разных наборов параметров при моделировании разными подходами

№ набора	1	2	3	6	7	8
Квазистатический	241	244	251	242	247	259
Электродинамический	184	179	181	181	175	187

Таким образом, результаты полноволнового моделирования подтвердили выявленные при квазистатическом моделировании закономерности подавления импульсного воздействия, а также выявили оптимальные наборы параметров. Любой из рассмотренных наборов позволяет уменьшить площадь витка на плате с сохранением ослабления импульсного воздействия. Предпочтительны наборы 6–8, поскольку при близком ослаблении, они обеспечивают меньшую ширину прототипа. Её максимальное уменьшение на 30,6 мм при $N=19$ (45% от исходной ширины 67,3 мм) даёт набор 8.

3.2.2.3 Прототипирование и измерение характеристик витка МЛ

Для экспериментального исследования исходного и модифицированного витков изготовлены их прототипы (рисунок 3.17). В качестве основы прототипа использован FSD1020T с $h=508$ мкм ($t=18$ мкм), $\varepsilon_r=10,2\pm 0,35$ и $\tan\delta=0,0023$. Его выбор при $w=300$ мкм и $s_1=200$ мкм увеличивает разность погонных задержек в 2,3 раза по сравнению с результатами моделирования и улучшает согласование с трактом 50 Ом. Длина сигнального проводника при этом составила 2505 мм.

На основе ранее выполненного исследования и оптимизации приняты следующие параметры заземленных проводников модифицированного витка на том же основании: $w_2=300$ мкм, $s_3=900$ мкм. Добавление дополнительных проводников уменьшило k между полувитками меандра в 1,6 раза и позволило увеличить длину сигнального проводника на той же площади до $l=3257$ мм. Изготовленные прототипы показаны на рисунке 3.18.

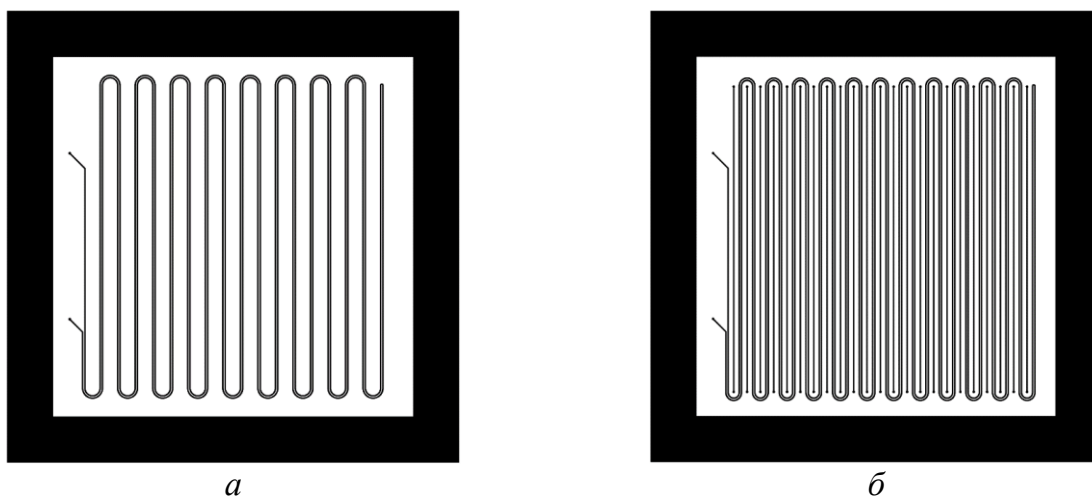


Рисунок 3.17 – Модели прототипов исходного (а) и модифицированного (б) витков

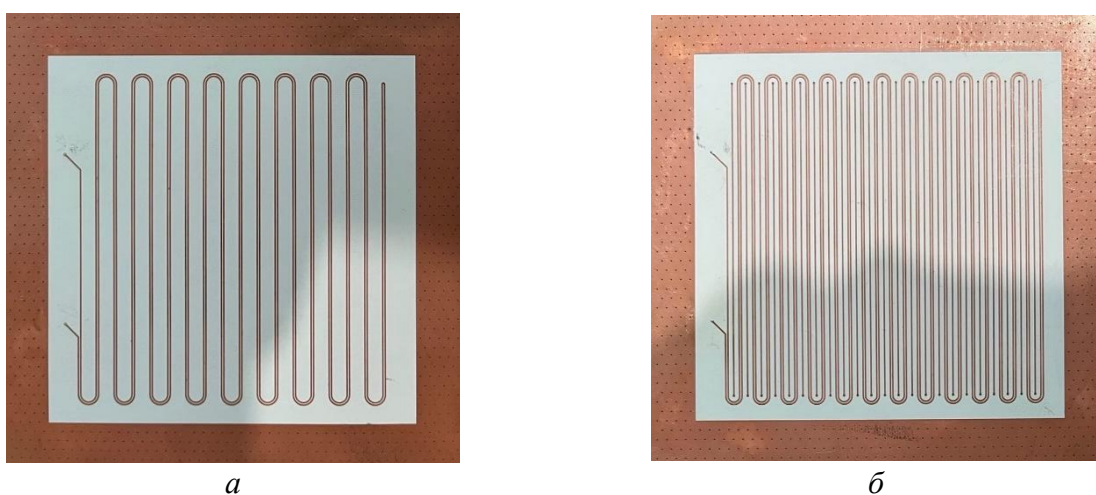


Рисунок 3.18 – Прототипы исходного (а) и модифицированного (б) витков

S-параметры прототипов в частотной области измерены векторным анализатором цепей (ВАЦ) E50771 C компании Agilent Technologies. Вид и схема измерительной установки показана на рисунке 3.19. Перед измерениями выполнена TOSM-калибровка ВАЦ (Through – перемычка между портами, Open – нагрузка холостого хода, Short – нагрузка короткого замыкания, Match – согласованная нагрузка). Для включения прототипов в тракт использованы коаксиально-микрополосковые переходы с вносимым затуханием не более 0,5 дБ в диапазоне до 20 ГГц.

Результаты измерений сохраняются в формате .s2p и содержат значения, определяющие отношение спектральных переменных каждого порта. Их импорт в ПО ADS позволяет выполнить анализ временного отклика на воздействие произвольной формы, если его спектр лежит в диапазоне частот измерений (рисунок 3.20).

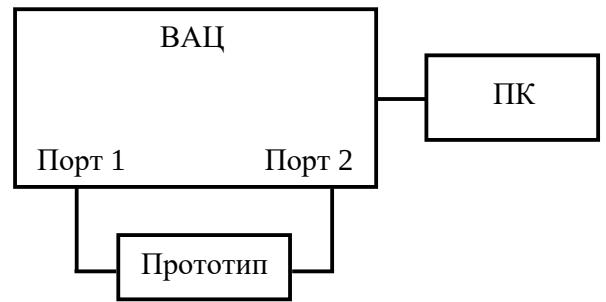
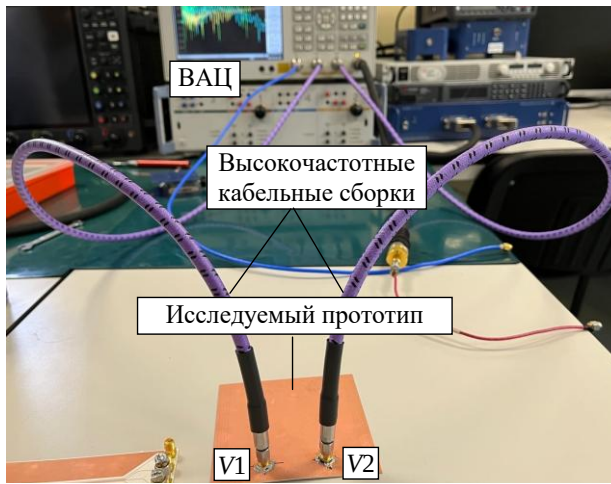


Рисунок 3.19 – Вид (а) и схема (б) экспериментальной установки для измерения S -параметров изготовленных прототипов

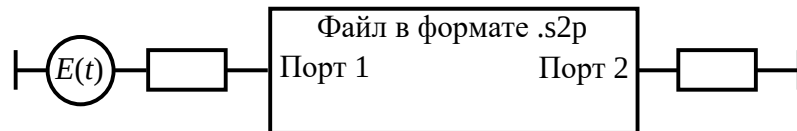


Рисунок 3.20 – Схема анализа прототипов во временной области в ПО ADS

На рисунке 3.21 представлены измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипов и полученные электродинамическим моделированием их моделей.

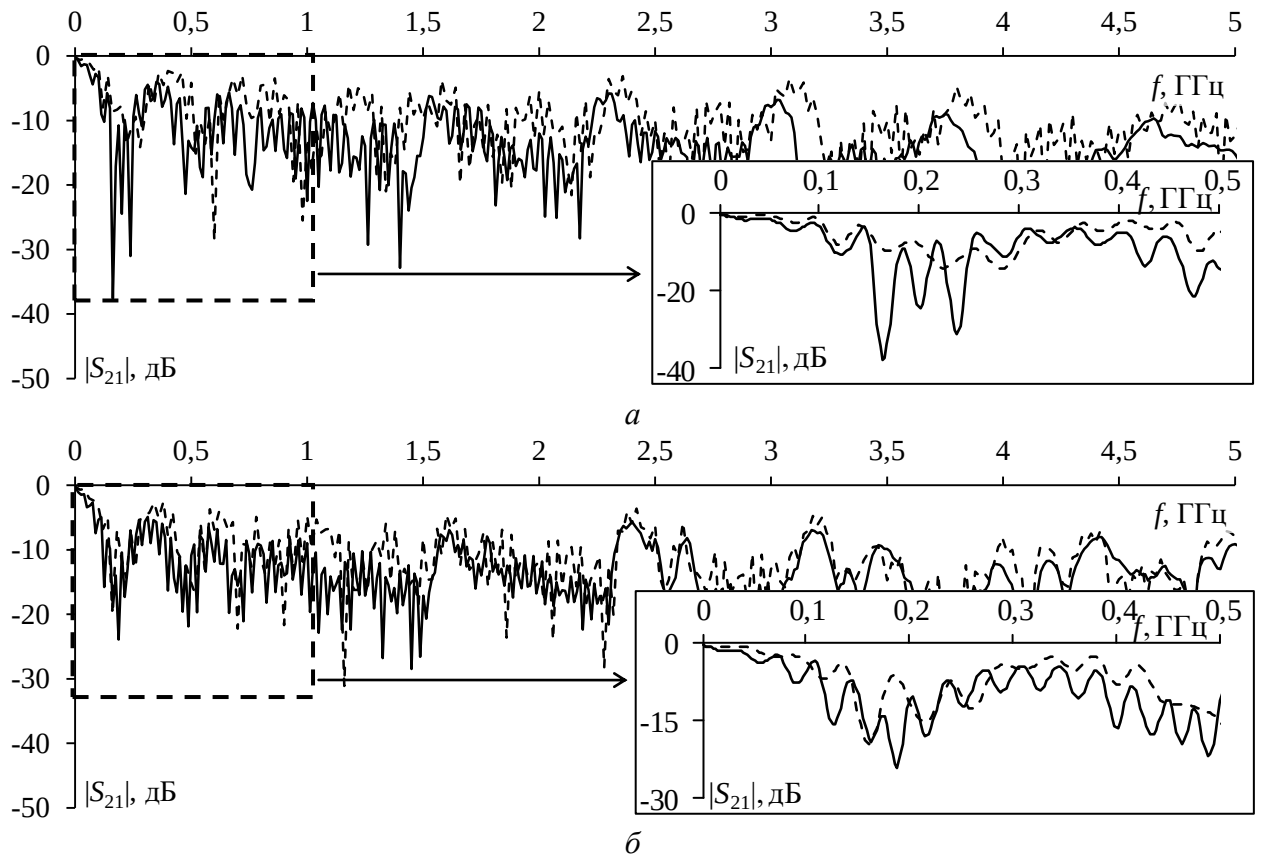


Рисунок 3.21 – Измеренные (—) и вычисленные (---) частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипов исходного (а) и модифицированного (б) витков

Отметим хорошую согласованность зависимостей на рисунке 3.21 по их характеру, который представлен множеством максимумов и минимумов. Наблюдаются количественные отличия зависимостей на рисунке 3.21 по амплитуде максимумов и минимумов, особенно в высокочастотной области. Различие результатов моделирования и измерений вызвано неидеальностью изготовления прототипов, пайки соединителей и отражениями из-за частичного рассогласования. Полоса пропускания прототипа исходного витка составила 62,7 и 120 МГц по результатам измерений и моделирования соответственно (рисунок 3.21а). Модификация за счёт дополнительных проводников приводит к росту числа резонансов из-за отражений, что уменьшает полосу до 50 и 100 МГц при измерениях и моделировании соответственно. Это является препятствием для применения модифицированного прототипа на практике.

Несмотря на это, можно говорить о приемлемом совпадении результатов моделирования и измерений. Для доказательства этого выполнен FSV-анализ, описанный в п. 1.5.4 [223]. Гистограммы глобальной меры различий (GDM) результатов моделирования и измерений приведены на рисунке 3.22.

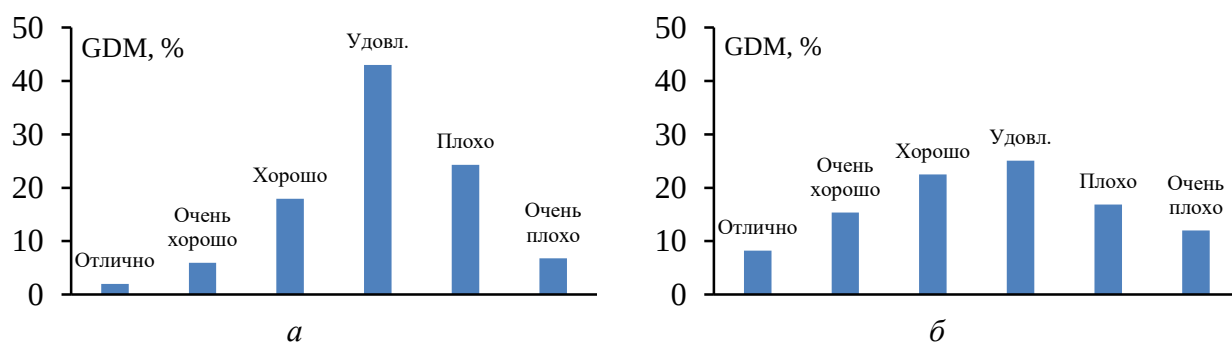


Рисунок 3.22 – Гистограммы согласованности результатов измерений и моделирования $|S_{21}|$ для прототипов исходного (а) и модифицированного (б) витков, полученные методом FSV

Гистограммы на рисунке 3.22 подтверждают сделанные ранее выводы о приемлемой согласованности результатов моделирования и измерений. Число значений категории «плохо» для прототипа исходного витка не превышает 25% («очень плохо» – 6,77%), но «удовлетворительно» – довольно велико (до 43%). Число категорий «хорошо», «очень хорошо» и «отлично» составило лишь 27%. Согласованность для модифицированного витка выше: общее число значений категории «хорошо», «очень хорошо» и «отлично» составило 46%.

Затем выполнен анализ прототипов во временной области по схеме на рисунке 3.20. На основе измеренных частотных зависимостей S -параметров прототипов вычислены формы напряжения на выходе прототипов. Также они получены электродинамическим анализом. Воздействовал импульс в форме трапеции с $E=1$ В и $t_{\Sigma}=900$ пс. Полученные формы напряжения на выходе прототипов показаны на рисунке 3.23.

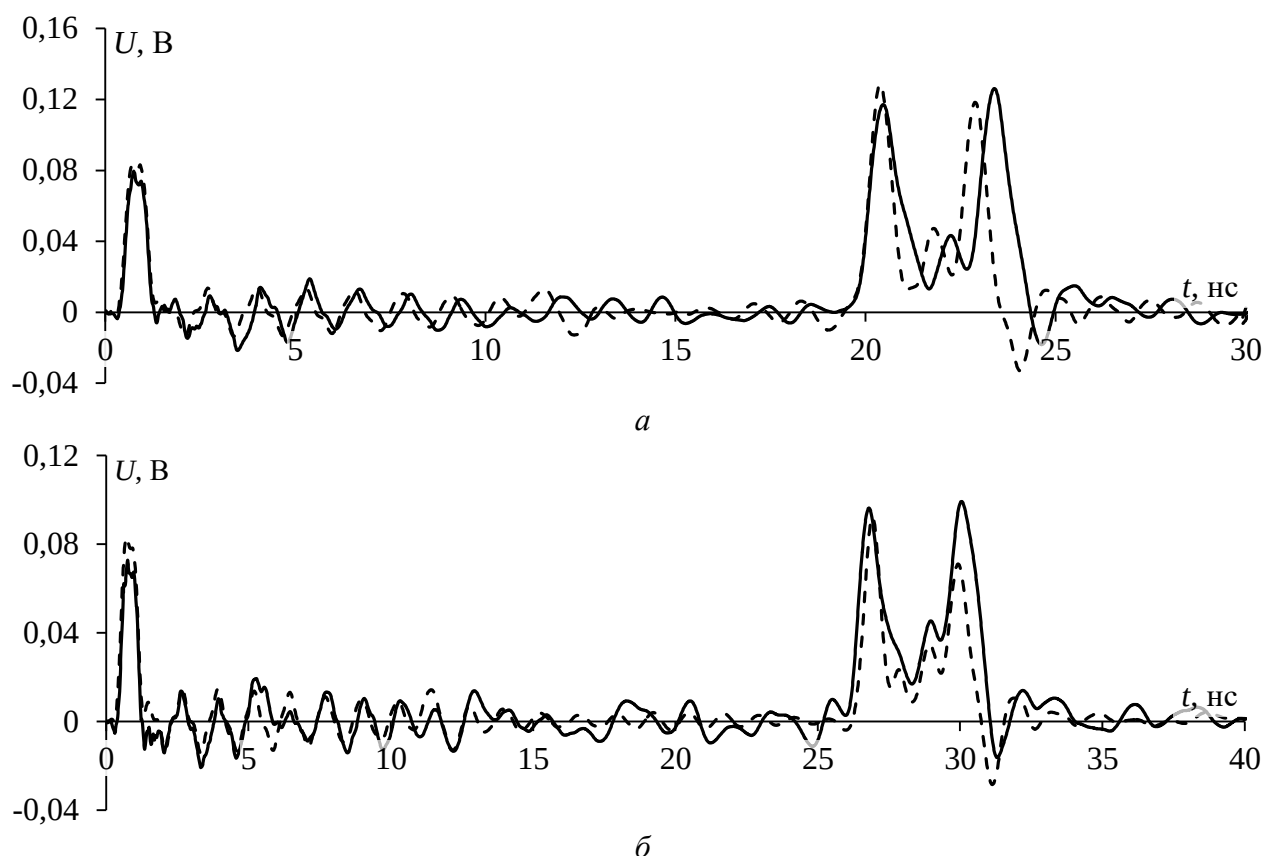


Рисунок 3.23 – Измеренные (—) и вычисленные (- - -) формы напряжения на выходе прототипов исходного (а) и модифицированного (б) витков при воздействии импульсом в виде трапеции

Прежде всего, следует отметить согласованность результатов измерения и моделирования. Из форм напряжения на рисунке 3.23 видно, что на выходе прототипов воздействие раскладывается на последовательность из 3 основных составляющих меньшей амплитуды. Между составляющими мод наблюдается импульс, который является результатом наложения отраженных составляющих на фронт и спад импульсов мод, что повышает его амплитуду. Между составляющими перекрестной помехи и нечётной моды приходят отражения из-за сворачивания витка в меандр. Из-за влияния потерь более поздние отраженные составляющие (а также составляющие мод) имеют сглаженную

форму. Ослабление на выходе обоих прототипов определяет чётная мода. Для исходного витка оно составило 4 раза, а модифицированного – 5 раз. Таким образом, дополнительные заземленные проводники увеличили ослабление в 1,26 раза. Надо отметить, что рост общей длины сигнального проводника прототипа модифицированного витка также дал рост задержки составляющих мод и влияния потерь, хотя они и малы для выбранной подложки прототипа. Однако это влияние нужно учитывать на практике. Для более детального сравнения вычислены и сведены в таблицу 3.10 N -нормы воздействия на входе (половина э.д.с.) и выходе прототипов (только по результатам измерений).

Таблица 3.10 – Вычисленные N -нормы при импульсном воздействии

Источник данных	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
Входное воздействие	0,500	1,83	3	3	11,2
Исходный виток	0,126	0,403	3,16	4,50	4,96
Модифицированный виток	0,099	0,330	2,98	4,82	4,50

Результаты таблицы 3.10 подтверждают сделанные ранее выводы. Видно, что норм N_1 по сравнению с воздействием на входе уменьшилась в 3,97 и 5 раз на выходе исходного и модифицированного витков соответственно. Уменьшение N_2 также весьма существенно: 4,5 и 5,5 раза. Для модифицированного витка это обусловлено более выраженным сглаживанием составляющих потерями из-за более позднего прихода составляющих. Рост норм N_3 и N_4 вызван ростом числа отражений и сглаживанием форм составляющих из-за потерь, которые привели к росту их длительности и наложению. Наложение составляющих привело и к слабому уменьшению нормы N_5 . Полученные результаты позволяют утверждать, что добавление дополнительных проводников обеспечивает уменьшение размеров витка на плате с сохранением защитных характеристик, либо увеличение длины устройства на заданной площади.

Для анализа распространения других форм воздействия дополнительно оценено ослабление на выходе прототипов затухающей синусоиды с частотой $f=1$ ГГц и коэффициентом затухания $\beta=10^9$ [39]. Полученные из измеренных S -параметров и вычисленные формы напряжения показаны на рисунке 3.24. Видно, что формы напряжения, полученные разными методами, хорошо

согласуются и также представлены 3 основными составляющими. Из-за большей длительности воздействия влияние отраженных составляющих меньше выражено. Ослабление определяется уровнем перекрестной помехи. Поэтому получено одинаковое ослабление на выходе прототипов (7,15 раза). Между тем ослабление основных составляющих в среднем выше в 1,5 раза в прототипе модифицированного витка.

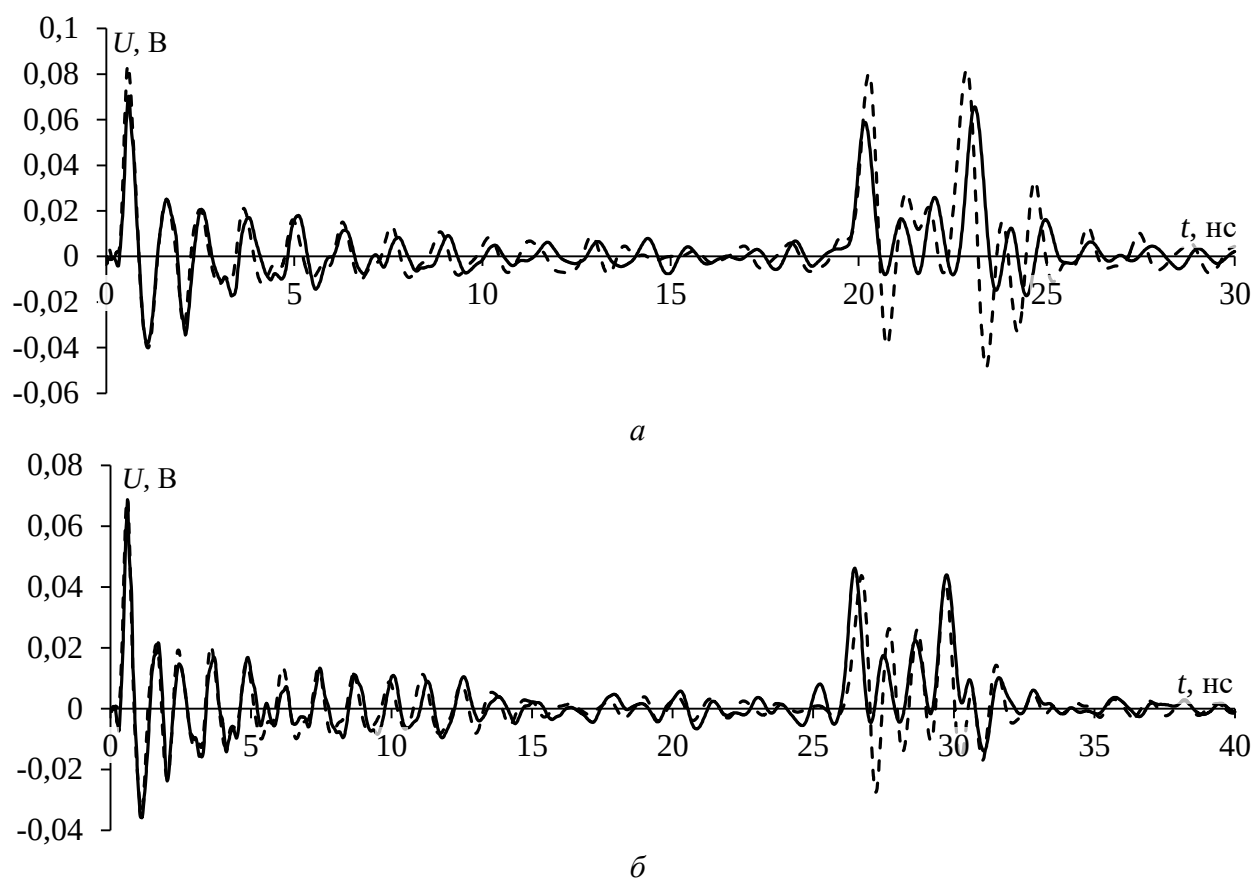


Рисунок 3.24 – Измеренные (—) и вычисленные (- - -) формы напряжения на выходе прототипов исходного (а) и модифицированного (б) витков при воздействии затухающей синусоиды

Затем оценивалась целостность цифрового сигнала при прохождении по прототипам. По измеренным зависимостям S -параметров построены глазковые диаграммы для исходного и модифицированного витков при распространении псевдослучайной двоичной битовой последовательности со скоростями 50, 100 и 150 Мбит/с. На рисунке 3.25 представлен трёхмерный температурный вид глазковых диаграмм. Они автоматически центрируются и отображаются на $2T$ по горизонтальной оси. Более частые пересечения характеризуются красным цветом, а более редкие – зеленым. Для сравнения оценены контуры вероятности

возникновения постоянной ошибки (наложенный BER-контур). Из рисунка 3.25 видно, что результаты разных методов, согласуются, но с различиями как по времени, так и амплитуде. Между тем даже при скорости 150 Мбит/с «глаз» остается открытым, что говорит о низкой вероятности возникновения битовых ошибок. Количественные оценки параметров диаграмм сведены в таблицу 3.11.

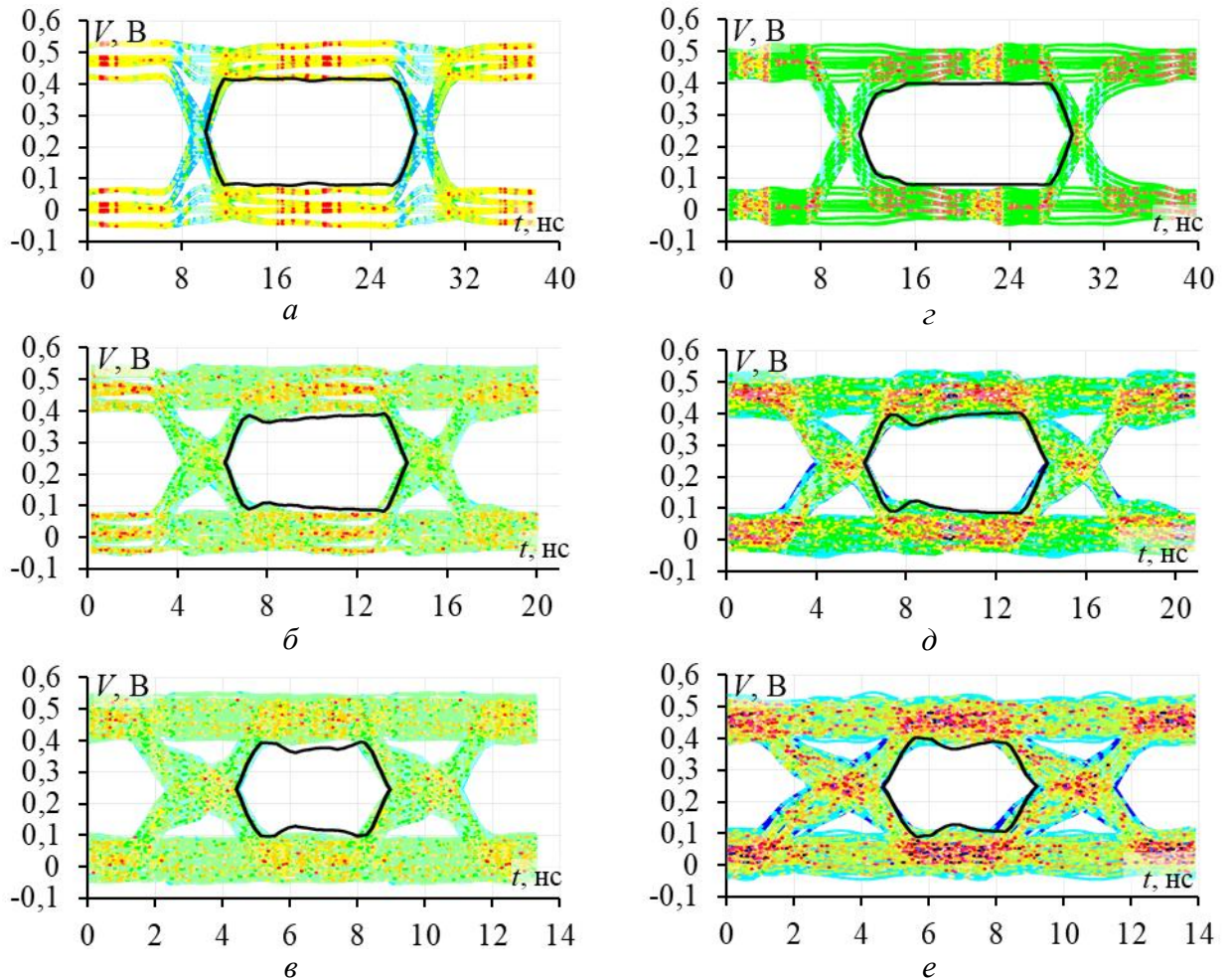


Рисунок 3.25 – Глазковые диаграммы, полученные для прототипов исходного (а–в) и модифицированного (г–е) витков по измеренным S-параметрам и с BER-контурами (—) при скоростях 50, 100 и 150 Мбит/с

Таблица 3.11 – Параметры цифрового сигнала на выходе исходного (Исх.) и модифицированного (Модиф.) прототипов

Скорость, Мбит/с	50		100		150	
Прототип	Исх.	Модиф.	Исх.	Модиф.	Исх.	Модиф.
Высота «глаза», мВ	341	341	310	265	279	263
Ширина «глаза», нс	18,8	18,5	8	7,88	4,55	4,52
Отношение сигнал/шум	6,3	8,5	5,89	6,62	5,96	5,93
Джиттер, пс	538	390	614,6	512,3	618,4	522,2

Из сравнения результатов в таблице 3.11 также следует, что оба прототипа обеспечивают приемлемую передачу цифрового сигнала при всех скоростях.

Наилучшая передача наблюдается при скорости 10 Мб/с. Её рост уменьшает раскрыв «глаза» и соотношение сигнал/шум, а также увеличивает джиттер. При 100 и 150 Мб/с отношения сигнал/шум и джиттеры для обоих прототипов близки.

Таким образом, на примере двух рассмотренных здесь форм воздействия показано, что дополнительные заземленные проводники дают рост ослабления в 1,26 раза для импульсного воздействия и до 1,5 раза – для гармонического (по сравнению с исходным витком). Дополнительные проводники слабо влияют на целостность цифрового сигнала: на выходе модифицированного витка раскрыв «глаза» незначительно уменьшается (даже при скорости 150 Мбит/с), но растёт отношение сигнал/шум. Результаты показали применимость дополнительных проводников для уменьшения площади витка с сохранением ослабления или увеличения его длины на исходной площади.

3.3 Влияние дополнительных опорных проводников

на эффективность модального разложения в линиях с лицевой связью

3.3.1 Предварительное сравнение конфигураций поперечного сечения

Анализировалось влияние числа опорных проводников связанной линии на эффективность модального разложения в линии с лицевой связью [237]. Для оценки характеристик конфигураций линии с лицевой связью рассмотрены 4 конфигурации (далее конфигурации 1–4 по мере роста числа опорных проводников) (рисунок 3.26).

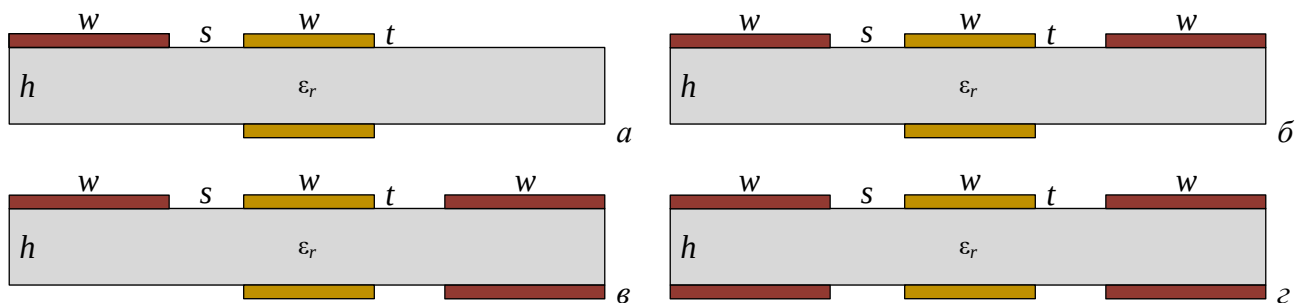


Рисунок 3.26 – Поперечные сечения линии с лицевой связью с 1 (а), 2 (б), 3 (в) и 4 (г) опорными проводниками

Конфигурации 1–3 асимметричны, а 4 – симметрична. Сравнение было при одинаковых параметрах поперечного сечения. Использован материал с

разной толщиной диэлектрической основы $h=500$ и 1000 мкм ($t=35$ мкм, $\epsilon_r=10,2$). Приняты 2 набора параметров сигнальных и опорных проводников: $w=100$, 300 мкм ($s=w$). Сначала вычислены матрицы **L** и **C** структур из рисунка 3.26, а из них – $\Delta\tau$, Z_0 , k и n (таблица 3.12).

Таблица 3.12 – Характеристики конфигураций 1–4 при разных параметрах поперечного сечения

w , мкм	100				300			
Конфигурация	1	2	3	4	1	2	3	4
	$h=500$ мкм							
$\Delta\tau$, нс/м	1,047	0,943	0,515	0,347	1,667	1,404	1,278	1,207
Z_0 , Ом	104,33	79,22	62,13	54,46	86,18	64,71	58,99	55,02
k	0,444	0,224	0,126	0,074	0,612	0,405	0,343	0,293
n	1,264	1,395	1,126	1	1,057	1,089	1,037	1
	$h=1000$ мкм							
$\Delta\tau$, нс/м	0,491	0,444	0,237	0,161	1,172	0,999	0,675	0,511
Z_0 , Ом	124,06	95,53	65,79	56,04	100,61	76,17	64,56	58,19
k	0,378	0,176	0,078	0,040	0,501	0,278	0,185	0,126
n	1,455	1,665	1,167	1	1,152	1,230	1,085	1

Результаты в таблице 3.12 не дают однозначного выбора конфигурации, обеспечивающей оптимальность одновременно всех её характеристик. Для роста длительности воздействия, примечательна структура 1 с $w=300$ мкм и $h=500$ мкм, поскольку она даёт максимум $\Delta\tau$, а значит меньшую l для разложения заданного воздействия. Она также даёт максимум $k=0,612$, но не обеспечивает согласование с трактом 50 Ом. Для согласования предпочтительна структура 4, причём при $w=100$ мкм и $h=500$ мкм согласование лучше (отклонение Z_0 от 50 Ом не более 9%). Для усиления асимметрии (рост n) предпочтительнее структура 2 при $w=100$ мкм и $h=1000$ мкм. Однако она даёт довольно малый k , а также не обеспечивает согласование с трактом. Рост w для всех конфигураций даёт рост $\Delta\tau$ и k и уменьшение Z_0 и n , что согласуется с теорией. При этом рост h имеет обратный характер – уменьшает $\Delta\tau$ и k , но увеличивает Z_0 и n , что также согласуется с физическими принципами. Для структуры 4 $n=1$ не зависимо от параметров, поскольку она симметрична и в ней не распространяется дополнительная составляющая. Таким образом, результаты анализа не позволяют однозначно выбрать оптимальную конфигурацию, поэтому нужно дополнительное сравнение на основе временных откликов.

Вычислен временной отклик на выходе витка МЛ (узел V2 на рисунке 3.1). Сопротивления R на концах витка приняты по 50 Ом. Воздействовал СКИ в форме трапеции с э.д.с. источника $E=1$ В и общей длительностью $t_{\Sigma}=900$ пс. На рисунке 3.27 приведены формы напряжения, полученные на выходе линии с конфигурацией 1. Из рисунка 3.27а видно для каждой w разложение СКИ на 4 составляющие. Их амплитуды (кроме комбинационной составляющей) выше при $w=300$ мкм. На это влияют отражения на входе (которые зависят от Z_0) и коэффициенты k и n . Основное влияние на уровень первой составляющей (которая наводится на выход) оказывает k , который при $w=300$ мкм выше. Уровень дополнительной составляющей определяет n (при $w=300$ мкм близок к 1). При $h=1000$ мкм и $w=100$ мкм отклик состоит из 3 составляющих, поскольку Δt мала и не обеспечивает полного разложения СКИ (составляющие практически накладываются). Ослабление при $w=100$ мкм выше.

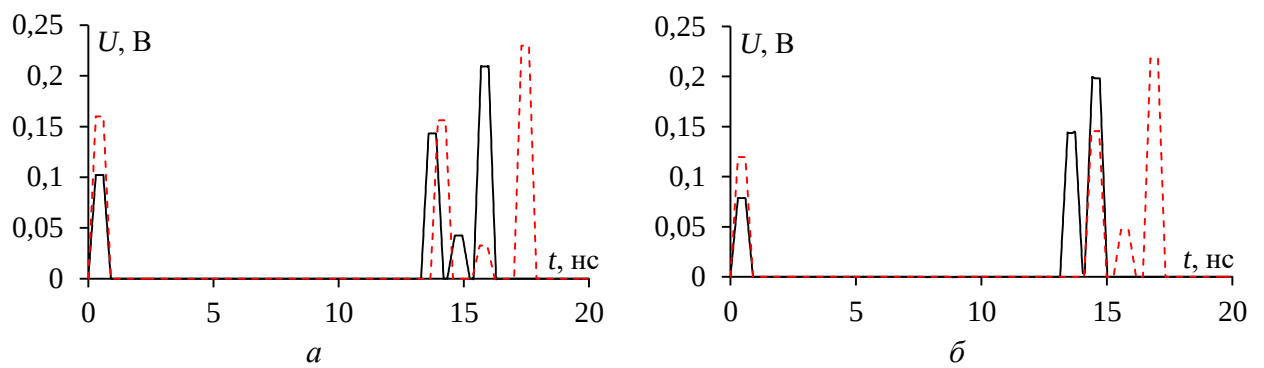


Рисунок 3.27 – Формы напряжения в узле V2 витка на основе структуры 1 при $h=500$ (а), 1000 (б) мкм для $w=100$ (—), 300 (---) мкм

На рисунке 3.28 представлены формы напряжения на выходе линии с конфигурацией 2. Из рисунка 3.28а видно, что в обоих случаях при $h=500$ мкм на выход приходят 4 составляющие. Для разных w их амплитуды близки, но ослабление выше при $w=100$ мкм. На рисунке 3.28б наблюдается лишь частичное разложение воздействия на составляющие из-за недостаточной Δt при $w=100$ мкм. Из-за этого ослабление оказалось выше при $w=300$ мкм.

На рисунке 3.29 представлены формы напряжения на выходе линии с конфигурацией 3. Из рисунка 3.29а видно, что уровни составляющих для разных w близки, хотя при $w=100$ мкм они частично наложены друг на друга (между импульсами ступенька). Из рисунка 3.29б видно, что при $w=100$ мкм

воздействие лишь частично раскладывается на составляющие из-за малой Δt , поэтому уровень напряжения на выходе витка существенно выше.

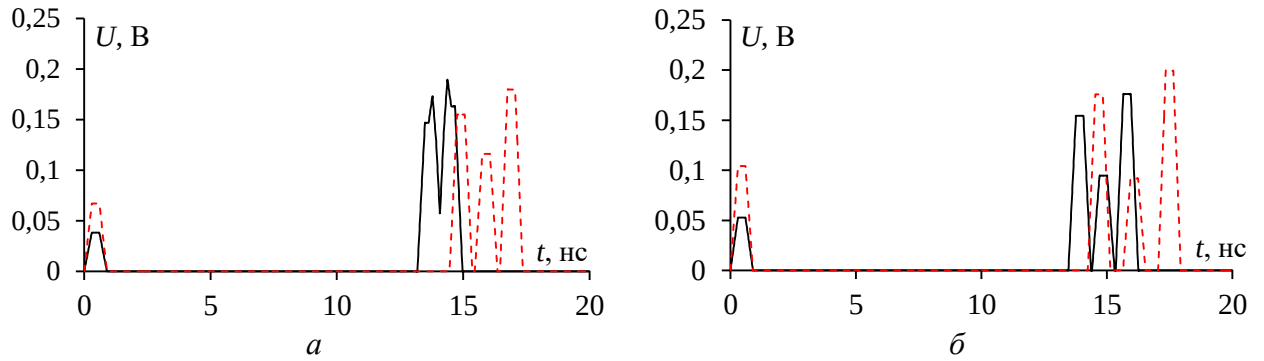


Рисунок 3.28 – Формы напряжения в узле V2 витка на основе структуры 2 при $h=500$ (а), 1000 (б) мкм для $w=100$ (—), 300 (---) мкм

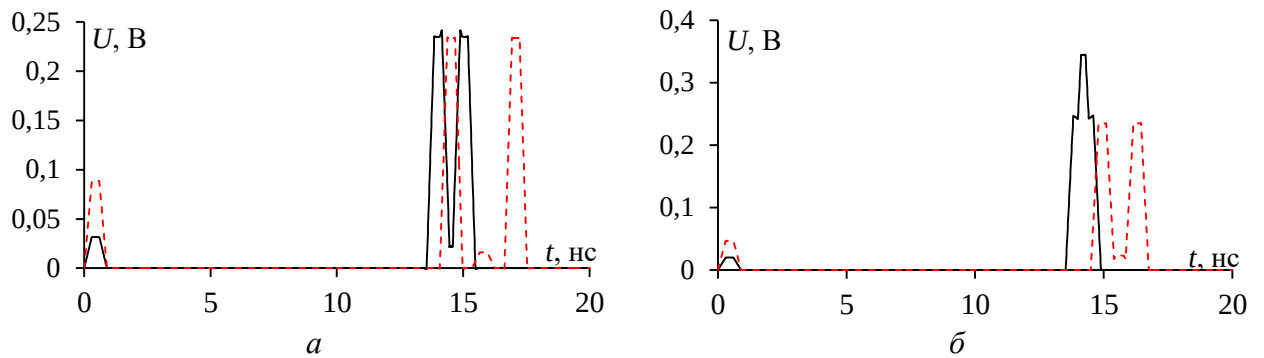


Рисунок 3.29 – Формы напряжения в узле V2 витка на основе структуры 3 при $h=500$ (а), 1000 (б) мкм для $w=100$ (—), 300 (---) мкм

На рисунке 3.30 представлены формы напряжения на выходе линии с конфигурацией 4. Поскольку её поперечное сечение симметрично, отклик при полном разложении состоит из 3 импульсов. Полное разложение происходит только при $w=300$ мкм для каждой h (рисунок 3.30). При $h=500$ мкм и $w=100$ мкм составляющие частично наложены, поэтому уровни напряжения на выходе при $w=100$ и 300 мкм близки. При $h=1000$ мкм и $w=100$ мкм разложения на составляющие нет, а уровень напряжения на входе и выходе сопоставим.

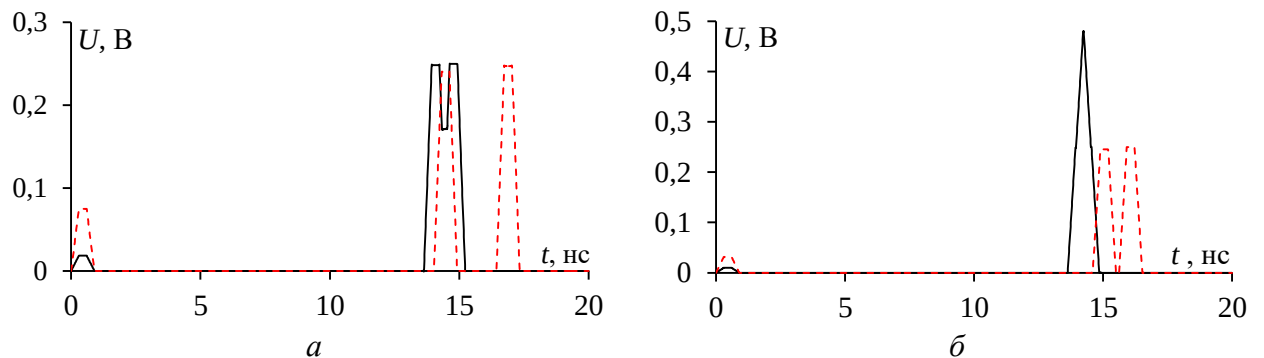


Рисунок 3.30 – Формы напряжения в узле V2 витка на основе структуры 4 при $h=500$ (а), 1000 (б) мкм для $w=100$ (—), 300 (---) мкм

В итоге, чем больше w , тем выше амплитуда наведенной составляющей (независимо от h). Она не распространяется по витку, а сразу наводится на его выход. Поэтому искажения из-за отражений не оказывают на неё влияния, а её амплитуду определяет только k .

Поскольку разложение воздействия на составляющие обеспечивается не во всех конфигурациях, то оценка уровня каждой их составляющих для разных конфигураций при разных параметрах нецелесообразна. Поэтому в таблицу 3.13 сведены лишь максимальные уровни выходного напряжения.

Таблица 3.13 – Максимальный уровень напряжения (мВ)
на выходе витка МЛ на основе конфигураций 1–4

w , мкм	100				300			
конфигурация	1	2	3	4	1	2	3	4
$h=500$ мкм	209,8	176,5	241,6	250,3	229,6	199,6	234,5	250,2
$h=1000$ мкм	227,7	189,8	345,5	480,4	218,1	180,1	235,3	248

Из таблицы 3.13 видно, что минимум напряжения 176,5 мВ на выходе витка с конфигурацией 2 при $w=100$ мкм и $h=500$ мкм. Близок к нему уровень 180,1 мВ для конфигурации 2, но при $w=300$ мкм и $h=1000$ мкм, поскольку их характеристики близки для этих наборов. Максимум 480,4 мВ получен для структуры 4 при $w=100$ мкм и $h=1000$ мкм. Уровень для асимметричных структур во всех случаях ниже, чем для симметричной, что вызвано наличием комбинационной составляющей отклика. Таким образом, для минимизации уровня напряжения на выходе витка при одинаковых параметрах поперечного сечения оптимальна конфигурация 2. Отметим, что выбранная длина витка l ограничивает разложение на составляющие в конфигурациях с малой Δt . С ростом l разложение будет для всех конфигураций. Кроме того, для нескольких конфигураций ослабление определяет амплитуда одной из составляющих отклика, поскольку наборы их параметров, принятые здесь, не являются оптимальными. Для роста ослабления нужно равенство уровней составляющих разложения (это достигается за счёт оптимизации).

Таким образом, результаты выявили оптимальную конфигурацию поперечного сечения линии (с двумя опорными проводниками), обеспечивающую модальное разложение при одинаковых параметрах поперечного сечения.

3.3.2 Исследование прототипа витка

с лицевой связью и дополнительными опорными проводниками

Исследованы временные и частотные характеристики витка МЛ с лицевой связью и трассировкой в форме меандра без дополнительных проводников и с ними [240]. На основе исследований п. 3.3.1 для прототипов выбраны конфигурации 1 и 2 (рисунок 3.26а и б). В качестве основы взят FSD1020Т с $h=0,508$ мм ($t=18$ мкм), $\epsilon_r=10,2\pm 0,35$ и $\tan\delta=0,0023$ на частоте $f=10$ ГГц.

Перед прототипированием устройств оценены характеристики ($\Delta\tau$, Z_0 , k и n) при изменении w и s от 200 до 500 мкм (по технологическим возможностям производителей). Результаты сведены в таблицу 3.14.

Таблица 3.14 – Характеристики структур 1 и 2 при изменении w и s

Параметр	Конфигурация 1				Конфигурация 2			
s , мкм	200	300	400	500	200	300	400	500
$w=200$ мкм								
$\Delta\tau$, нс/м	1,082	1,153	1,249	1,354	1,065	1,053	1,085	1,144
Z_0 , Ом	94,35	100,98	106,39	111,09	70,75	76,01	80,31	84,05
k	0,525	0,567	0,600	0,625	0,307	0,360	0,402	0,438
n	1,102	1,061	1,040	1,027	1,152	1,092	1,059	1,041
$w=300$ мкм								
$\Delta\tau$, нс/м	1,387	1,486	1,601	1,718	1,236	1,258	1,319	1,400
Z_0 , Ом	81,71	87,59	92,42	96,62	61,04	65,80	69,71	73,13
k	0,564	0,604	0,636	0,661	0,345	0,399	0,442	0,478
n	1,087	1,053	1,035	1,024	1,136	1,082	1,054	1,037
$w=400$ мкм								
$\Delta\tau$, нс/м	1,624	1,742	1,867	1,989	1,405	1,460	1,544	1,639
Z_0 , Ом	73,52	78,84	83,22	87,03	54,74	59,09	62,68	65,82
k	0,597	0,636	0,665	0,689	0,383	0,437	0,479	0,515
n	1,077	1,047	1,032	1,022	1,12	1,075	1,050	1,035
$w=500$ мкм								
$\Delta\tau$, нс/м	1,826	1,956	2,087	2,213	1,571	1,652	1,751	1,856
Z_0 , Ом	67,56	72,43	76,46	79,97	50,20	54,21	57,53	60,43
k	0,626	0,663	0,691	0,713	0,419	0,472	0,513	0,547
n	1,069	1,043	1,029	1,020	1,112	1,069	1,046	1,032

Для конфигураций наблюдаются схожие зависимости контролируемых характеристик от w и s . Добавление второго опорного проводника уменьшило $\Delta\tau$ и Z_0 , что улучшило согласование с трактом при тех же w и s . При этом коэффициент k для всех w уменьшается, однако рост s при фиксированной w уменьшает влияние опорных проводников, что даёт рост k . Нужно отметить,

что рост s также уменьшает асимметрию (коэффициент n стремится к 1). Добавление второго опорного проводника приводит к росту n при тех же w и s .

Таким образом, для максимизации Δt и согласования линии с трактом (близость Z_0 к 50 Ом) для конфигурации 1 подходит $w=500$ мкм и $s=200$ мкм, поскольку дают минимум $Z_0=67,56$ Ом (отклонение от 50 Ом около 25%). Для конфигурации 2 при $w=400, 500$ мкм Z_0 меньше отклоняется от 50 Ом для всех s (наиболее близкий результат также дают $w=500$ мкм и $s=200$ мкм). Для максимума k нужно выбирать максимум s . Зависимость n от s обратна зависимости k , поэтому для сильной асимметрии, наоборот, лучше малые s .

Вычислен временной отклик на выходе витка МЛ на основе конфигураций 1 и 2 (узел 2 схемы рисунка 3.1). Для сигнальных и опорных проводников $w=500$ мкм и $s=200$ мкм. Сопротивления R приняты по 50 Ом. Воздействовал импульс в форме трапеции с э.д.с. $E=1$ В и длительностью 900 пс. Длина витка $l=1$ м. Для уменьшения времени, расчёт отклика выполнен по модели из [151]. Полученные формы напряжения на выходе витков показаны на рисунке 3.31.

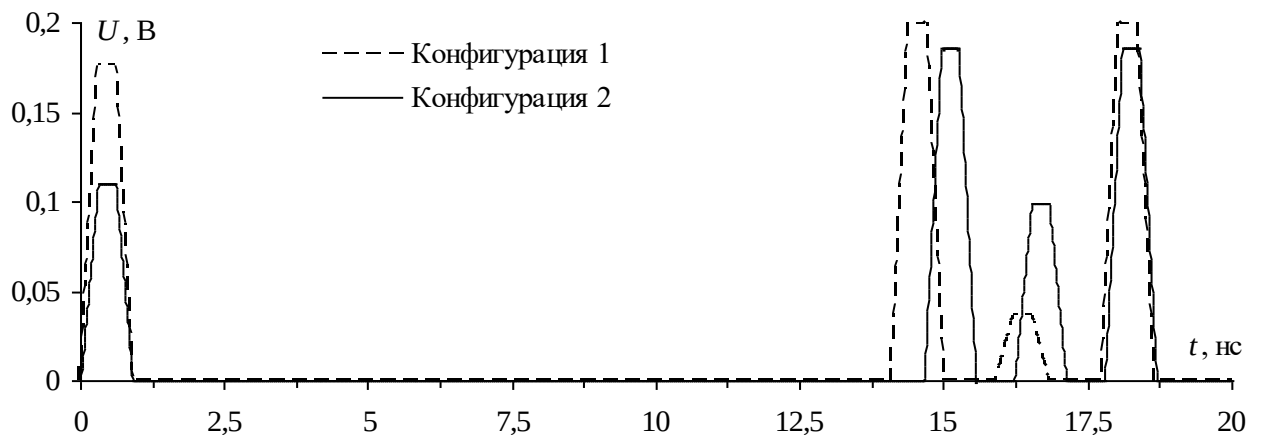


Рисунок 3.31 – Формы напряжения на выходе витка на основе конфигураций 1 и 2

Из рисунка 3.31 видно, что они отличаются. Отметим, что добавление второго опорного проводника уменьшило уровень первой составляющей (перекрестной помехи). При этом уровни составляющих мод изменяются слабо (уменьшается уровень перекрестной помехи и увеличивается уровень комбинационной составляющей из-за роста асимметрии). Надо отметить, что задержка составляющей дифференциальной моды почти не изменяется,

поскольку она полностью распространяется в диэлектрике, но при этом растут задержки составляющих синфазной моды и комбинационной (задержка второй определяется линейной комбинацией задержек мод).

Для уменьшения уровня выходного напряжения нужно равенство уровней составляющих мод и комбинационной (рост уровня комбинационной составляющей и уменьшение уровня составляющих мод). Для этого выполнена параметрическая оптимизация поперечного сечения только структуры 2 в принятом диапазоне w и s эвристическим поиском в соответствии с методикой из п. 3.1. Другим критерием оптимизации являлось согласование с трактом. В результате получены $w=350$ мкм и $s=200$ мкм. Они дают $\Delta\tau=1,321$ нс/м, $Z_0=57,6$ Ом, $k=0,365$ и $n=1,129$.

Выполнена трассировка витка МЛ на основе конфигураций 1 и 2 в форме меандра со слабой связью (рисунок 3.32) для размещения на заданной площади платы $S=100\times 100$ мм². Сигнальный проводник прототипа 2 с двух сторон окружен опорными проводниками, что даёт более плотную трассировку (за счёт выбора s_2). Это обеспечивает уменьшение занимаемой площади, либо увеличение общей длины витка на исходной площади.

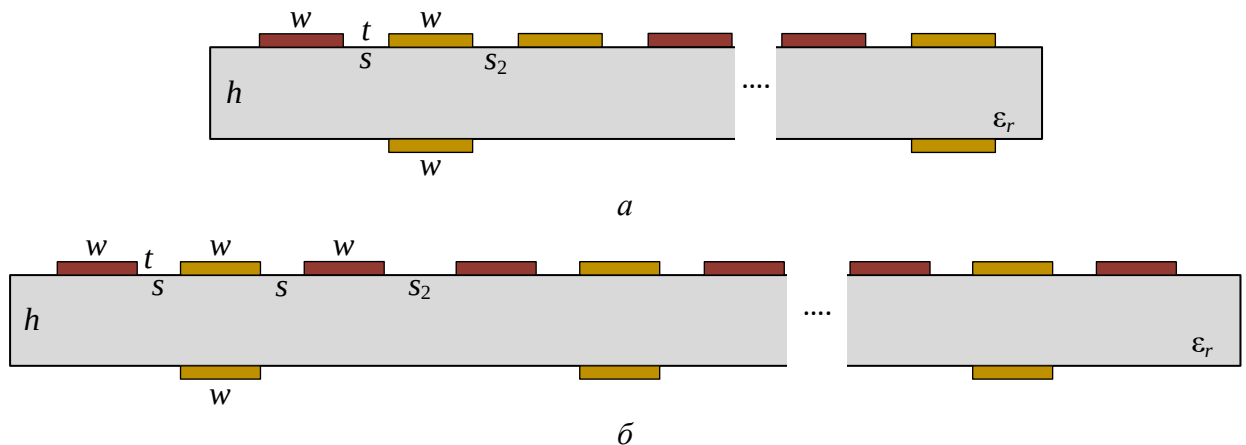


Рисунок 3.32 – Поперечные сечения витка МЛ, свернутого в меандр со слабой связью на основе конфигураций 1 (а) и 2 (б)

В результате виток на основе конфигурации 1 свернут в меандр из 11 полувитков со слабой связью, а конфигурации 2 – из 20 (далее будем называть их прототипами 1 и 2 соответственно). Для прототипов 1 и 2 расстояние между витками со слабой связью s_2 и длина каждого (l_i) составили $s_2=8$ мм и

$l_i=103,65$ мм и $s_2=3$ мм и $l_i=90,8$ мм соответственно. Их модели витков показаны на рисунке 3.33, а фотографии – на рисунке 3.34.

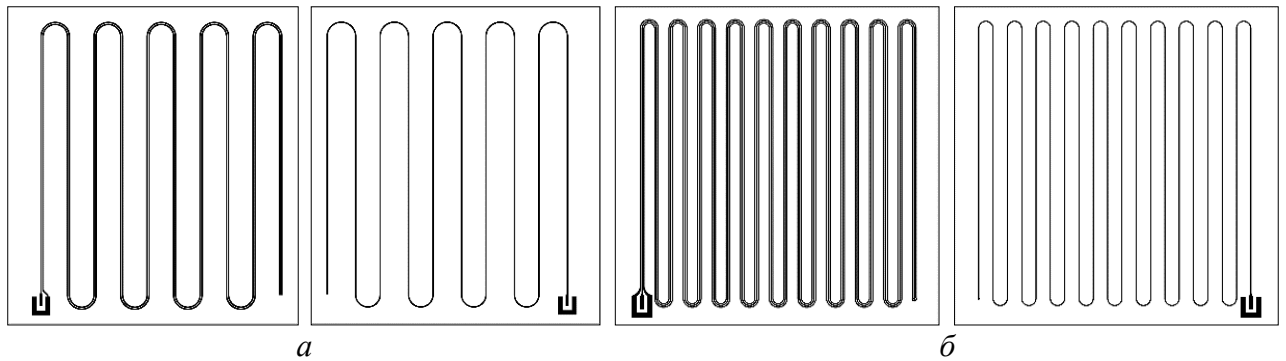


Рисунок 3.33 – Виды сверху (слева) и снизу (справа) моделей прототипов 1 (а) и 2 (б)

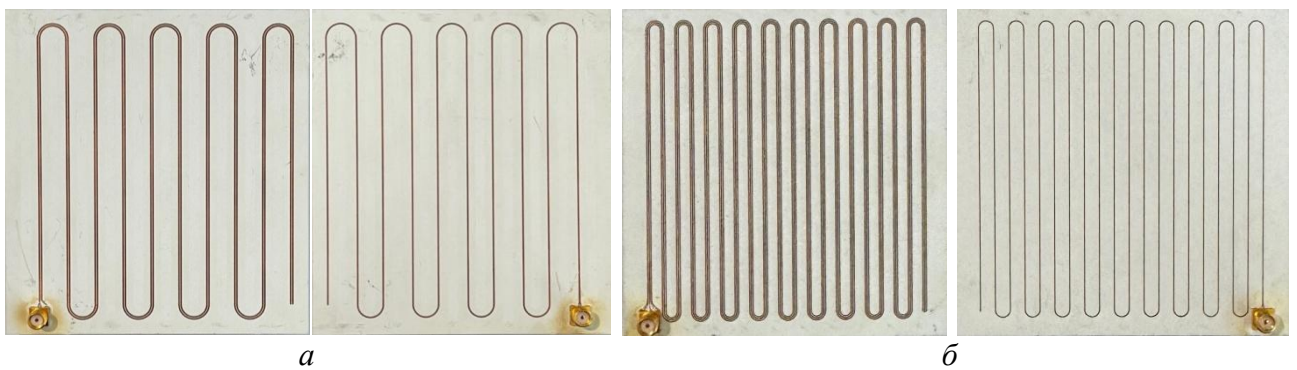


Рисунок 3.34 – Виды сверху (слева) и снизу (справа) изготовленных прототипов 1 (а) и 2 (б)

Измерены частотные зависимости S -параметров прототипов по схеме на рисунке 3.19б. Измеренные с помощью ВАЦ E5071C частотные зависимости $|S_{21}|$ (от 300 кГц до 5 ГГц) показаны на рисунке 3.35. Также на рисунке 3.35 приведены частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные электродинамическим моделированием. Видно, что частотные зависимости на рисунке 3.35 состоят из множества максимумов и минимумов. Результаты разных методов для обоих прототипов согласуются по характеру лишь на низких частотах (причем лучше для прототипа 1), несмотря на лучшее согласование прототипа 2. Сложный характер зависимостей вызван дополнительным сворачиванием витка в меандр, из-за чего возникают отражения от перемычек на концах полувитков. Влияет и неоднородность в виде переходного отверстия на дальнем конце. Частота среза прототипа 1 составила 215 МГц, а прототипа 2 – 395 МГц.

Для оценки согласованности результатов разных методов, использован FSV-анализ [223]. Полученные гистограммы GDM приведены на рисунке 3.22.

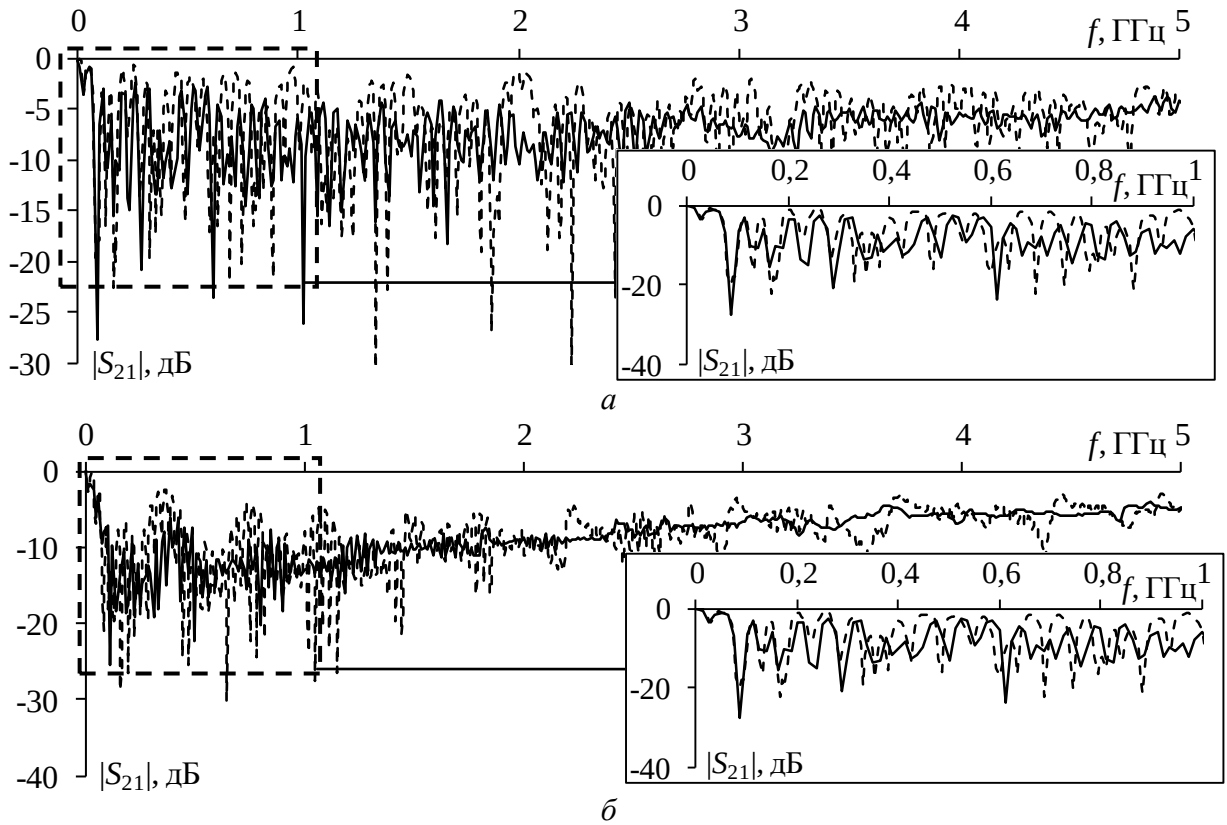


Рисунок 3.35 – Измеренные (—) и вычисленные (---) частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипов 1 (а) и 2 (б)

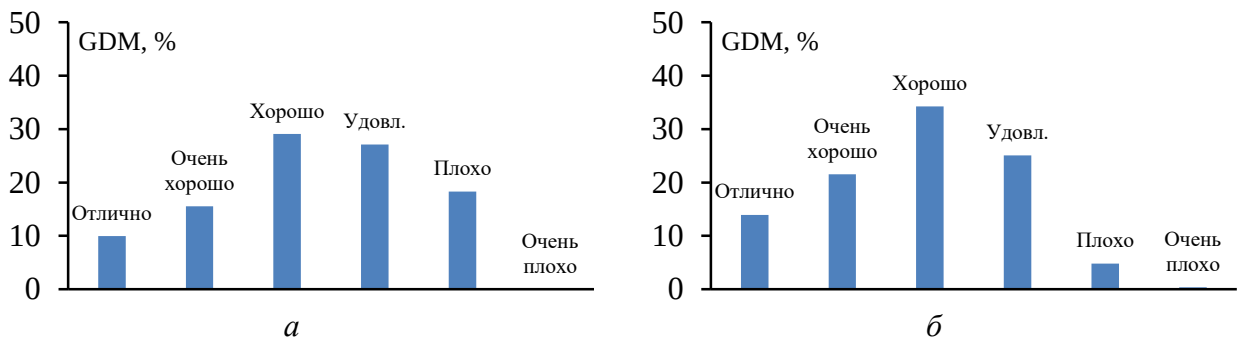


Рисунок 3.36 – Гистограммы сходимости результатов измерений и моделирования $|S_{21}|$ для прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные методом FSV

Гистограммы рисунка 3.36 подтвердили сходимость моделирования и измерений. Число значений категории «плохо» для прототипа 1 не превышает 18% («очень плохо» нет), но «удовлетворительно» – 27%. Общее число категорий «хорошо», «очень хорошо» и «отлично» составило 54,6%. Отметим, что согласованность для прототипа 2 выше: число значений категорий «хорошо», «очень хорошо» и «отлично» составило 69,7%.

На основе S -параметров прототипов 1 и 2 получены временные отклики на импульсное воздействие с $E=1$ В и $t_z=900$ пс (рисунок 3.37).

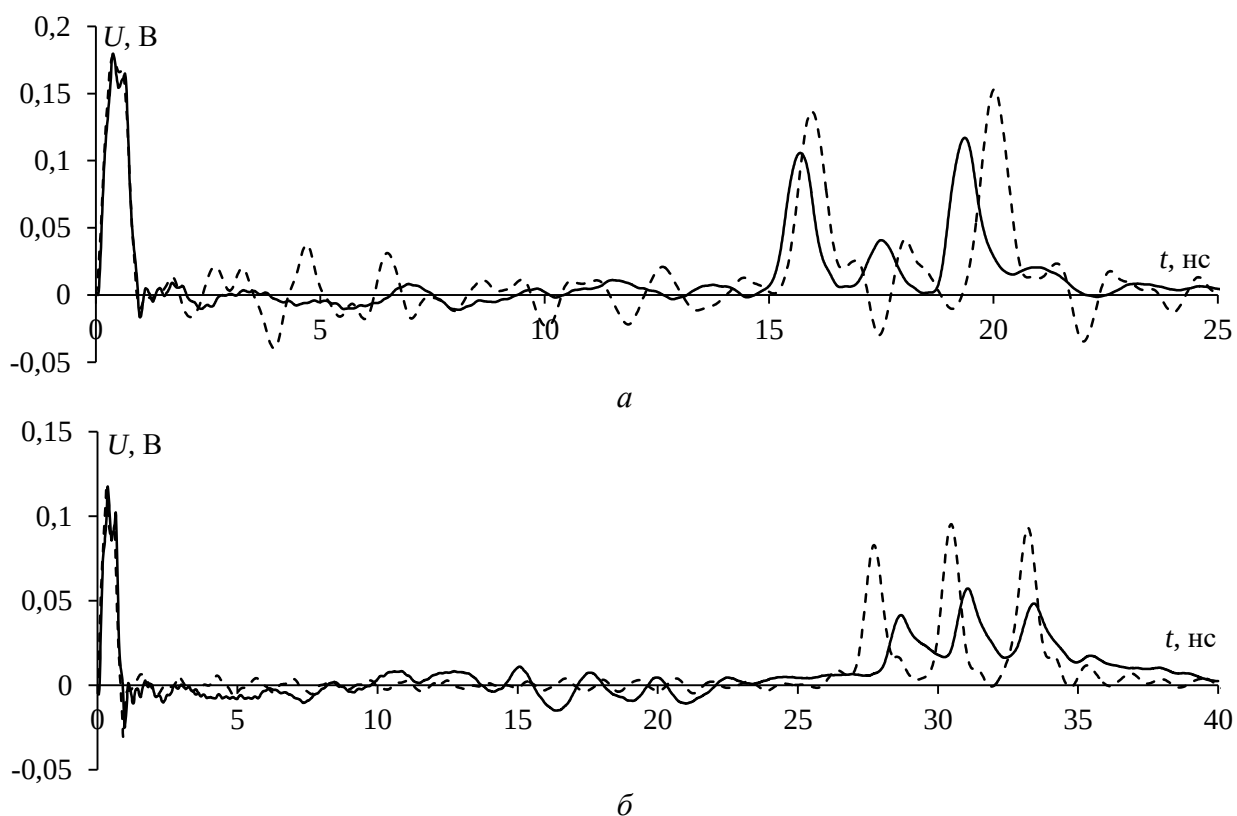


Рисунок 3.37 – Измеренные (—) и вычисленные (---) формы напряжения на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б)

Из рисунка 3.37 видно, что формы напряжения, полученные разными методами, для каждого прототипа согласуются по характеру, но отличаются по амплитуде и задержкам составляющих. Уровень напряжения на выходе каждого прототипа определяется составляющей перекрестной помехи, причём их формы и амплитуды, полученные разными методами, почти совпадают. Различие амплитуд и задержек остальных составляющих отклика вызвано влиянием потерь, дисперсии и отражений. Для оценки различий, амплитуды и задержки составляющих отклика на выходе обоих прототипов сведены в таблицу 3.15.

Таблица 3.15 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) составляющих отклика на выходе прототипов 1 и 2, полученные разными методами

Подход	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
Прототип 1								
Электродинамика	177,58	0,16	136,83	15,67	41,35	17,83	153	19,69
Измерения	179,59	0,18	105,74	15,35	40,91	17,15	117,08	19
Прототип 2								
Электродинамика	118,33	0,15	82,84	27,37	95,27	30,12	93,35	32,85
Измерения	117,58	0,17	41,49	28,23	57,26	30,59	48,37	32,87

Из таблицы 3.15 видно, что максимальное отличие задержек не превышает 0,7 и 0,5 нс для прототипов 1 и 2 соответственно, а по амплитуде – 36 и 45 мВ.

В прототипе 1 амплитуда комбинационной составляющей ниже, чем основных, а в 2 – наоборот. Ослабление на выходе каждого витка определяется амплитудой перекрестной помехи из-за сильной лицевой связи, которая оказалась даже избыточной с точки зрения ослабления. Сравнение результатов выявило, что добавление второго опорного проводника увеличивает уровень комбинационной составляющей и ослабление воздействия. Дополнительно вычислены N -нормы откликов на входе и выходе прототипов (таблица 3.16).

Таблица 3.16 – Вычисленные нормы для прототипов 1 и 2

Способ	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
Входное воздействие	0,5	1,83	3,14	3,14	11,2
Прототип 1					
Моделирование	0,18	0,73	3,57	5,78	6,42
Измерения	0,18	1,03	3,45	4,99	5,5
Прототип 2					
Моделирование	0,12	0,62	3,1	3,8	4,39
Измерения	0,12	0,82	2,93	4,53	3,68

Из таблицы 3.16 видно, что на выходе прототипов 1 и 2 ослабляются все нормы, кроме N_4 (выявлен её рост). Ослабление N_1 для прототипа 1 составило 2,8 раза, а 2 – 4,16 раза (по измерениям). Это означает рост ослабления при добавлении дополнительного опорного проводника в структуру. Он обусловлен ростом уровня комбинационной составляющей и уменьшением перекрестной помехи. Рост фронта из-за потерь и дисперсии привел к уменьшению N_2 в 1,8 и 2,2 раза на выходе прототипов 1 и 2 соответственно. N_5 уменьшилась в 2 и 3 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Добавление опорного проводника привело к уменьшению одновременно всех норм, что говорит об уменьшении опасности влияния рассмотренного воздействия на элементы РЭС.

Таким образом, представлены результаты комплексного исследования характеристик витка МЛ на основе двух структур: с одним и двумя опорными проводниками. Выявлен рост ослабления амплитуды импульсного воздействия в 1,5 раза при добавлении дополнительного опорного проводника в структуру.

3.4 Основные результаты раздела

1. Предложена простая методика параметрической оптимизации витка МЛ. Её отличие от известных заключается в том, что при оптимизации в качестве

критерия минимизации напряжения на выходе используется аналитическое условие равенства амплитуд составляющих отклика. Это позволяет исключить процедуру вычисления временного отклика из оптимизации и уменьшить затраты времени на неё. Оценено ускорение оптимизации тремя разными методами (ГА, ЭС и МРЧ) на двух РС с разными параметрами. В результате показана возможность ускорения оптимизации до 284,9 раза.

2. Оценено влияние добавления дополнительных опорных проводников на эффективность модального разложения в связанных линиях с боковой и лицевой связью. Рассмотрен ряд поперечных сечений связанной линии с разным числом опорных проводников и их расположением. Оценка вторичных параметров разных конфигураций выявила наиболее эффективные из них. Сравнение временных откликов витка МЛ на основе этих конфигураций показало, что проектирование устройств требует анализа не только вторичных параметров, но и временного отклика.

3. Исследованы временные и частотные характеристики витка МЛ с боковой связью и трассировкой в форме меандра без дополнительных опорных проводников и с ними. Анализ влияния параметров (рассмотрены 10 их наборов параметров) на разложение импульсного воздействия в витке позволил обосновать выбор параметров прототипов. На примере двух форм воздействия показано, что дополнительные заземленные проводники дают рост ослабления на выходе витка в 1,25 раза при импульсном воздействии и в 1,5 раза – при гармоническом. Выявлено, что дополнительные проводники слабо влияют на целостность цифрового сигнала. Результаты показали применимость дополнительных проводников для уменьшения площади витка с сохранением ослабления или увеличения его длины на исходной площади.

4. Исследованы временные и частотные характеристики витка МЛ с лицевой связью (с одним и двумя заземленными проводниками) и трассировкой в форме меандра. Показано, что добавление еще одного опорного проводника в линию с лицевой связью даёт рост амплитуды комбинационной составляющей, которая возникает из-за асимметрии поперечного сечения. Это уменьшает

амплитуды основных составляющих отклика на выходе. Между тем ослабление определяет амплитуда составляющей перекрестной помехи, которая наводится на выход витка. Её амплитуда не зависит от искажений в витке и в рассмотренном примере даже избыточна. Показано увеличение ослабления импульсного воздействия на выходе витка с лицевой связью в 1,5 раза за счёт добавления дополнительного опорного проводника в его структуру.

Таким образом, комплексно исследовано влияние дополнительных опорных проводников на эффективность модального разложения в витке МЛ с боковой и лицевой связью. Показано, что добавление дополнительных проводников даёт рост ослабления импульсных воздействий на выходе витка МЛ (в 1,26 для витка с боковой связью и в 1,5 раза – с лицевой).

4 СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

Здесь приведены оценки влияния радиопоглощающего материала (РПМ) на характеристики витка с трассировкой в форме меандра и спирали [246, 247]. Разработаны модели витка МЛ для электродинамического моделирования. На основе полученных результатов изготовлены 16 прототипов витка измерены их характеристики, а также оценены N -нормы на входе и выходе. Оценено ослабление разных форм помеховых воздействий разной длительности.

4.1 Оценка влияния радиопоглощающего материала на параметры витка

Анализировались разные способы совершенствования характеристик витка МЛ. Сначала оценено влияние РПМ на характеристики связанной линии [246]. Виды поперечного сечения линии без покрытия и с ним показаны рисунке 2.1. Взята подложка из FR-4 с $h=250$ мкм ($t=35$ мкм) и $\epsilon_{r1}=4,59$ ($\tan\delta_1=0,023$). За РПМ принят материал ЗИПСИЛ 601 РПМ-01 с толщиной $h_2=1$ мм ($\epsilon_{r2}=20$ и $\mu_{r2}=3$, $\tan\delta_2=0,1$, $\tan\delta_{\mu 2}=0,5$). После оптимизации по критерию согласования с трактом 50 Ом получено $w=400$ мкм и $s=200$ мкм.

Оценены параметры связанных линий (таблица 4.1). Вычислены $\Delta\tau$ и Z_0 . По (1.7) вычислены k_C и k_L , а k вычислен как [157]

$$k = \left(1 - \sqrt{\frac{(1-k_L)(1-k_C)}{(1+k_L)(1+k_C)}} \right) \left(1 - \sqrt{\frac{(1-k_L)(1-k_C)}{(1+k_L)(1+k_C)}} \right)^{-1}. \quad (4.1)$$

Таблица 4.1 – Вычисленные параметры витка без и с РПМ

Параметр	$\Delta\tau$, нс/м	Z_0 , Ом	k_C	k_L	k
Без РПМ	0,67	51,5	0,12	0,23	0,17
С РПМ	5,98	38,83	0,52	0,13	0,34

Из таблицы 4.1 видно, что покрытие РПМ увеличивает k_C в 4,3 раза, но уменьшает k_L в 1,75 раза, а k растёт в 2 раза. РПМ уменьшил Z_0 на 24,6%, что приведет к рассогласованию линии с трактом и отражениям. Значительный рост $\Delta\tau$ (около 10 раз), увеличит длительность воздействия при неизменной l или уменьшение l при исходной длительности воздействия.

Затем моделировался временной отклик витка в TUSUR.EMC [9]. Учтены потери в проводниках и диэлектриках. Для этого дополнительно к матрицам **C** и **L** вычислены матрицы погонных сопротивлений (**R**) и проводимостей (**G**). Для расчёта **R** использована модель, учитывающая скин-эффект, эффект близости и потери в опорной плоскости [245]. При расчете **G** не учитывалась частотная зависимость параметров диэлектриков. Схема соединений витка такая же, как на рисунке 3.1. Воздействовал импульс в форме трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и $t_r=t_d=t_f=100$ пс. Длина витка без РПМ для разложения такого воздействия на составляющие составила 407,5 мм по выражению (1.4). Сопротивления R приняты по 50 Ом. Формы напряжения на выходе приведены на рисунке 4.1 (U_1 , U_2 , U_3 отмечены составляющие разложения).

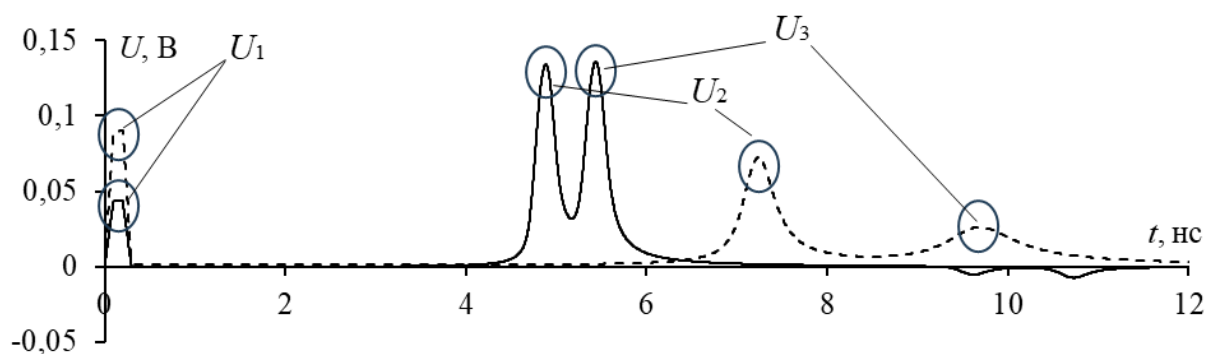


Рисунок 4.1 – Формы напряжения на выходе витка без РПМ (—) и с ним (---)

Из рисунка 4.1 видно, что в витке без РПМ воздействие представлено 3 основными составляющими, а его ослабление определяется составляющей чётной моды ($U_{\max}=135,8$ мВ). В витке с РПМ воздействие также представлено 3 составляющими, но его ослабление определяется уже уровнем перекрестной помехи ($U_{\max}=90,3$ мВ). Её уровень пропорционален сумме коэффициентов k_C и k_L , поэтому существенный рост ёмкостной связи дал рост уровня напряжения по сравнению с витком без РПМ. Амплитуды составляющих мод из-за существенного роста потерь в витке с РПМ оказались ниже. Амплитуды и задержки сведены в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) составляющих в витке без РПМ и с ним

Параметр	t_2	t_3	U_1	U_2	U_3
Без РПМ	4,69	5,26	43,8	135,8	134,1
С РПМ	6,45	10,13	87,9	65,4	20,5

Из таблицы 4.2 видно, что РПМ увеличил задержку второй составляющей в 2,2 раза, а третьей – в 2,9 раза. Потери оказали большее влияние на третью составляющую (амплитуда 20,5 мВ). Значительный рост k_C (в 4 раза) привел к росту уровня перекрестной помехи в 2,2 раза. Ослабление в витке без РПМ составило 3,7 раза, а с РПМ – 5,2 раза. Таким образом, рост связи между проводниками витка из-за РПМ оказался даже излишним на рассмотренном примере. Её уменьшение увеличивает ослабление.

Затем оценено влияния трассировки витка с симметричным поперечным сечением в виде меандра и спирали [247]. Поперечное сечение исходного витка такое же, как на рисунке 2.1, а поперечное сечение витка в форме меандра и спирали такое же, как на рисунке 3.10 (соответствует многопроводной линии). Параметры поперечного сечения исходного витка такие же, как ранее.

Трассировка витка в форме меандра и спирали приводит к искажению сигнала из-за влияния соседних полувитков друг на друга. Для исключения этого расстояние между полувитками меандра сначала принято $s_2=10w$ (то же значение использовано в спирали). Дополнительно выполнены оценки при $s_2=2w$. Совокупность параметров позволяет сформировать из исходного витка меандр из 6 полувитков с длиной каждого $l_2=51,2$ мм и спираль из 3 полувитков. Вид моделей меандра и спирали при $s_2=10w$ показаны на рисунке 4.2.

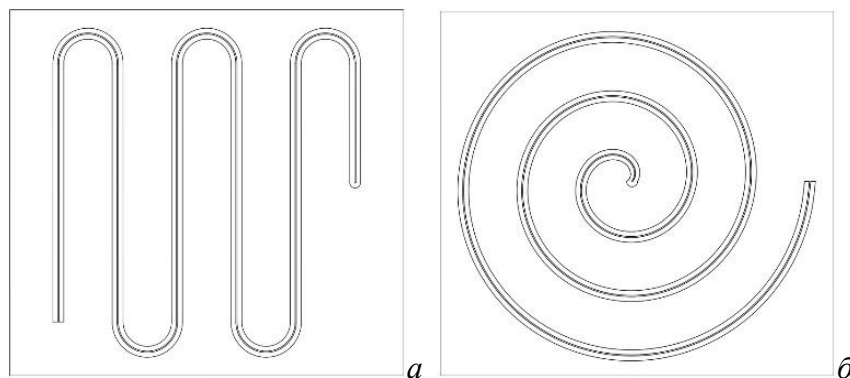


Рисунок 4.2 – Вид сверху витков в форме меандра (а) и спирали (б)

Согласно построенной модели, общая площадь макета, необходимая для размещения исходного витка составила $316,9 \times 6,6$ мм², а витка в форме меандра и спирали (при $s=10w$) – 60×65 мм². Последний прямой участок меандра нужен для равенства длин путей сигнала. Оценки влияния s_2 на k_C , k_L и k сведены в

таблицу 4.3. Виден рост коэффициентов, что объяснимо ростом связи между полувитками в свернутых структурах. Рост k_C составил 20,6 раза, k_L – 13,4 раза, а k – 14,4 раза. Несмотря на их большой рост из-за уменьшения s_2 , необходимо вычисление временного отклика структур для оценки их искажения.

Таблица 4.3 – Вычисленные коэффициенты k_C , k_L и k при $s_2=10w$ и $2w$

s_2	k_C	k_L	k
10w	0,00063	0,0044	0,0025
2w	0,013	0,059	0,036

Как отмечено, трассировка в виде меандра и спирали приводит к появлению искажений из-за влияния соседних проводников витка МЛ друг на друга. Одним из решений является введение заземленных проводников между полувитками для уменьшения электромагнитной связи. Пример поперечного сечения витка с заземленными проводниками шириной w_2 после трассировки представлен на рисунке 3.10б. Параметры витка такие же, как приняты ранее. Оценены коэффициенты связи (k_C , k_L и k) между полувитками при $s=10w$ и $2w$ (таблица 4.4). Расстояние s_3 вычислялось как половина разности s_2 и w_2 .

Таблица 4.4 – Вычисленные коэффициенты k_C , k_L и k при $s_2=10w$ и $2w$

s_2	k_C	k_L	k
10w	0,00062	0,0041	0,0023
2w	0,0061	0,025	0,016

Из таблицы 4.4 видно, что добавление заземленного проводника не даёт существенного уменьшения коэффициентов связи при $s_2=10w$. Между тем при $s_2=2w$ уменьшение каждого коэффициента составило более 2 раз (уменьшение k_L наиболее существенно и составляет 2,36 раза).

Затем оценены характеристики витка с трассировкой в форме меандра и спирали с нанесением РПМ. Использован РПМ марки ЗИПСИЛ 601 RAM-01. Вид поперечного сечения витка в виде меандра и спирали с РПМ представлен на рисунке 4.3. Коэффициенты k_C , k_L и k при $s_2=10w$ и $2w$ сведены в таблицу 4.5.

Из сравнения таблиц 4.4 и 4.5 видно, что покрытие РПМ увеличило k_C и k . С заземленными проводниками рост менее существенный (вдвое ниже, чем без них). Коэффициент k_L , наоборот уменьшается (в среднем в 3 раза). Уменьшение s_2 до $2w$ приводит к существенному росту всех коэффициентов связи. Введение

заземленных проводников снижает влияние уменьшения s_2 на коэффициенты связи (в 1,65 раза для k_C , в 2,2 раза – для k_L и в 1,75 раза для k).

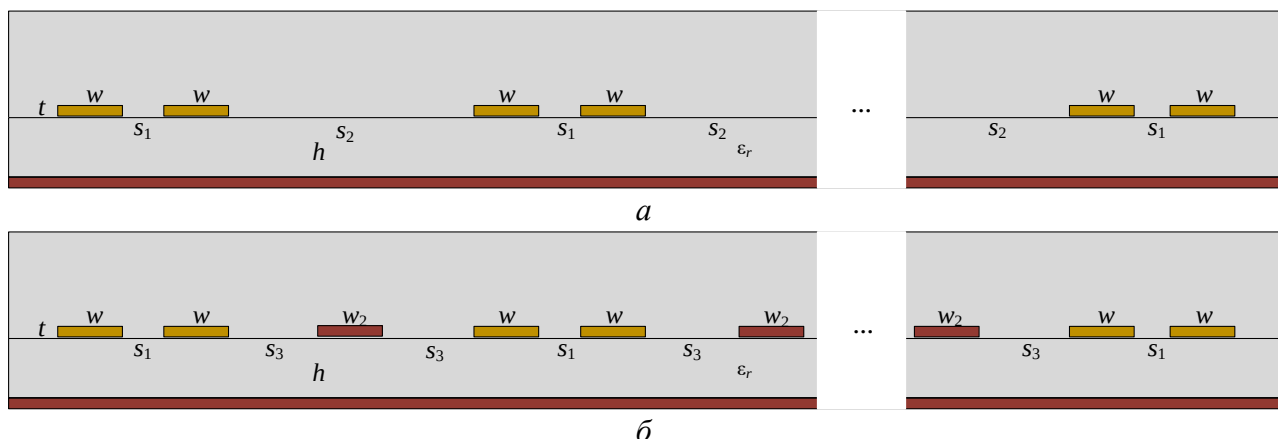


Рисунок 4.3 – Поперечные сечения витка в форме меандра и спирали, покрытые РПМ, без заземленного проводника (а) и с ним (б)

Таблица 4.5 – Коэффициенты k_C , k_L и k при $s_2=10w$ и $2w$ в структурах с РПМ

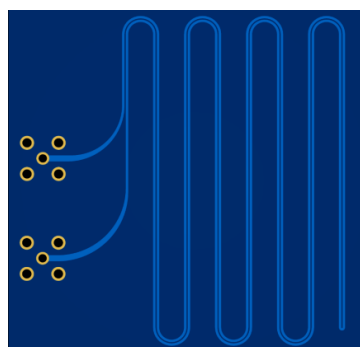
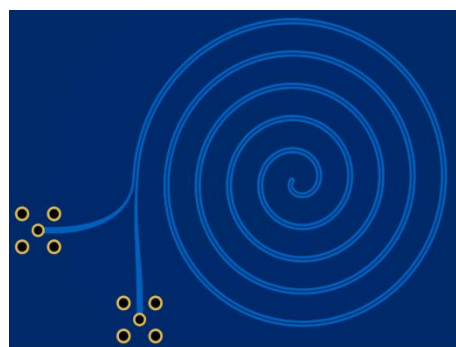
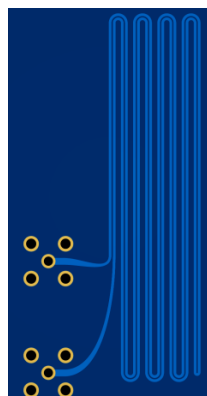
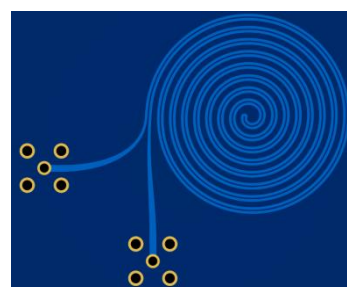
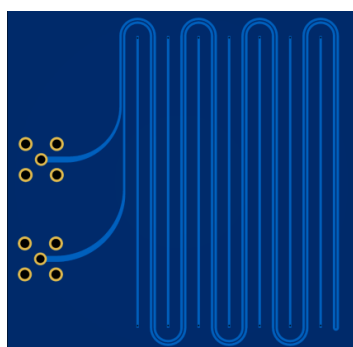
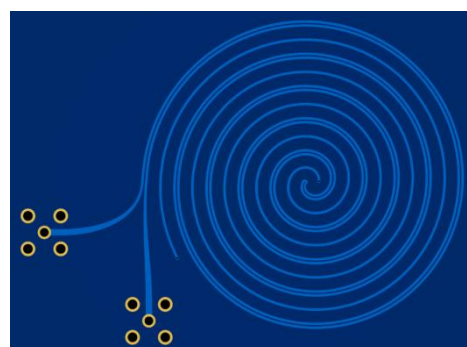
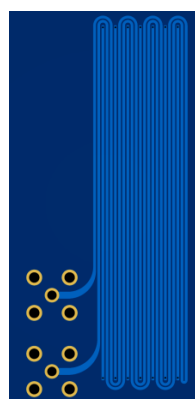
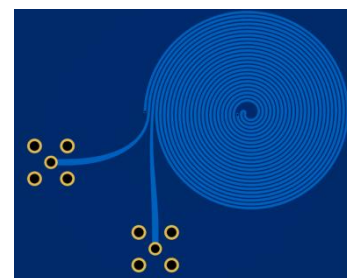
s_2	k_C	k_L	k
Без заземленного проводника			
10w	0,0098	0,0015	0,0089
2w	0,14	0,018	0,118
С заземленным проводником			
10w	0,0048	0,0015	0,0049
2w	0,0415	0,0082	0,037

Таким образом, сравнены способы совершенствования характеристик витка. Этот анализ важен, как предварительный, но нужно дополнительное сравнение временных откликов структур для оценки их эффективности уже с точки зрения ослабления воздействия на выходе структур или уменьшения размеров полосковых устройств защиты от импульсных воздействий.

4.2 Частотные и временные характеристики витка меандровой линии с разной трассировкой

4.2.1 Разработка электродинамических моделей

После предварительной оценки характеристик витка МЛ разработаны его модели с трассировкой в форме меандра и спирали для электродинамического моделирования и изготовления прототипов. Используются те же параметры материалов, что и на этапе предварительных оценок. Ниже приведен вид сверху моделей витка МЛ, разработанных для моделирования (рисунки 4.4–4.7).

*a**б*Рисунок 4.4 – Виды сверху модели витка МЛ в форме меандра (*a*) и спирали (*б*) при $s_2=10w$ *a**б*Рисунок 4.5 – Виды сверху модели витка МЛ в форме меандра (*a*) и спирали (*б*) при $s_2=2w$ *a**б*Рисунок 4.6 – Виды сверху модели витка МЛ в форме меандра (*a*) и спирали (*б*) с дополнительными заземленными проводниками при $s_2=10w$ *a**б*Рисунок 4.7 – Виды сверху модели витка МЛ в форме меандра (*a*) и спирали (*б*) с дополнительными заземленными проводниками при $s_2=2w$

4.2.2 Частотные характеристики макетов

Выполнено электродинамическое моделирование частотных зависимостей S -параметров без РПМ и с ним в диапазоне частот от 0 до 5 ГГц. Для ясности изложения будем называть виток в форме меандра и спирали структурами 1 и 2 соответственно, а в форме меандра и спирали с заземленными проводниками – структурами 3 и 4 соответственно. Результаты измерений $|S_{21}|$ структур 1 и 2 при $s_2=10w$ показаны на рисунке 4.8, а $|S_{11}|$ – на рисунке 4.9.

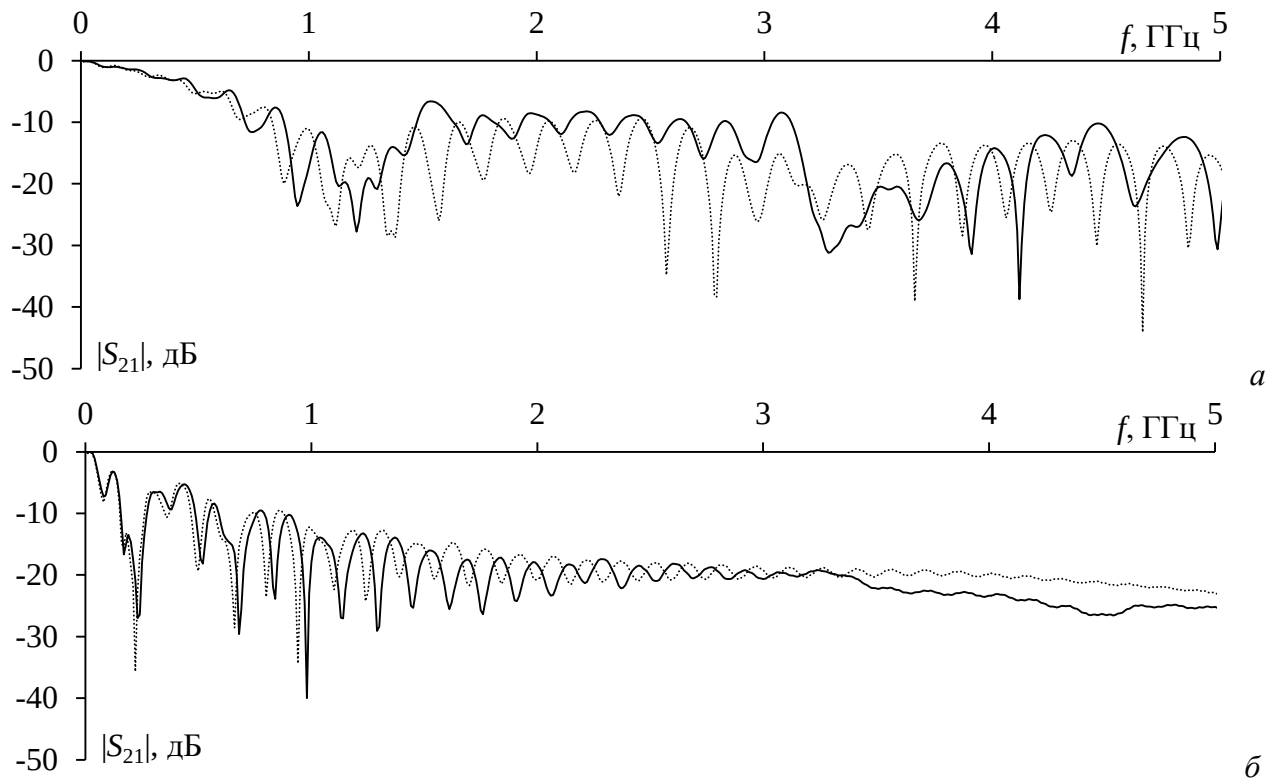


Рисунок 4.8 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ структур 1 (—) и 2 (···) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.8 видно, что трассировка витка слабо влияет на характер частотных зависимостей. Они близки во всем диапазоне частот, но отличаются по уровню и частоте их максимумов и минимумов. Без РПМ (рисунок 4.8а) в области более высоких частот (выше 1 ГГц) зависимости представлены выраженными максимумами и минимумами, а для с РПМ (рисунок 4.8б) более выраженные максимумы и минимумы сосредоточены в области более низких частот рассмотренного здесь диапазона (ниже 2 ГГц). Из рисунка 4.8а видно, что частота среза (по уровню минус 3 дБ) структуры 1 составила $f_{cp}=380$ МГц, а структуры 2 – $f_{cp}=383$ МГц. Первый минимум витка структуры 1 составил

минус 23,6 дБ при $f=950$ МГц, а для структуры 2 – минус 19,9 дБ при $f=890$ МГц. РПМ уменьшил частоты среза структуры 1 до $f_{cp}=53,5$ МГц, а структуры 2 – до $f_{cp}=48,1$ МГц. Первый минимум для структуры 1 – минус 27 дБ при $f=230$ МГц, а для структуры 2 – минус 35,6 дБ при $f=220$ МГц. РПМ рассогласовал виток с трактом, что ухудшило передаточные характеристики витка.

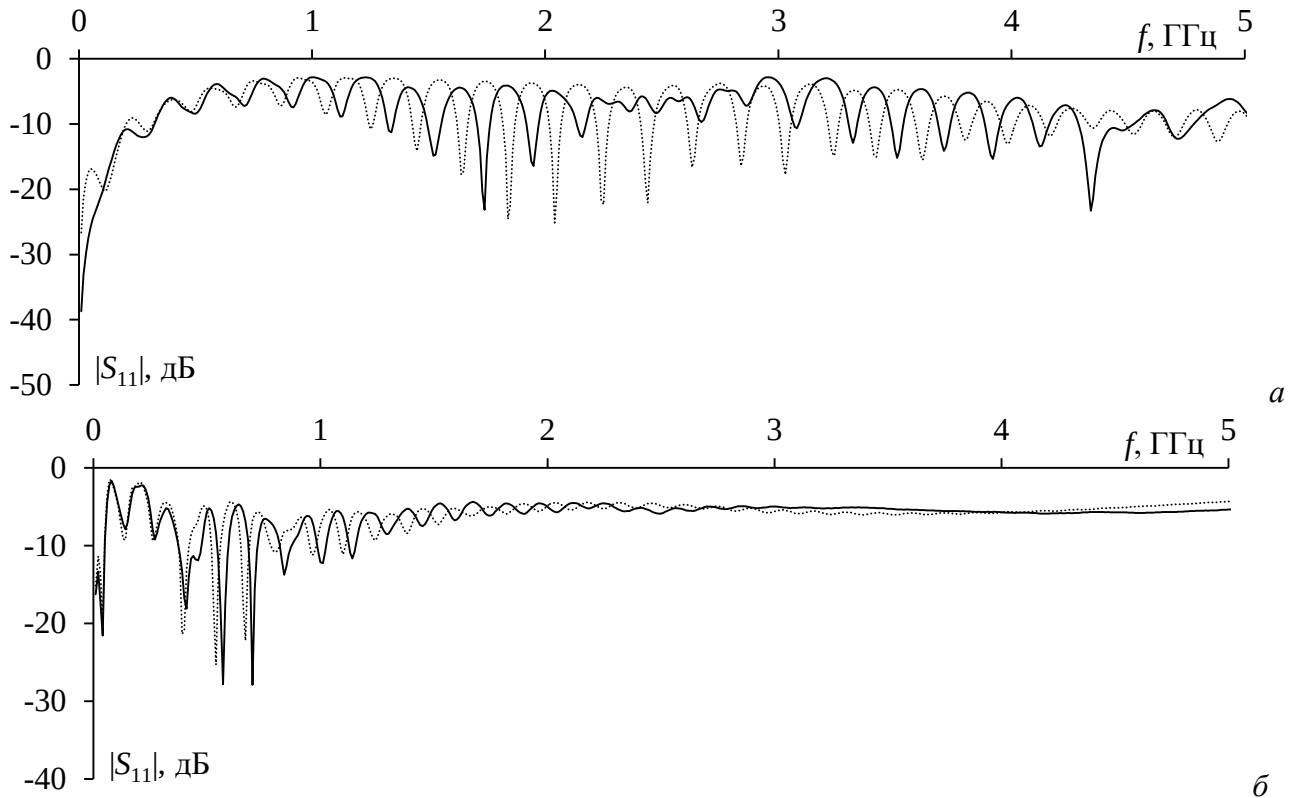


Рисунок 4.9 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ структур 1 (—) и 2 (···) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Ухудшение передаточных характеристик витка МЛ из-за нанесения РПМ также подтверждают зависимости на рисунке 4.9. Для структур 1 и 2 $|S_{11}|$ в рабочей полосе частот одинаков и не более минус 6,3 дБ. В витке с РМП $|S_{11}|$ структуры 1 в рабочей полосе составил минус 9 дБ, а структуры 2 – минус 8,5 дБ. Нанесение РМП также привело к тому, что в области частот выше 2 ГГц $|S_{11}|$ почти не изменяется вне зависимости от способа трассировки.

Затем выполнено моделирование S -параметров структур 1 и 2 при $s_2=2w$. Результаты для $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ показаны на рисунках 4.10 и 4.11 соответственно. Из рисунка 4.10 видно, что характер частотных зависимостей схож с показанным на рисунке 4.8. Зависимости для структур 1 и 2 близки по характеру, но, как и прежде, отличаются по уровню и частотам максимумов и минимумов, особенно

для структур без РПМ. Согласованность результатов на рисунке 4.10 хуже, чем на рисунке 4.8, из-за роста взаимовлияний между проводниками с уменьшением s_2 . В области более высоких частот расхождение выше.

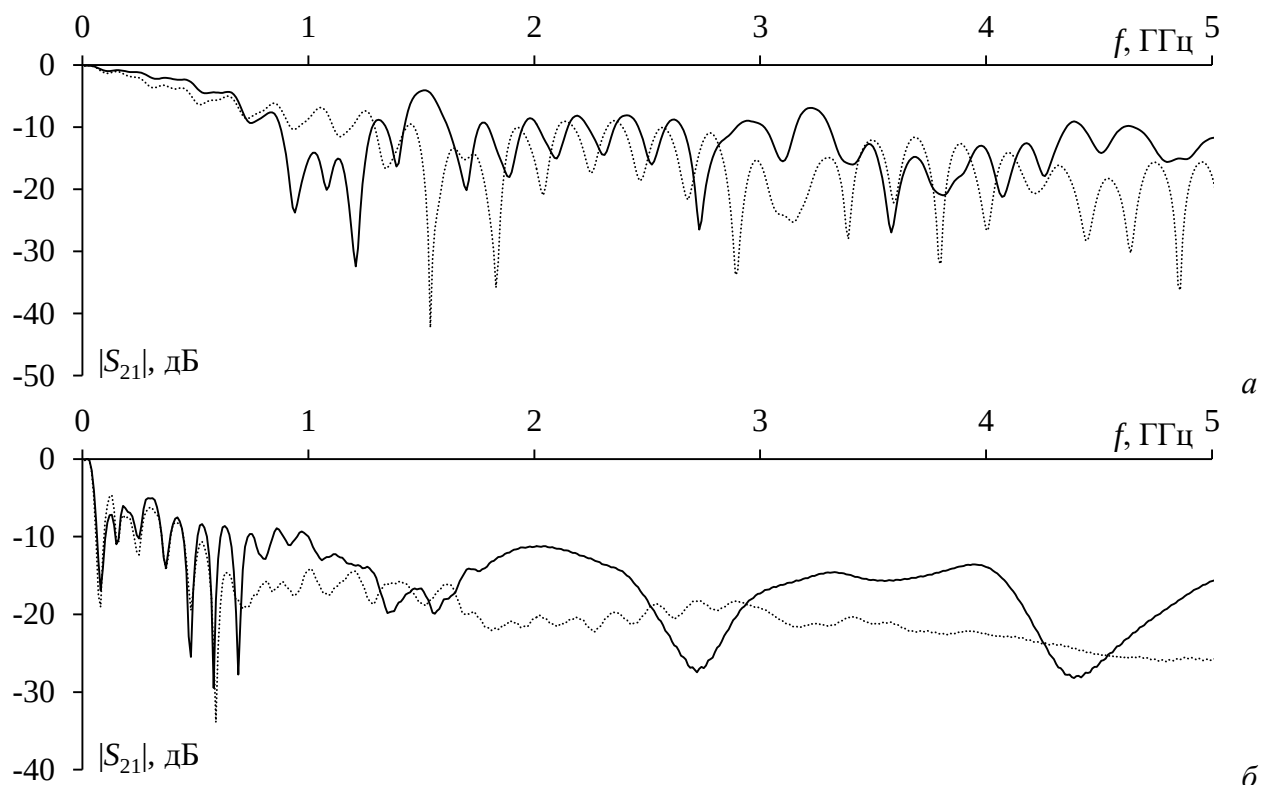


Рисунок 4.10 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ структур 1 (—) и 2 (···) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

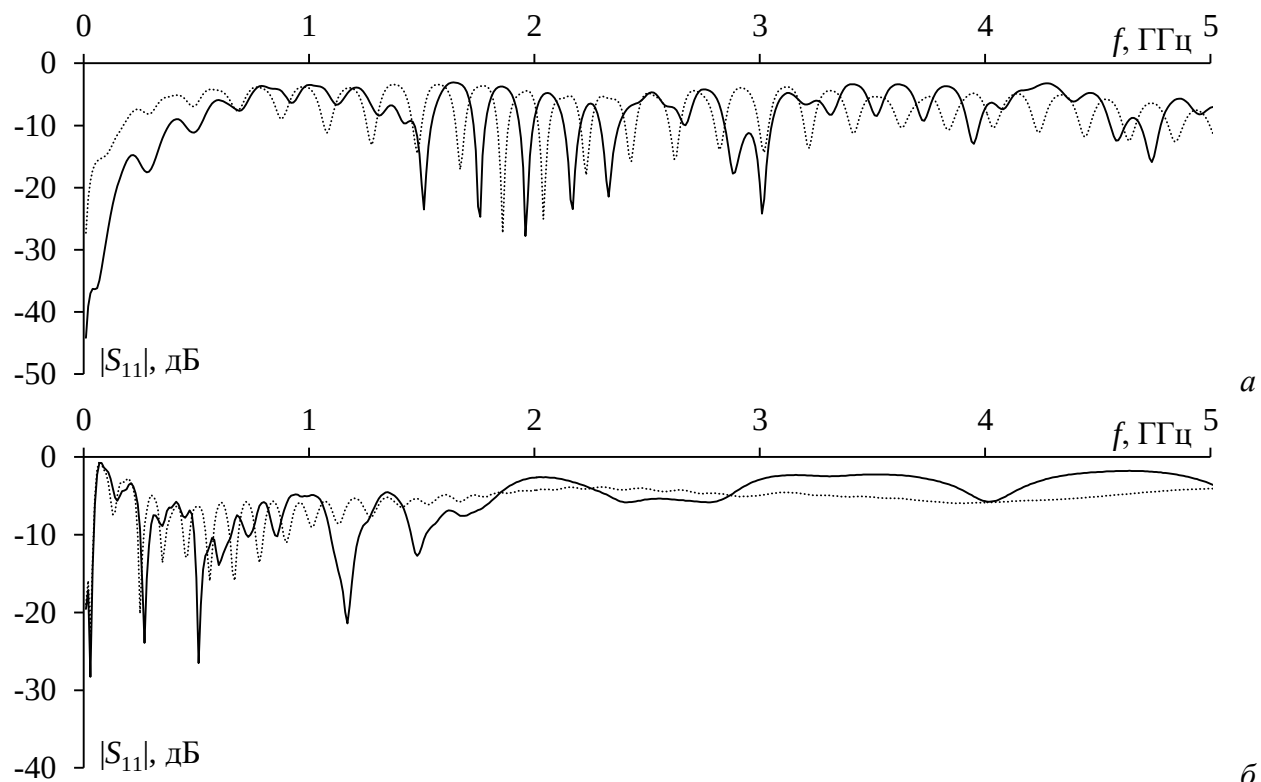


Рисунок 4.11 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ структур 1 (—) и 2 (···) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.10 также видно, что частоты среза структур 1 и 2 без РМП при уменьшении s_2 не изменились, а с РМП они уменьшились и составляют $f_{cp}=45,5$ и $44,1$ МГц для структур 1 и 2 соответственно.

Из рисунка 4.11 видно, что для структуры 1 без нанесения РПМ $|S_{11}|$ в полосе пропускания не более минус 9 дБ, но с ростом частоты он может возрастать до минус 3 дБ. Для структуры 2 $|S_{11}|$ в полосе пропускания не более минус 8,1 дБ, но может достигать минус 3,4 дБ с ростом частоты. С РПМ $|S_{11}|$ структуры 1 не более минус 8 дБ, а структуры 2 – минус 9 дБ. Таким образом, рассогласование витка с трактом из-за РПМ большое, что может ограничить применение таких устройств в высокочастотных системах.

Затем выполнено электродинамическое моделирование структур 3 и 4 при $s_2=10w$ (рисунки 4.12 и 4.13).

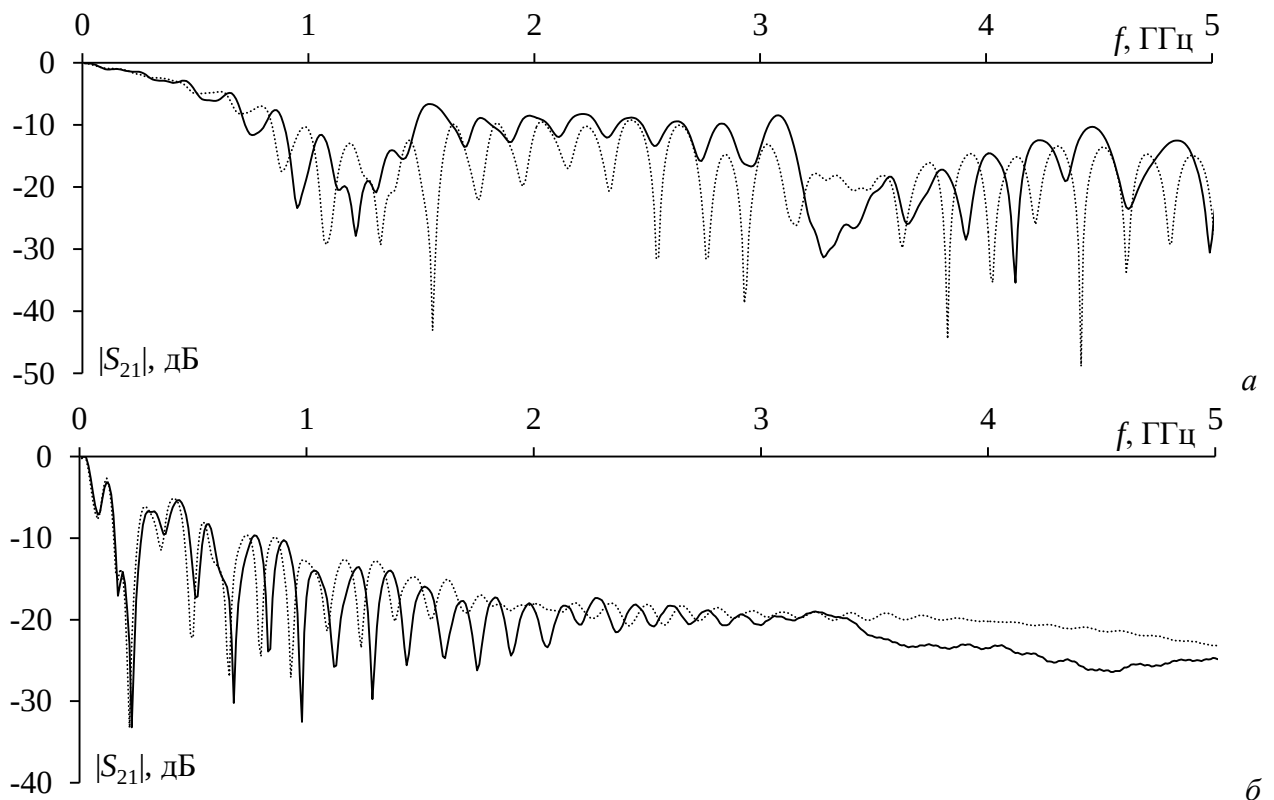


Рисунок 4.12 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ структур 3 (—) и 4 (···) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.12 видно, что характер частотных зависимостей структур 3 и 4 схож с полученным для структур 1 и 2. Это объясняется тем, что расстояние между соседними полувитками довольно велико и заземленные проводники оказывают слабое влияние. Частотные зависимости для структур без РПМ

представлены множеством максимумов и минимумов на частотах выше 1 ГГц, а с РПМ – на частотах ниже 2 ГГц. Для структуры 3 без РПМ частота среза по уровню минус 3 дБ составила $f_{cp}=370$ МГц. Минимум (минус 32,5 дБ) для структуры 3 при $f=4,15$ ГГц. Для структуры 4 $f_{cp}=410$ МГц, а минимум (минус 47,8 дБ) при $f=4,45$ ГГц. Нанесение РПМ, как и прежде, уменьшило частоты среза. Для структуры 3 с РПМ $f_{cp}=56$ МГц, а для структуры 4 – $f_{cp}=44,7$ МГц. Минимум минус 32,5 дБ для структуры 3 получен при $f=230$ МГц.

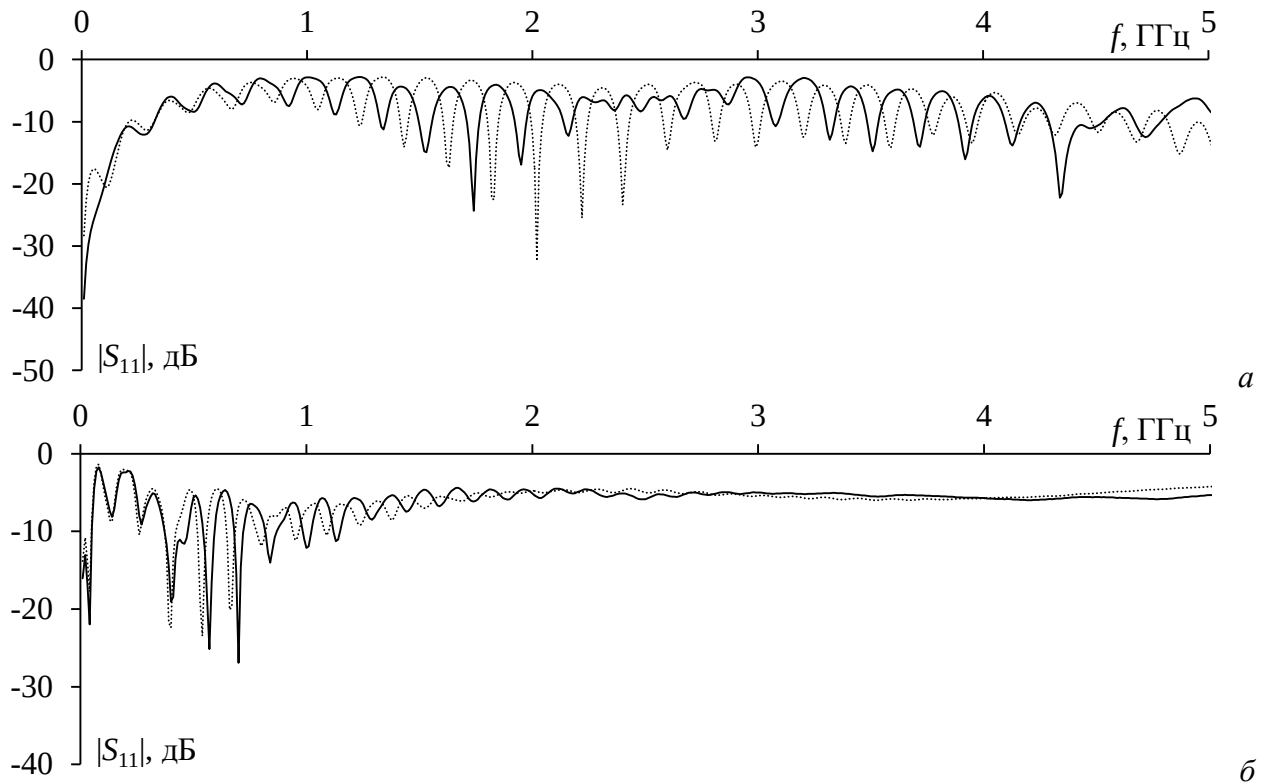


Рисунок 4.13 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ структур 3 (—) и 4 (···) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.13 также видно, что добавление заземленного проводника почти не повлияло на изменение частотной зависимости $|S_{11}|$ (по сравнению с рисунком 4.9). Для структуры 3 $|S_{11}|$ в полосе составил минус 6,5 дБ. Для структуры 4 $|S_{11}|$ в полосе не более минус 6,85 дБ. Из рисунка 4.13б видно, что РПМ для структуры 3 дал $|S_{11}|$ минус 8,3 дБ, а структуры 4 – минус 10,5 дБ. Таким образом, возвратные потери оказались высокими для всех структур. Заземленный проводник слабо повлиял на характер частотных зависимостей.

Вычисленные $|S_{21}|$ для структур 3 и 4 при $s_2=2w$ показаны на рисунке 4.14, а $|S_{11}|$ – на рисунке 4.15.

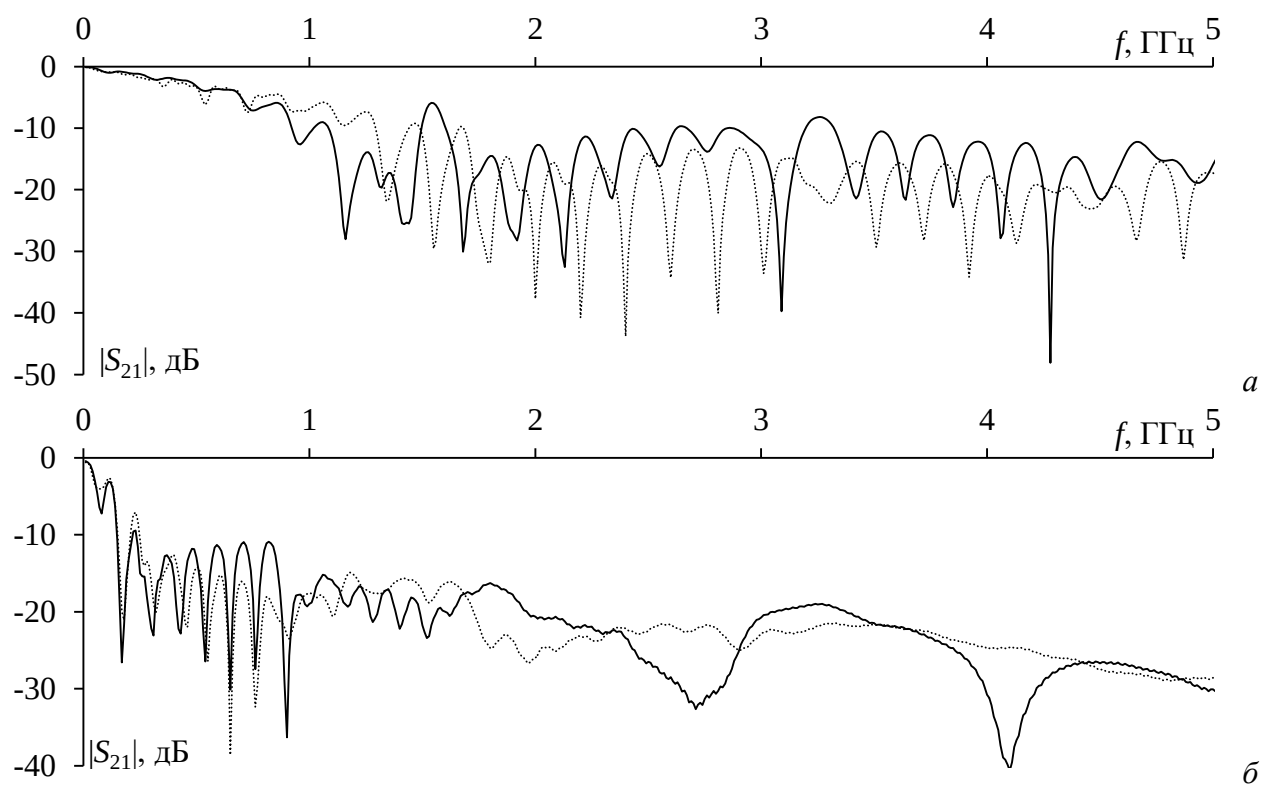


Рисунок 4.14 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ структур 3 (—) и 4 (···) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

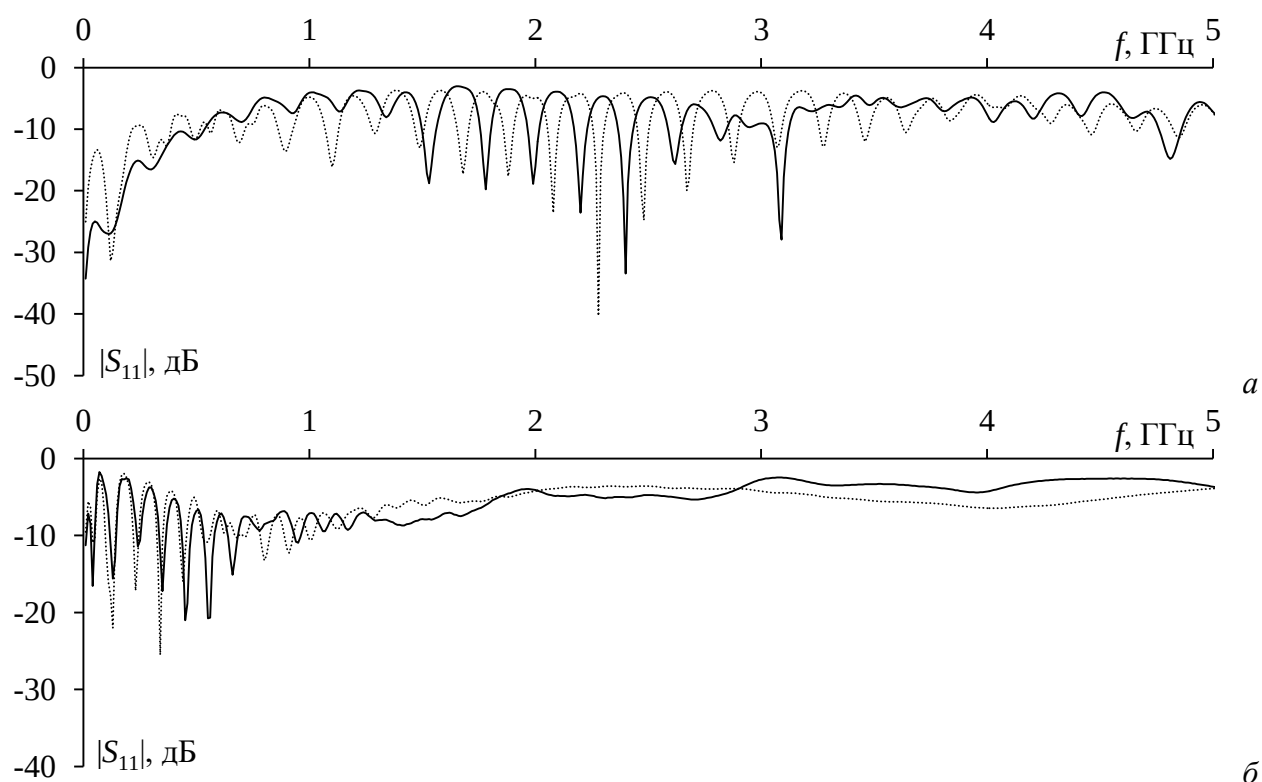


Рисунок 4.15 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ структур 3 (—) и 4 (···) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.14 видно, что добавление заземленных проводников при $s_2=2w$ также почти не изменило характер зависимостей для структур 3 и 4, но

увеличило уровни максимумов и минимумов. В низкочастотной области характер на рисунке 4.14а более пологий, чем ранее. Это увеличило f_{cp} до 495 МГц. Минимум $|S_{21}|$ минус 48,1 дБ при $f=4,25$ ГГц. Для структуры 4 $f_{cp}=345$ МГц, а минимум $|S_{21}|$ минус 41,1 дБ при $f=2,4$ ГГц. Для структуры 3 с РПМ $f_{cp}=50$ МГц, а для структуры 4 – $f_{cp}=45$ МГц. Уменьшение f_{cp} при РПМ, как и прежде, вызвано рассогласованием, а также дополнительным влиянием на него заземленных проводников. Для структуры 3 с РПМ минимум минус 37 дБ при $f=950$ МГц, а для структуры 4 – минус 38,7 дБ при $f=650$ МГц.

Из рисунка 4.15а видно, что для структуры 3 $|S_{11}|$ в полосе пропускания не более минус 11,6 дБ, а во всём диапазоне достигает минус 3 дБ. Для структуры 4 $|S_{11}|$ не более минус 11,7 дБ, а во всём диапазоне достигает минус 3,9 дБ. При РПМ для структуры 3 $|S_{11}|$ уменьшается и может достигать минус 9 дБ, а его максимум составил минус 1,7 дБ. Для структуры 4 с РПМ $|S_{11}|$ достигает минус 10,1 дБ, а максимум составил минус 1,9 дБ.

Таким образом, полученные здесь результаты показали существенное влияние РПМ на передаточные характеристики витка. Добавление заземленных проводников при $s_2=2w$ улучшает передаточные характеристики структур с заземленными проводниками в полосе пропускания. Нужно отметить, что трассировка в форме спирали даёт более пологую зависимость $|S_{21}|$.

4.2.3 Временные характеристики макетов

Моделировался временной отклик на воздействие в форме трапеции с $t_r=t_d=t_f=100$ пс ($t_\Sigma=300$ пс) с амплитудой э.д.с. 1 В. Сначала рассмотрены структуры при $s_2=10w$. Полученные формы выходного напряжения показаны на рисунке 4.16.

Из рисунка 4.16 видно, что на выходе каждой структуры наблюдаются 3 составляющие. Задержка первой из них (перекрестной помехи) объясняется наличием проводных отводов для включения прототипа в измерительный тракт. Малое различие задержек первой составляющей вызвано разной формой и длиной проводных отводов для меандра и спирали. Отметим, что формы

основных составляющих отклика согласуются качественно, но их уровни и задержки отличаются. Ослабление без РПМ определяют составляющие отклика (для структуры 1 – второй, а для структуры 2 – третьей). Максимальный уровень напряжения на выходе структуры 1 без РПМ составил 141 мВ, а структуры 2 – 126 мВ. Для спирали нет отражений между составляющими 1 и 2 отклика, которые в меандре возникают из-за поворотов печатного проводника. На выходе структуры 1 с РПМ уровень напряжения определяется перекрестной помехой. Это вызвано сильной связью между проводниками, которую даёт РПМ (рост k_L). Уровень напряжения на выходе структуры 1 составил 66 мВ, а 2 – 76 мВ. Задержки составляющих 2 и 3 выросли из-за влияния РМП, а потери привели к их более существенному ослаблению, что согласуется с теорией.

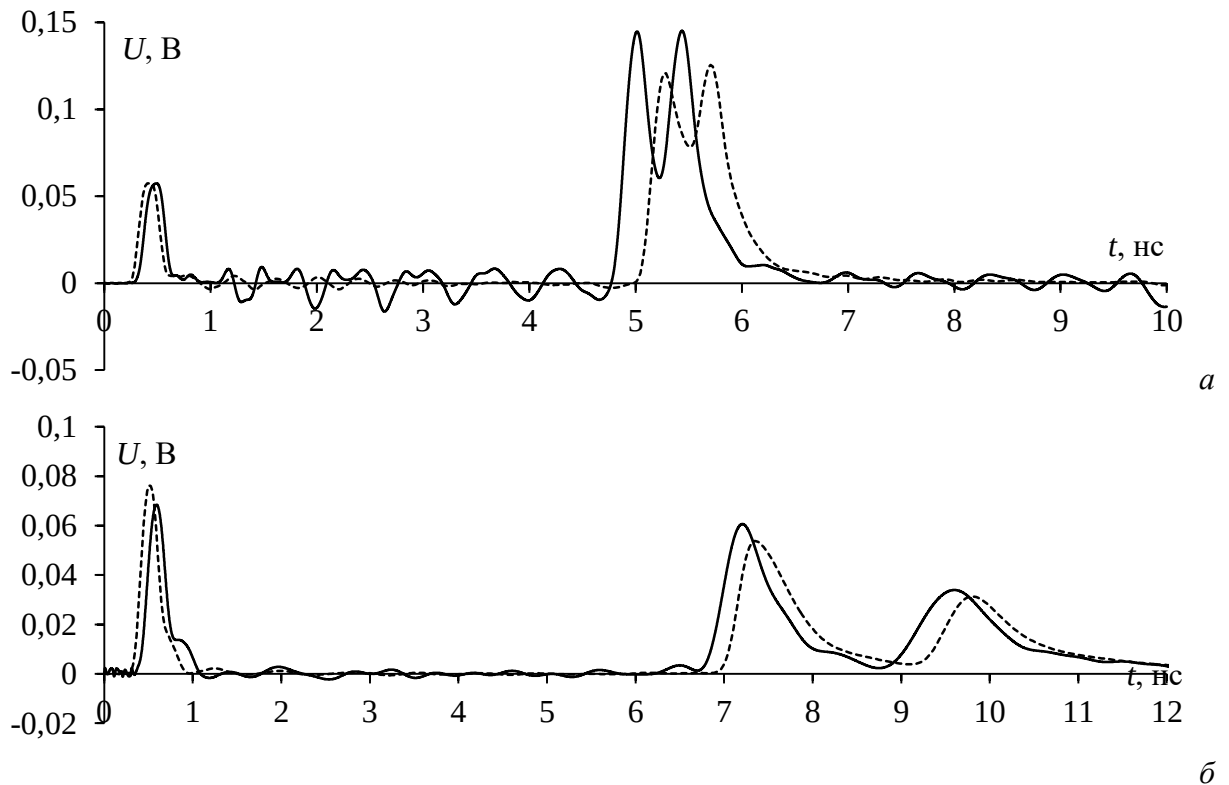


Рисунок 4.16 – Формы напряжения на выходе структур 1 (—) и 2 (---) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Моделирование временного отклика на выходе структур при $s_2=2w$ представлены на рисунке 4.17. Видно, что уменьшение s_2 увеличило отражения между составляющими 1 и 2 отклика так, что некоторые из них сопоставимы по уровню с основными составляющими. Из рисунка 4.17а видно, что отклик представлен 3 основными составляющими, но обеспечивается лишь частичное

разложение воздействия на составляющие мод, особенно в структуре 2. Одной из причин этого является взаимовлияния в витке из-за уменьшения s_2 . Как и при $s_2=10w$, максимум напряжения без РПМ определяют составляющие мод, а с РПМ – перекрестная помеха. На выходе структуры 1 без РПМ он составил 159 мВ, а 2 – 124 мВ, тогда как с РПМ он составил 64 и 69 мВ.

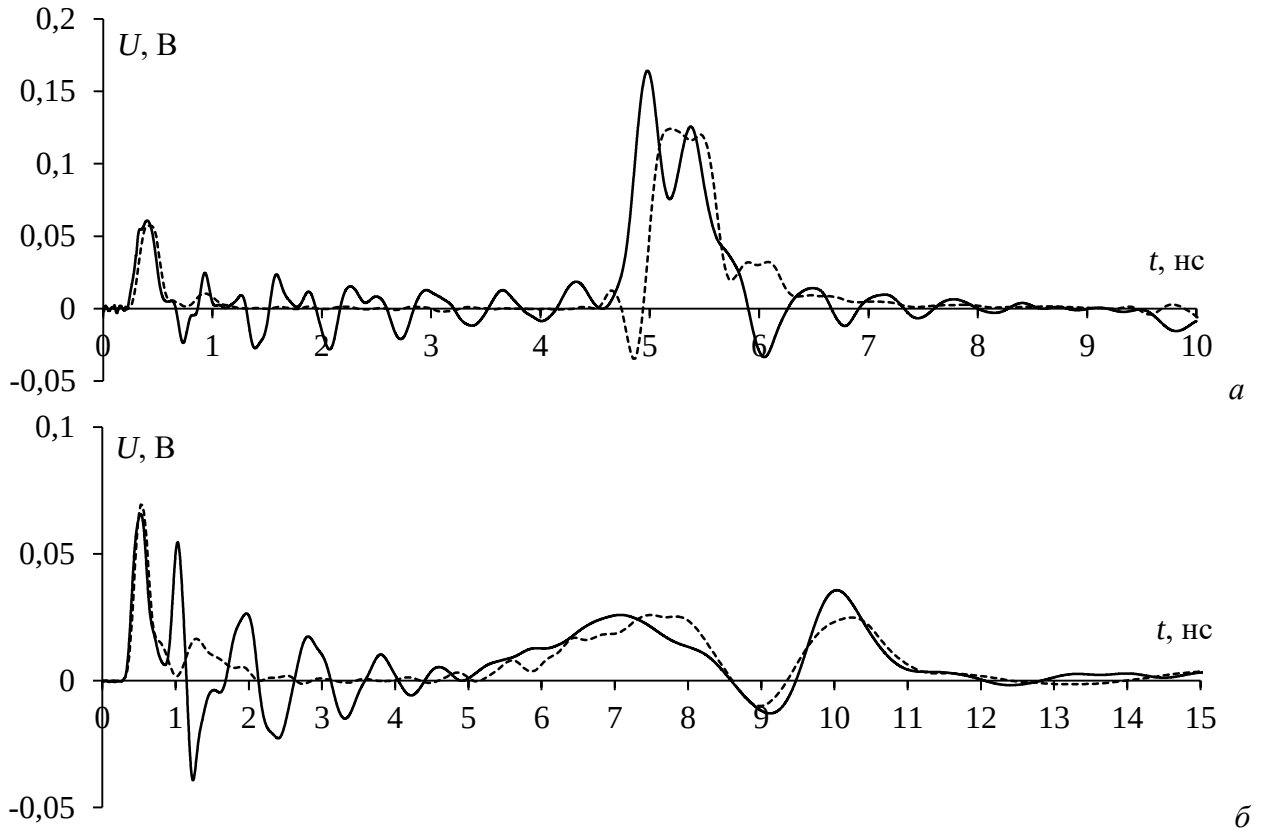


Рисунок 4.17 – Формы напряжения на выходе структур 1 (—) и 2 (---) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Моделирование временного отклика витка с заземленным проводником без РПМ и с ним (структуры 3 и 4) при $s_2=10w$ представлено на рисунке 4.18. Видно, что отклик на выходе структур 3 и 4 представлен 3 составляющими. Для структуры 3 воздействие лишь частичное раскладывается на составляющие из-за недостаточной l , а также влияния потерь (из-за этого затягиваются фронт и спад составляющих и они накладываются). Заземленный проводник без РПМ почти не влияет на уровень выходного напряжения. На выходе структур 3 и 4 уровень напряжения составил 142 и 127 мВ соответственно.

Нанесение РПМ за счёт существенного роста Δt обеспечивает полное разложение воздействия на составляющие мод, несмотря на влияние потерь.

Ослабление, как и для структур без заземленных проводников (рисунок 4.16б) определяется уровнем перекрестной помехи. Максимум напряжения на выходе структуры 3 с РПМ составил 65 мВ, а 4 – 77 мВ.

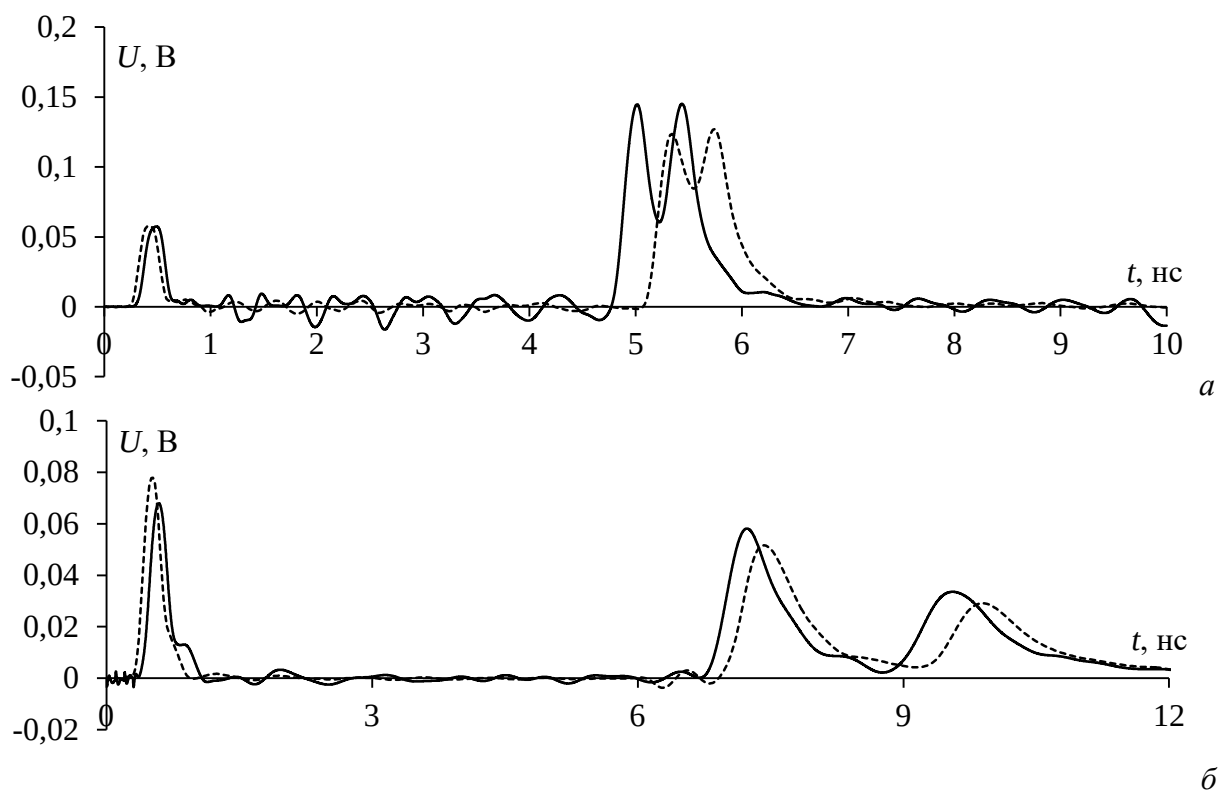


Рисунок 4.18 – Формы напряжения на выходе структур 3 (—) и 4 (---) при $s_2=10w$ без нанесения РПМ (а) и с ним (б)

Результаты аналогичного моделирования при $s_2=2w$ представлены на рисунке 4.19. Видно, что без РПМ разложение воздействия (хотя и частичное) есть только в структуре 3, а в структуре 4 разложения нет: составляющие мод наложены друг на друга. Несмотря на это, уровни выходного напряжения в структурах 3 и 4 близки: 149 и 173 мВ. В структуре 3 уровень выходного напряжения определяется второй составляющей отклика (нечётной модой). За счёт РПМ обеспечивается разложение, но из-за потерь основные составляющие не различимы (составляющие частично наложены из-за затягивания их фронта и спада). Благодаря минимизации отражений в структуре 4 за счёт трассировки, обеспечивается минимальный уровень составляющих. С РПМ, по-прежнему, ослабление определяет перекрестная помеха: 57 и 55 мВ в структурах 3 и 4.

Для сравнения в таблицу 4.6 сведены максимум напряжения на выходе структур 1–4. Видно, что при $s_2=2w$ без РПМ уровень напряжения максимален.

Это объяснимо значительным ростом связи между проводниками. РПМ снижает его (в среднем в 2,5 раза), причём при $s_2=10w$ этот уровень в структурах с РПМ оказывается даже выше чем при $s_2=2w$. Минимум напряжения у витка с дополнительными проводниками с нанесением РПМ (структуры 3 и 4).

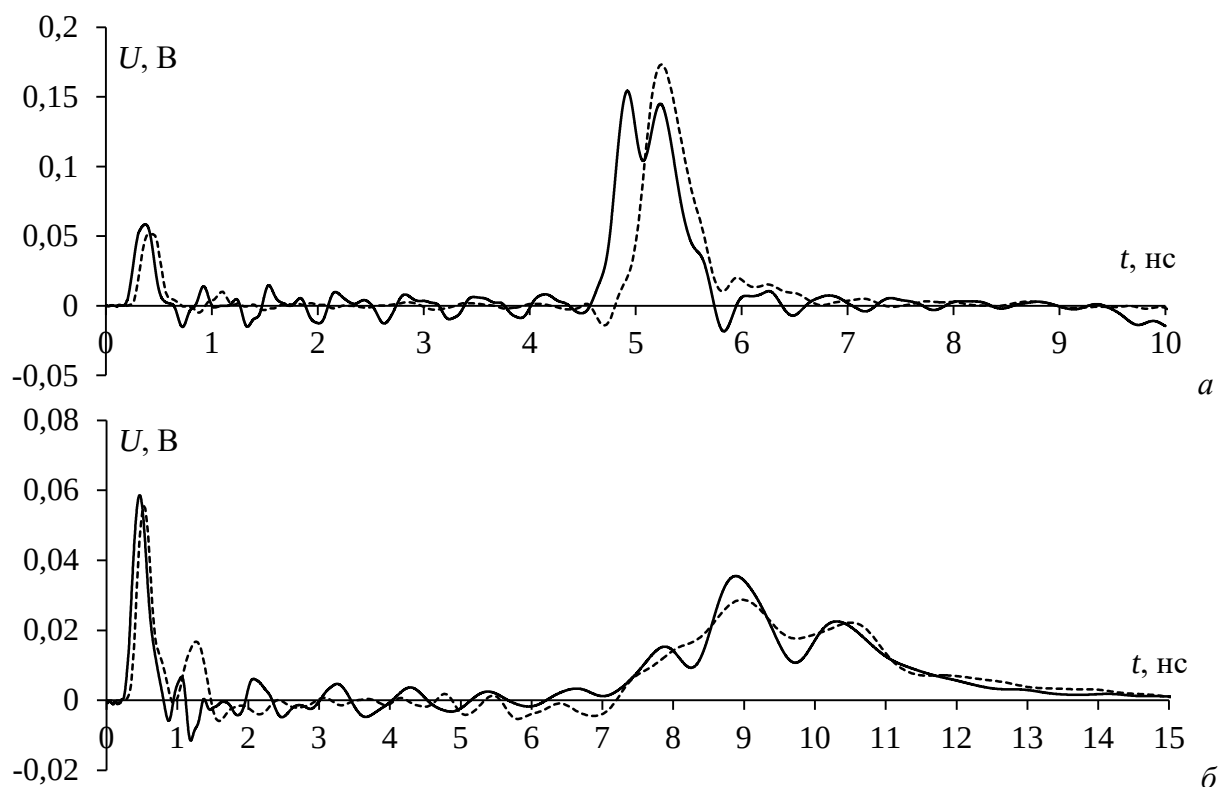


Рисунок 4.19 – Формы напряжения на выходе структур 3 (—) и 4 (---) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Таблица 4.6 – Максимальный уровень (мВ) напряжения на выходе исследуемых структур

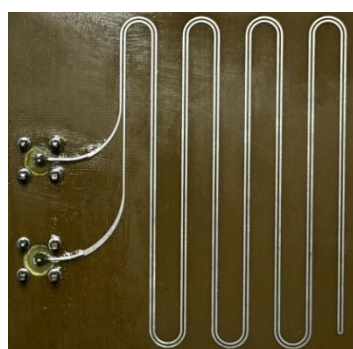
Структура	1		2		3		4	
Наличие РПМ	–	+	–	+	–	+	–	+
$s_2=10w$	141	66	126	76	142	68	127	77
$s_2=2w$	159	64	124	69	149	57	173	55

Таким образом, в структурах без РПМ уменьшение s_2 приводит к росту максимума напряжения на выходе витка, а с РПМ, наоборот, уменьшает его, хотя оно не столь значительно. Добавление заземленных проводников для уменьшения связи между полувитками позволяет уменьшить уровень выходного напряжения. Такое уменьшение существенно при нанесении на поверхность витка РПМ. Ресурсом для дополнительного уменьшения уровня напряжения является минимизация связи между проводниками витка путём оптимизации, поскольку в структурах с РПМ этот уровень определяет перекрестная помеха.

4.3 Экспериментальное исследование прототипов витка меандровой линии

4.3.1 Изготовление прототипов

По результатам моделирования изготовлены прототипы витка с трассировкой в форме меандра и спирали (рисунки 4.20–4.23). Для краткости, прототипы витка в форме меандра и спирали без заземленных проводников называются ниже прототипами 1 и 2 соответственно, а с заземленными проводниками – 3 и 4. На обратной стороне смонтированы SMA-соединители.



а



б

Рисунок 4.20 – Виды сверху прототипа витка в форме меандра (а) и спирали (б) при $s_2=10w$

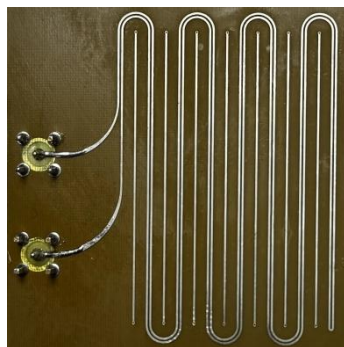


а



б

Рисунок 4.21 – Виды сверху прототипа витка в форме меандра (а) и спирали (б) при $s_2=2w$



а



б

Рисунок 4.22 – Виды сверху прототипа витка в форме меандра (а) и спирали (б) с дополнительными заземленными проводниками при $s_2=10w$

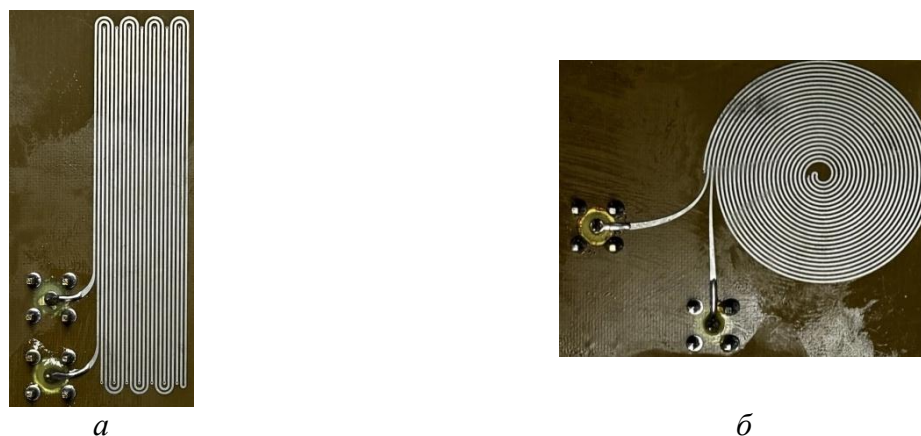


Рисунок 4.23 – Виды сверху прототипа витка в форме меандра (а) и спирали (б) с дополнительными заземленными проводниками при $s_2=2w$

4.3.2 Результаты измерений прототипов в частотной области

Измерены частотные зависимости S -параметров прототипов в диапазоне от 300 кГц до 5 ГГц с помощью ВАЦ Raportra P4226 АО «НПФ «Микран» по схеме на рисунке 3.19. Перед их проведением выполнена калибровка ВАЦ с помощью эталонных мер из набора НКММ-13-13Р. Погрешность измерений составила не более 1,5 дБ. Частотные зависимости S -параметров прототипа 1 при $s_2=10w$ без РПМ и с ним показаны на рисунке 4.24.

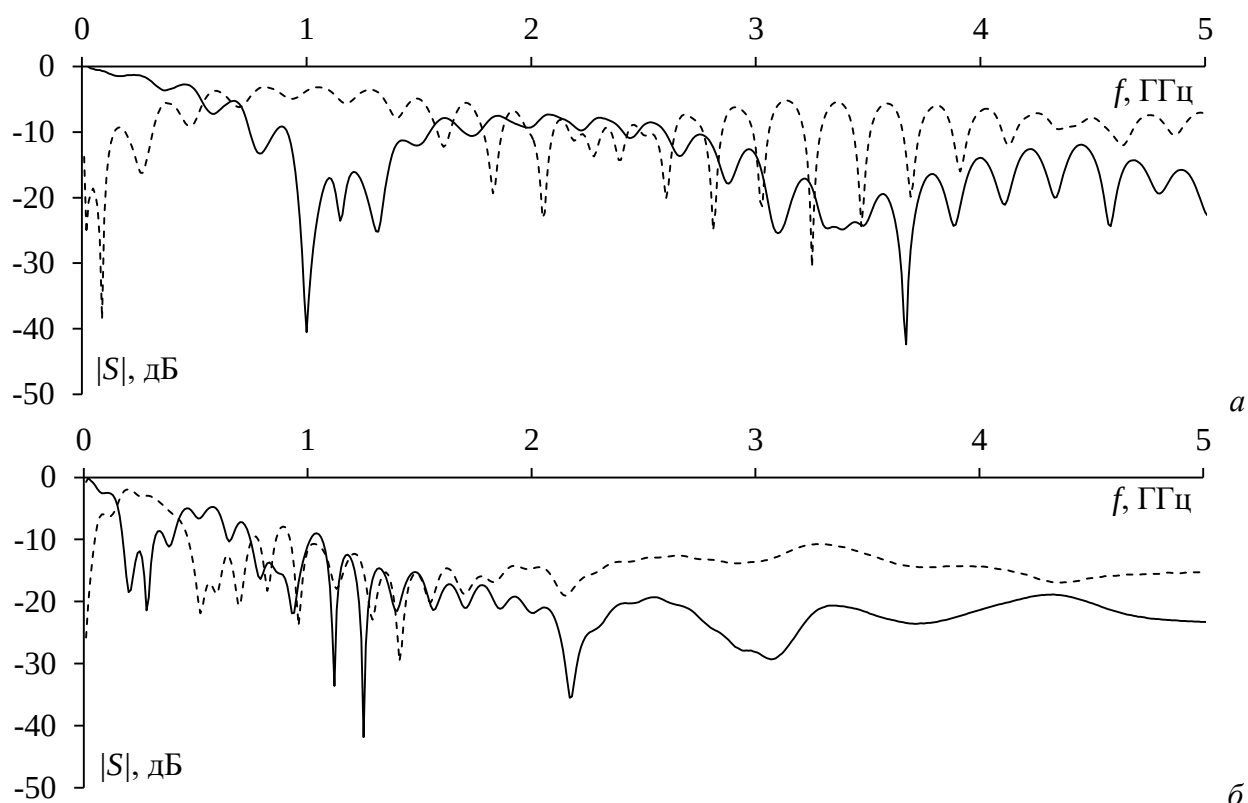


Рисунок 4.24 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 1 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Из рисунка 4.24 видно, что для прототипа 1 без РПМ $f_{cp}=340,5$ МГц (на 49,5 МГц меньше, чем при моделировании), а с РПМ $f_{cp}=130$ МГц (на 76,8 МГц меньше, чем при моделировании). $|S_{11}|$ в полосе для прототипа 1 без РПМ не более минус 7 дБ, а с РПМ – минус 5,8 дБ. Таким образом, измерения показали ухудшение передаточных характеристик реального прототипа. Согласованность результатов измерения и моделирования оценивалась методом FSV [226]. Гистограммы GDM приведены для $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ на рисунке 4.25. Видно, что для прототипа 1 без РПМ согласованность результатов моделирования и измерений выше, чем с РПМ. Общее число оценок «отлично», «очень хорошо» и «хорошо» для $|S_{11}|$ составляет 43,4%, а для $|S_{21}|$ – 40,2%. С РПМ преобладают оценки «удовлетворительно» и «хорошо». Таким образом, результаты разных методов, приемлемо согласуются.

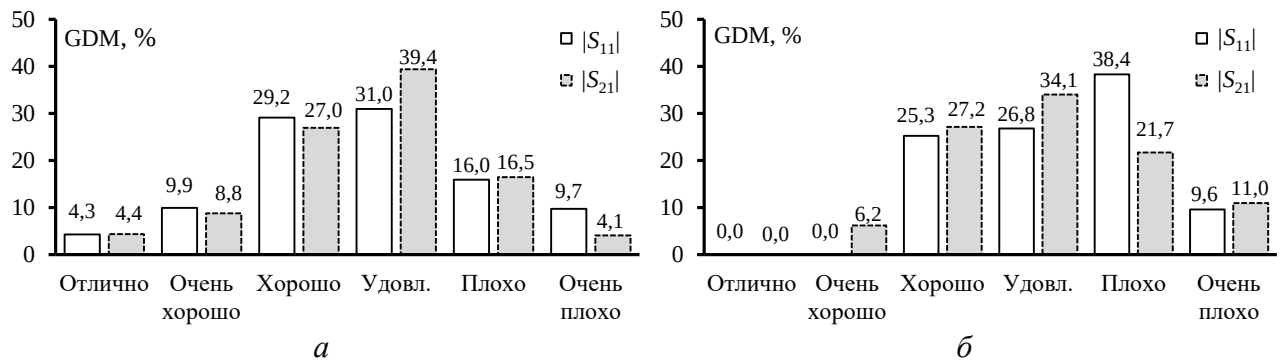


Рисунок 4.25 – Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S -параметров прототипа 1 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Частотные зависимости S -параметров прототипа 1 при $s_2=2w$ показаны на рисунке 4.26. Они представлены множеством максимумов и минимумов. Частота среза прототипа без РПМ составила $f_{cp}=510,5$ МГц (на 20,5 МГц выше, чем при моделировании). С РПМ $f_{cp}=43,5$ МГц (на 3,5 МГц выше, чем при моделировании). Без РПМ максимум $|S_{11}|$ в рабочей полосе может достигать минус 7,6 дБ, а с РПМ – минус 5,8 дБ. При измерениях $|S_{11}|$ оказался выше, чем при моделировании.

Выполнена оценка согласованности измерений и моделирования методом FSV. Полученные гистограммы GDM показаны на рисунке 4.27. Видно, что уменьшение s_2 до $2w$ ухудшило согласованность результатов моделирования и измерений. Без РПМ преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно».

Общее их число для $|S_{11}|$ составило 66,3%, а для $|S_{21}|$ – 53,9%. Примечательно, что с РПМ согласованность оказалась даже выше, поскольку число оценок «хорошо» больше. Для $|S_{11}|$ их суммарное число составило 67,4%, а для $|S_{21}|$ – 66,9 %. Таким образом, результаты приемлемо согласуются.

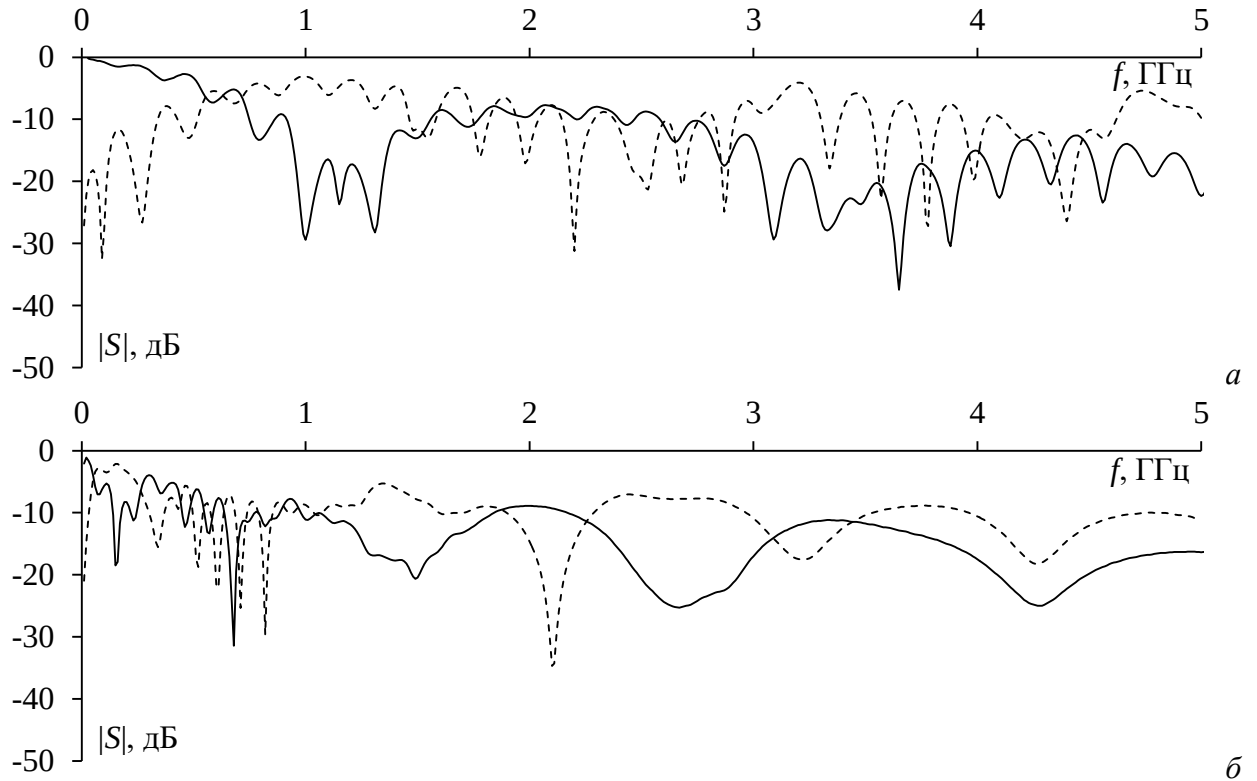


Рисунок 4.26 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 1 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

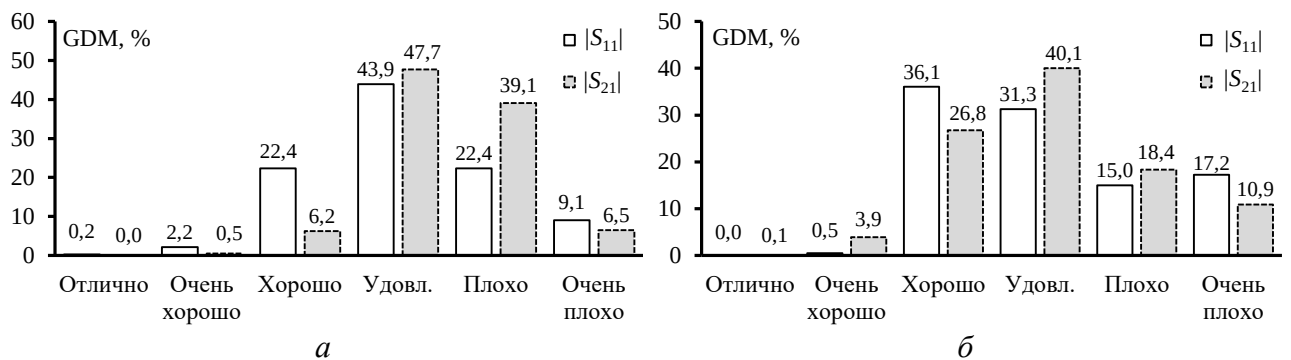


Рисунок 4.27– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S -параметров прототипа 1 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

Полученные частотные зависимости S -параметров для прототипа 2 при $s_2=10w$ без РПМ и с ним показаны на рисунке 4.28. Зависимости представлены множеством максимумов и минимумов. Видно, что без РПМ $f_{cp}=315,5$ МГц (на 67,5 МГц ниже, чем при моделировании). Коэффициент отражения $|S_{11}|$ в рабочей полосе частот прототипа не более 8,1 дБ. У прототипа 2 с РПМ

$f_{cp}=115,5$ МГц (на 68 МГц выше, чем при моделировании), а $|S_{11}|$ не более 9,4 дБ. Таким образом, экспериментально доказано, что трассировка в форме спирали уменьшает отражения и повышает передаточные характеристики витка.

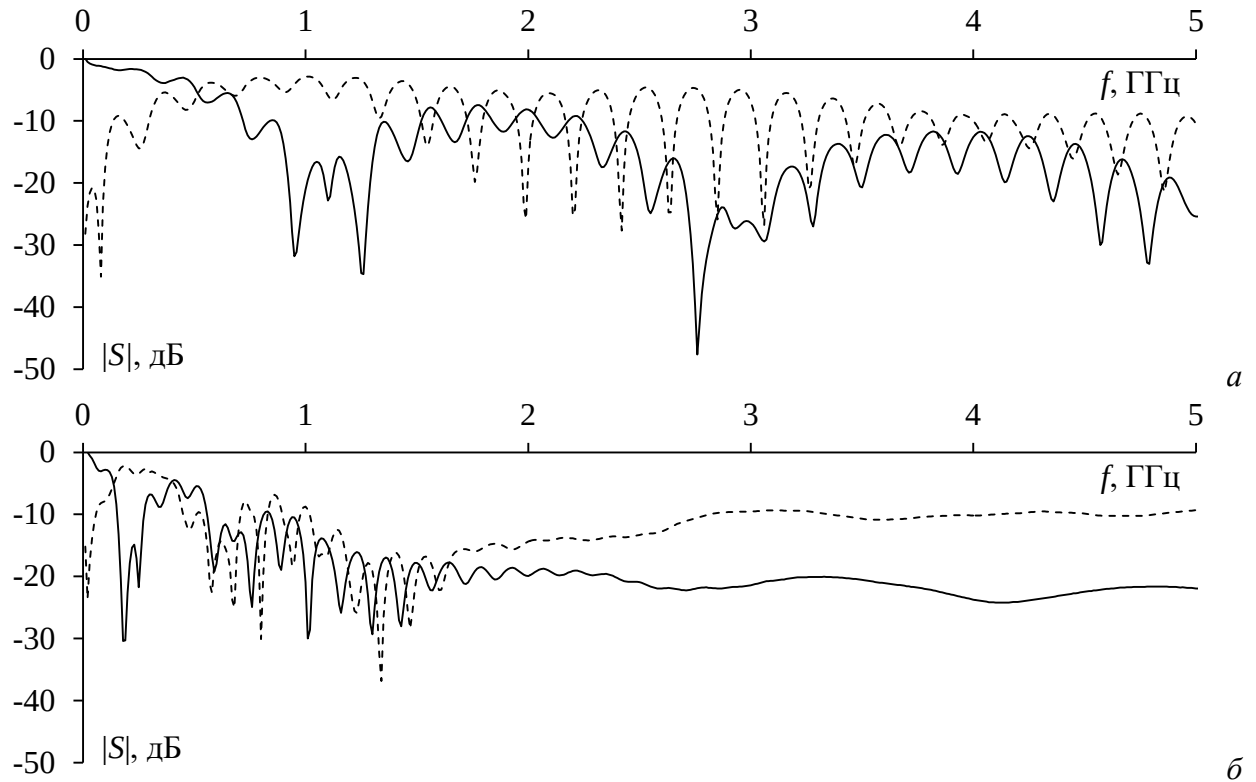


Рисунок 4.28– Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 2 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Гистограммы анализа методом FSV показаны на рисунке 4.29. Видно, что для прототипа без РПМ преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно» (их общее число – 66,1% для $|S_{11}|$ и 64,1% – для $|S_{21}|$), но также есть оценки «отлично» и «очень хорошо». Для $|S_{11}|$ с РПМ оценки «удовлетворительно» преобладают (57%). Согласованность результатов измерений $|S_{21}|$ также высока (оценок «отлично», «очень хорошо» и «хорошо» около 74%).

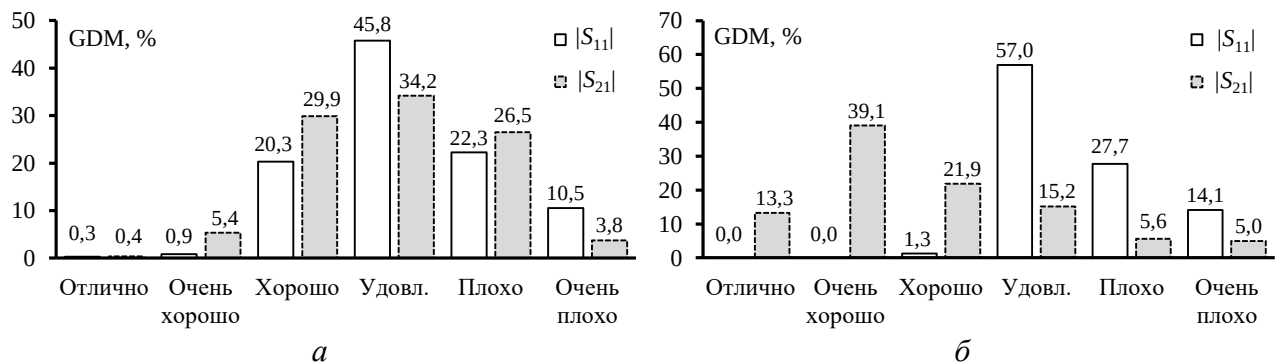


Рисунок 4.29– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S -параметров прототипа 2 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Полученные частотные зависимости S -параметров прототипа 2 при $s_2=2w$ показаны на рисунке 4.30 (они, как и ранее, состоят из множества максимумов и минимумов). Видно, что уменьшение s_2 увеличило f_{cp} . Без РПМ $f_{cp}=305,5$ МГц, что на 22,5 МГц выше, чем при моделировании. С РПМ $f_{cp}=47$ МГц (на 3 МГц выше, чем при моделировании). $|S_{11}|$ не более минус 8,1 дБ без РПМ и не более минус 9 дБ с РПМ. Таким образом, рост взаимовлияний из-за уменьшения s_2 слабо повлиял на характер частотных зависимостей, а количественные оценки показывают улучшение передаточных свойств изготовленных прототипов.

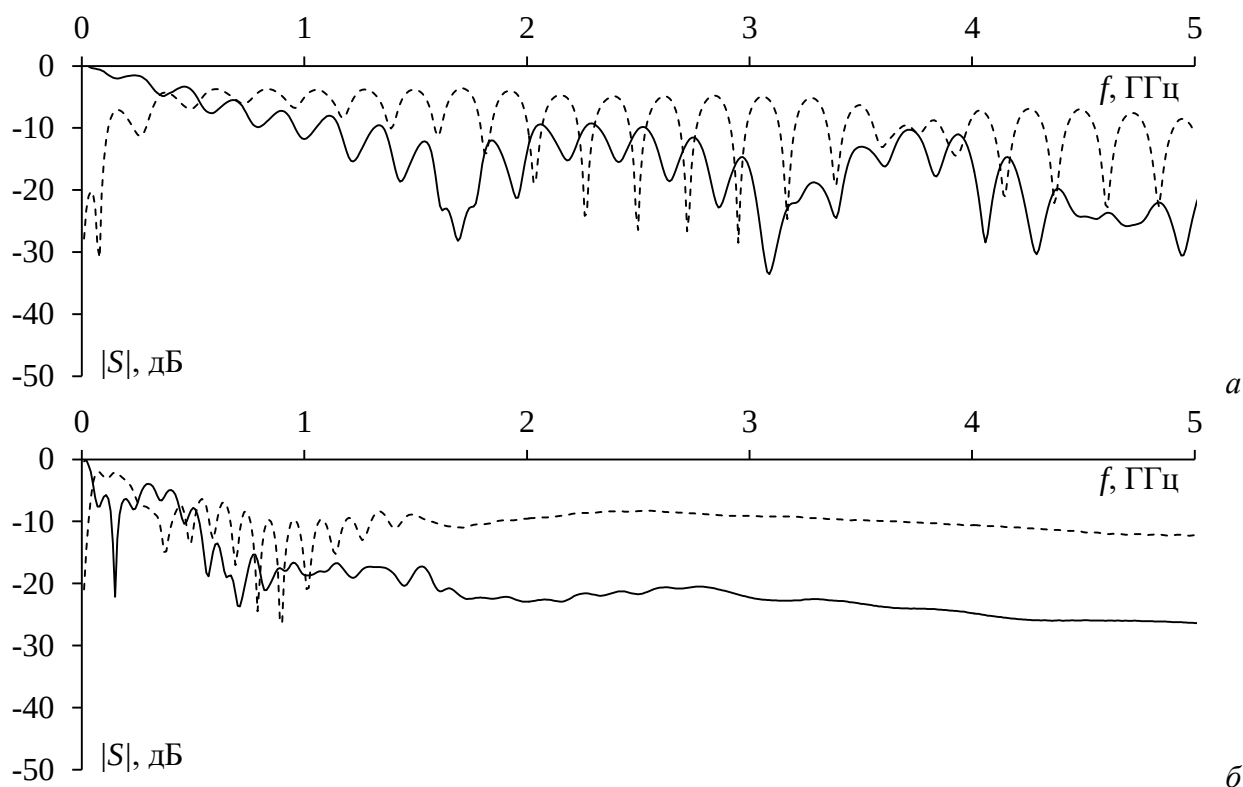


Рисунок 4.30 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 2 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

Гистограммы анализа методом FSV по критерию GDM представлены на рисунке 4.31. Из них видно, что согласованность результатов приемлема. Видно, что без РПМ преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно», но также присутствуют оценки «отлично» и «очень хорошо». Общее число оценок «хорошо» и «удовлетворительно» составило 59% для $|S_{11}|$ и 67,1% для $|S_{21}|$. Для $|S_{11}|$ прототипа с РПМ согласованность низка, поскольку преобладают оценки «удовлетворительно» (34,7%) и «плохо» (56,7%). Отметим, что согласованность результатов для $|S_{21}|$ значительно выше: суммарное число оценок «отлично»,

«очень хорошо» и «хорошо» достигает 76,7%. Таким образом, оценки показали хорошую общую согласованности результатов измерения и моделирования.

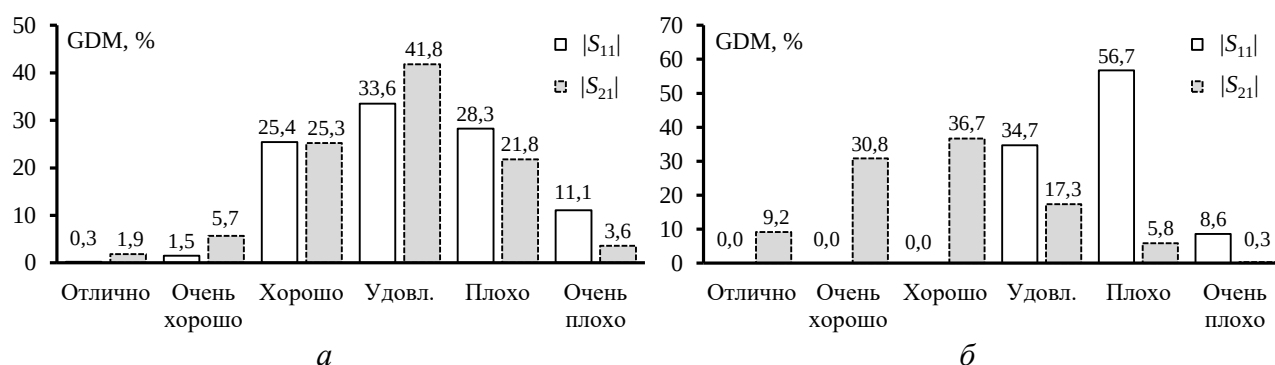


Рисунок 4.31– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S -параметров прототипа 2 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

Получены частотные зависимости S -параметров прототипа 3 при $s_2=10w$ (рисунок 4.32). Видно, что без РПМ $f_{cp}=330$ МГц, что на 40 МГц ниже, чем при моделировании. С РПМ $f_{cp}=55$ МГц (при моделировании $f_{cp}=54$ МГц). Снижение f_{cp} по сравнению с прототипом 1 объяснимо более крутым наклоном частотной зависимости $|S_{21}|$ и появлением максимума. Причины этого однозначно назвать сложно, однако возможной причиной этого может быть рассогласование витка с трактом из-за заземленных проводников. $|S_{11}|$ прототипа без РПМ не более минус 7,9 дБ, а с РПМ – минус 7,8 дБ. Таким образом, передаточные свойства прототипа в рабочей полосе частот при измерениях оказались даже выше, чем при моделировании.

Гистограммы для оценки согласованности результатов моделирования и измерений, полученные с помощью анализа методом FSV, представлены на рисунке 4.33. Как видно, согласованность результатов довольно высока. Без РПМ преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно» (оценки «отлично» и «очень хорошо» также присутствуют, но составляют менее 5%). Общее число оценок «хорошо» и «удовлетворительно» без РПМ составило 62,9% для $|S_{11}|$ и 81,1% для $|S_{21}|$. Для $|S_{11}|$ с РПМ также преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно». Их суммарное число составило 59,3%. Согласованность для $|S_{21}|$ выше: суммарное число оценок «хорошо» и «удовлетворительно» составило 68%. Это подтверждает сделанные ранее выводы.

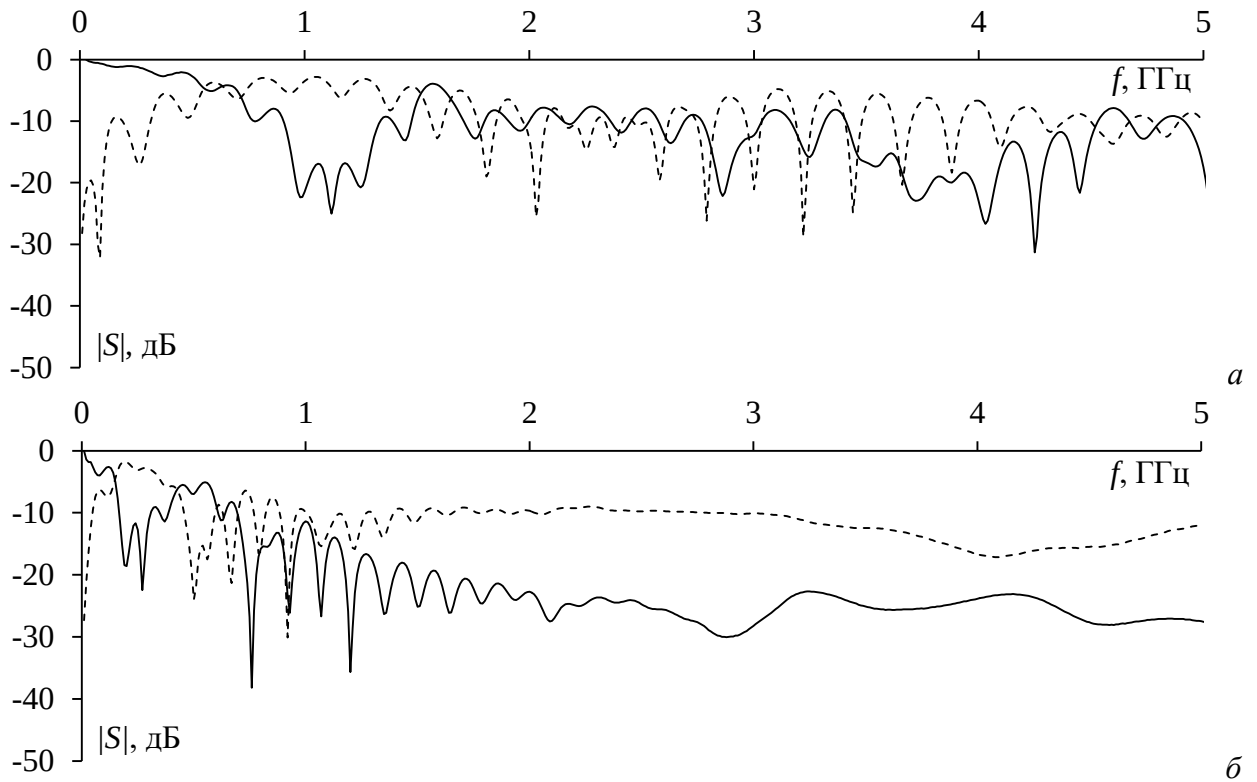


Рисунок 4.32 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 3 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

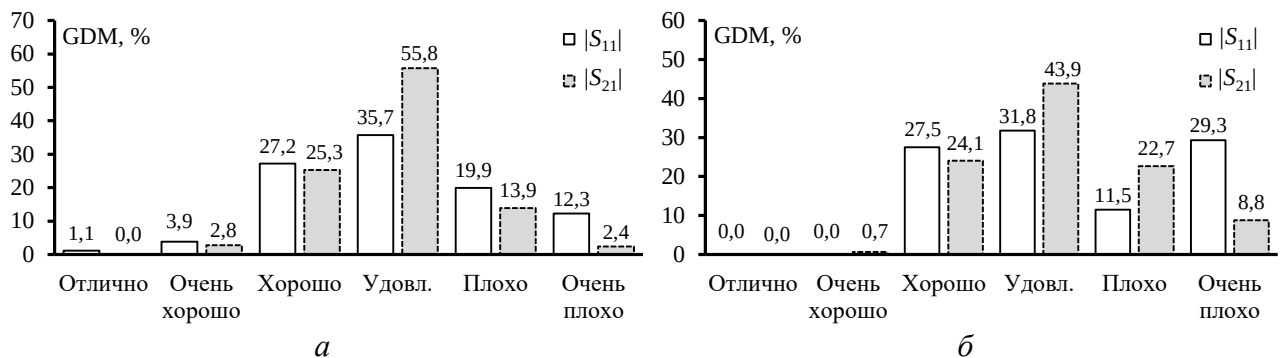


Рисунок 4.33 – Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S -параметров прототипа 3 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Полученные частотные зависимости S -параметров прототипа 3 при $s_2=2w$ показаны на рисунке 4.34. Видно, что уровень минимумов существенно возрос. Без РПМ $f_{cp}=515,5$ МГц (на 20,5 МГц выше, чем при моделировании), а с РПМ – $f_{cp}=115$ МГц (при моделировании – 44 МГц). Это объясняется более пологой зависимостью и отсутствием выраженного минимума в низкочастотной области. $|S_{11}|$ без РПМ не более минус 8,8 дБ, а с РПМ – минус 6 дБ.

Гистограммы анализа методом FSV представлены на рисунке 4.35. Как видно, результаты моделирования и измерений хорошо согласуются. Из рисунка 4.35 видно, что для прототипа без РПМ общее число оценок «очень

хорошо», «хорошо» и «удовлетворительно» составляет 58,1% для $|S_{11}|$ и 70,7% для $|S_{21}|$. С РПМ согласованность хуже, поскольку общее число оценок «хорошо» и «удовлетворительно» составило 67,2% для $|S_{11}|$ и 62,6% для $|S_{21}|$.

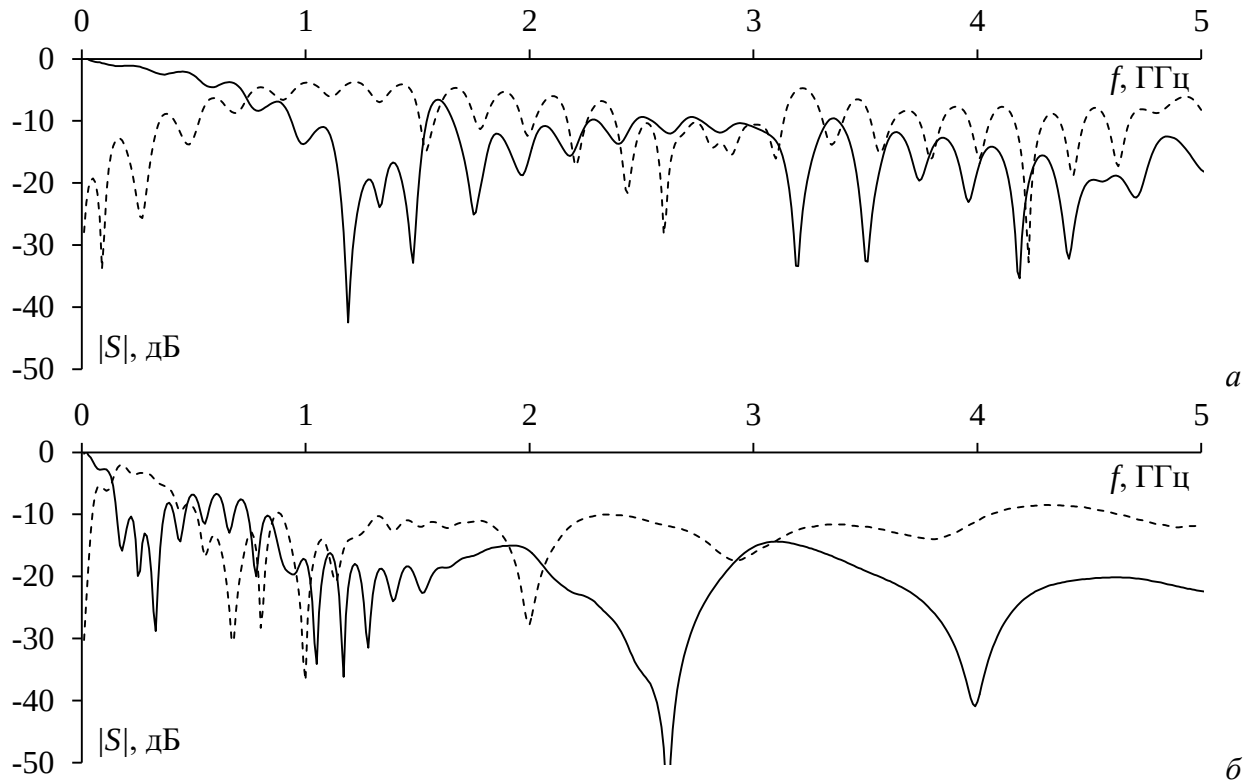


Рисунок 4.34 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 3 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

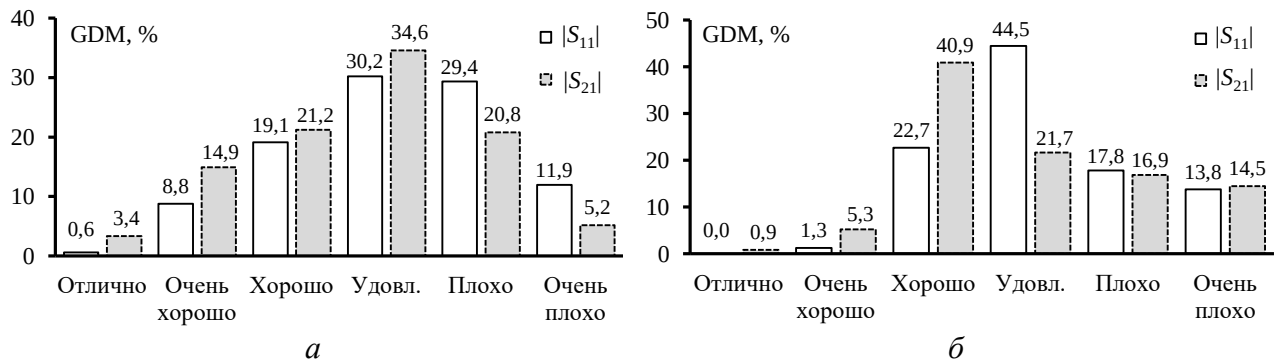


Рисунок 4.35 – Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S -параметров прототипа 3 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

Частотные зависимости S -параметров прототипа 4 при $s_2=10w$ показаны на рисунке 4.36. Они состоят из множества максимумов и минимумов. Видно, что без РПМ $f_{cp}=320,2$ МГц (на 89,8 МГц ниже, чем при моделировании). С РПМ составила $f_{cp}=130$ МГц, что отличается от f_{cp} при моделировании ($f_{cp}=44$ МГц). В низкочастотной области отсутствует выраженный минимум, что даёт рост f_{cp} .

$|S_{11}|$ без РПМ не более минус 7,3 дБ, а с РПМ – минус 5,2 дБ. Таким образом, уменьшение s_2 до $2w$ ухудшило коэффициент отражения в рабочей полосе.

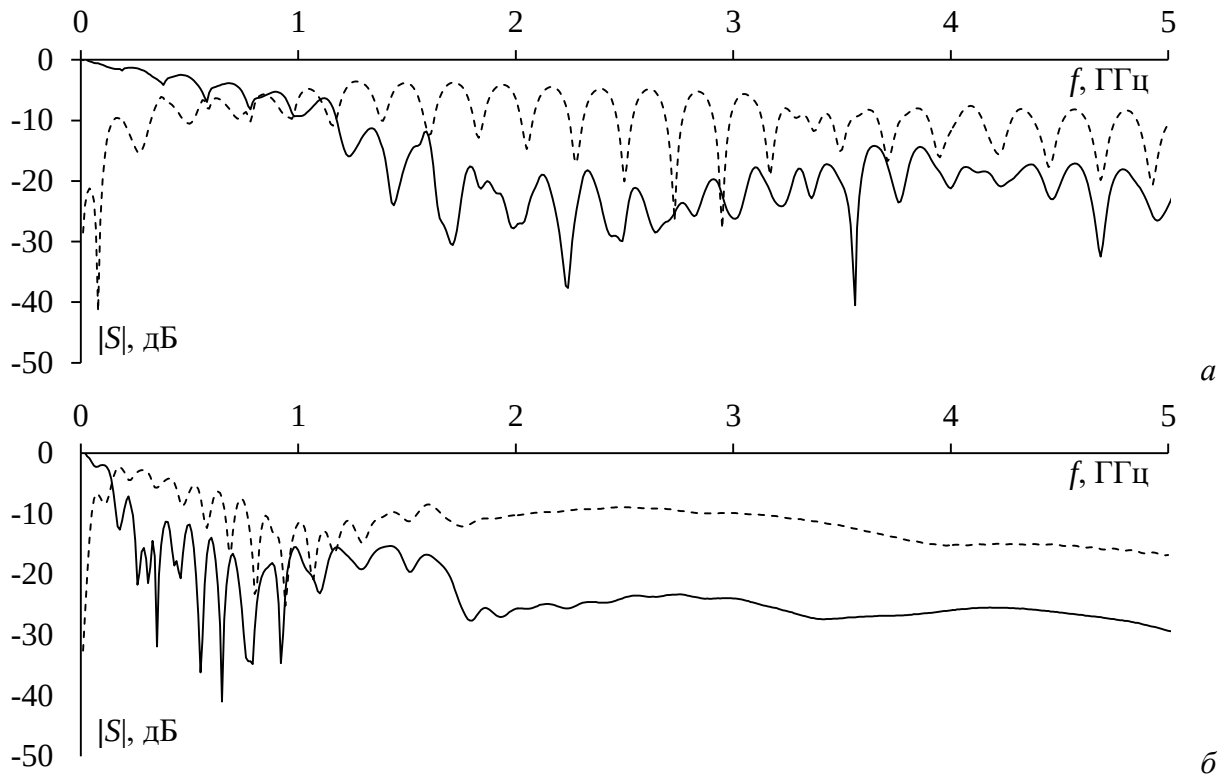


Рисунок 4.36– Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 4 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Гистограммы анализа методом FSV представлены на рисунке 4.37. Из них видно, что результаты моделирования и измерений приемлемо согласуются.

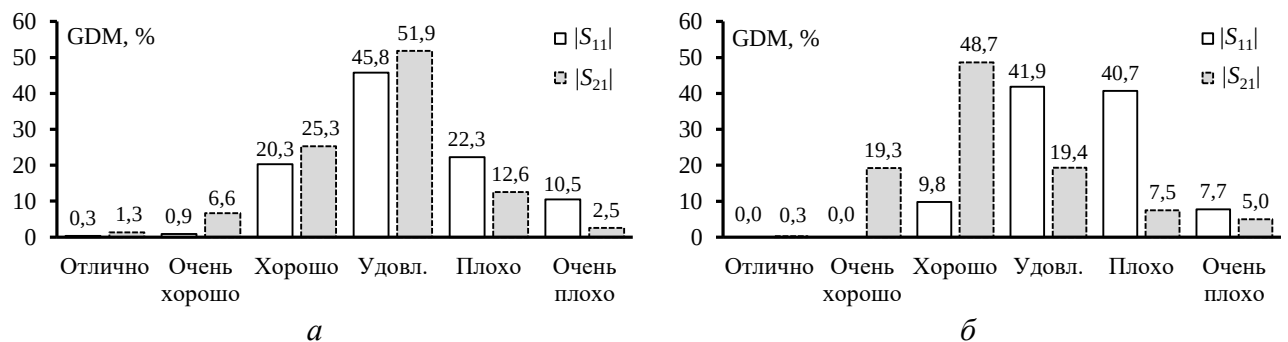


Рисунок 4.37– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S-параметров прототипа 4 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Из рисунка 4.37 видно, что без РПМ преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно», их общее число составляет 66,1% для $|S_{11}|$ и 77,2% для $|S_{21}|$. С РПМ результаты приемлемо согласуются. Для $|S_{21}|$ преобладают оценки «очень хорошо» и «хорошо», а их число составило 68%. Для $|S_{11}|$ преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно», а их число составило 51,7%.

Полученные частотные зависимости S -параметров прототипа 4 при $s_2=2w$ показаны на рисунке 4.38. Уровень минимумов и максимумов зависимостей увеличился, как и их число. Без РПМ $f_{cp}=340,5$ МГц (на 4,5 МГц выше, чем при моделировании). Максимум $|S_{11}|$ не более минус 7,7 дБ, что хуже, чем при моделировании. С РПМ $f_{cp}=130$ МГц (при моделировании $f_{cp}=45$ МГц). Рост f_{cp} связан с более пологим характером частотной зависимости в низкочастотной области. Максимум $|S_{11}|$ не более минус 6,95 дБ, что также оказалось хуже, чем при моделировании.

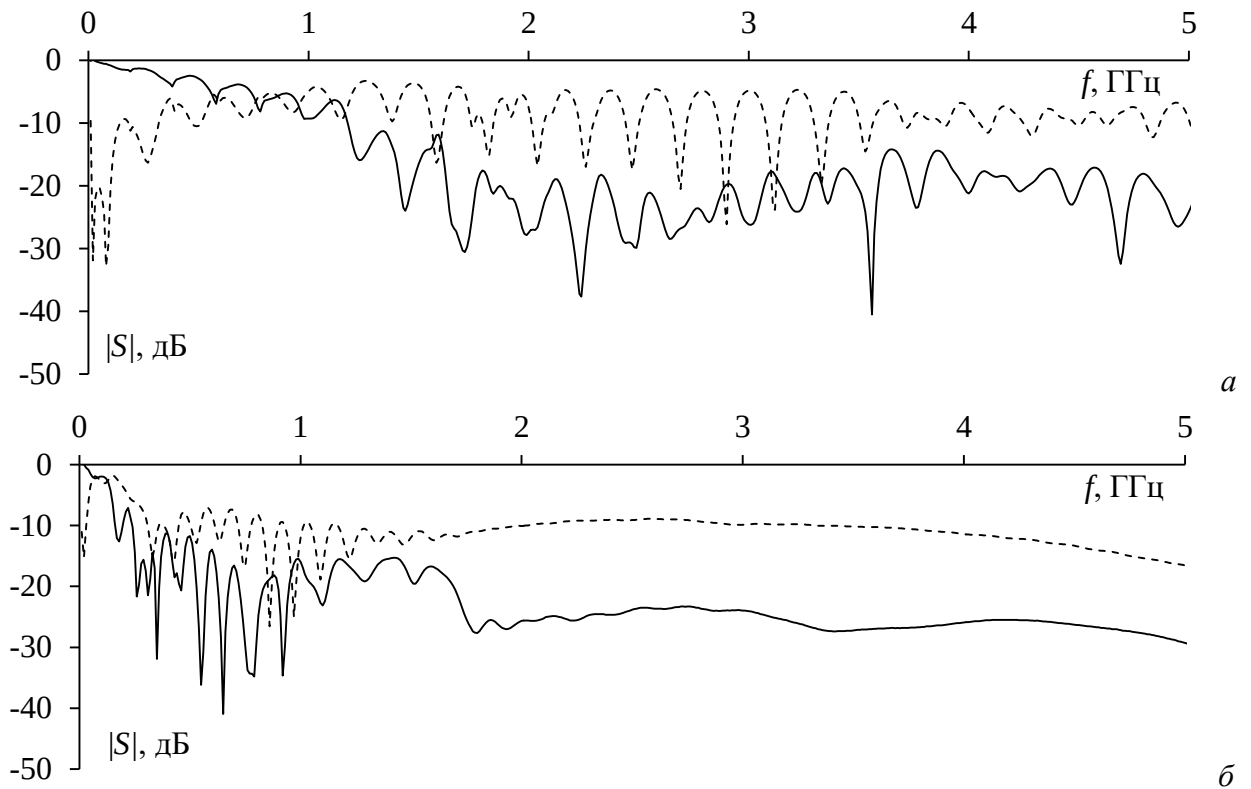


Рисунок 4.38– Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ (—) и $|S_{11}|$ (---) прототипа 4 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

Гистограммы анализа методом FSV представлены на рисунке 4.39. Из них видно, что результаты моделирования и измерений приемлемо согласуются. Без РПМ преобладают оценки «хорошо» и «удовлетворительно». Их общее число составляет 69,3% для $|S_{11}|$ и 63,6% для $|S_{21}|$. Для $|S_{21}|$ с РПМ согласованность оказалась лучше: преобладают оценки «очень хорошо» и «хорошо», а их общее число составило 74%. Для $|S_{21}|$ преобладают оценки «удовлетворительно» (32,5%) и «плохо» (59,7%). Таким образом, полученные оценки анализа методом FSV подтверждают приемлемую согласованность результатов.

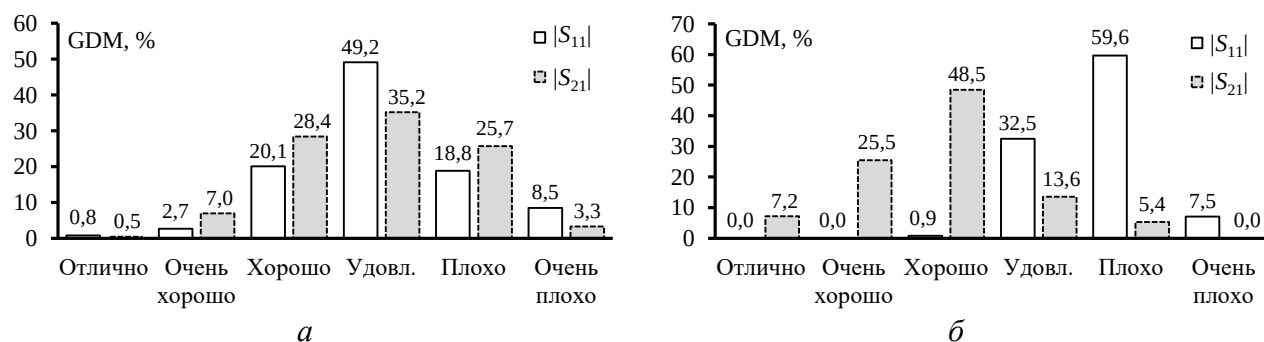


Рисунок 4.39– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных S-параметров прототипа 4 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Таким образом, из представленных результаты измерений прототипов в частотной области видно, что они приемлемо согласуются с результатами моделирования. Нанесение РПМ уменьшает f_{cp} , что ухудшает передаточные характеристики. Одним из решений этого является предварительная оптимизация параметров прототипов с учётом РПМ. Трассировка витка в виде спирали позволяет улучшить передаточные характеристики прототипов за счёт уменьшения отражений из-за поворотов витка. Уменьшение расстояния между полувитками ухудшает передаточные характеристики из-за роста взаимовлияния между проводниками. Показано, что решением этой проблемы является добавление заземленного проводника между полувитками, что на рассмотренных примерах не только позволяет снизить влияние отражений, но и даёт рост f_{cp} прототипов.

4.3.3 Результаты измерений прототипов во временной области

На основе измеренных и вычисленных (электродинамическим подходом) S-параметров прототипов витка получены временные отклики на импульсное воздействие с $E=1$ В и $t_s=300$ пс. На рисунке 4.40 представлены временные отклики прототипа 1 без РПМ и с ним при $s_2=10w$.

Из рисунка 4.40 видно, что отклики, полученные разными методами, согласуются, поскольку на выход витка приходят 3 составляющие с разными задержками. Максимум напряжения на выходе прототипа без РПМ определяется составляющими мод и при измерениях составил 147,5 мВ (при моделировании – 133,8 мВ). В прототипе с РПМ максимум напряжения определяет перекрестная

помеха и при измерениях он составил 73,5 мВ (при моделировании – 68,8 мВ). Также видно, что уровень отражений между составляющими 1 и 2 отклика ниже при измерениях, чем при моделировании. Различие откликов может быть вызвано неполным учётом электрофизических параметров материалов при моделировании, а также менее строгим учётом реальных потерь и дисперсии. Для оценки согласованности результатов разных методов, выполнен FSV-анализ. Гистограммы для прототипа без РПМ и с ним приведены на рисунке 4.41.

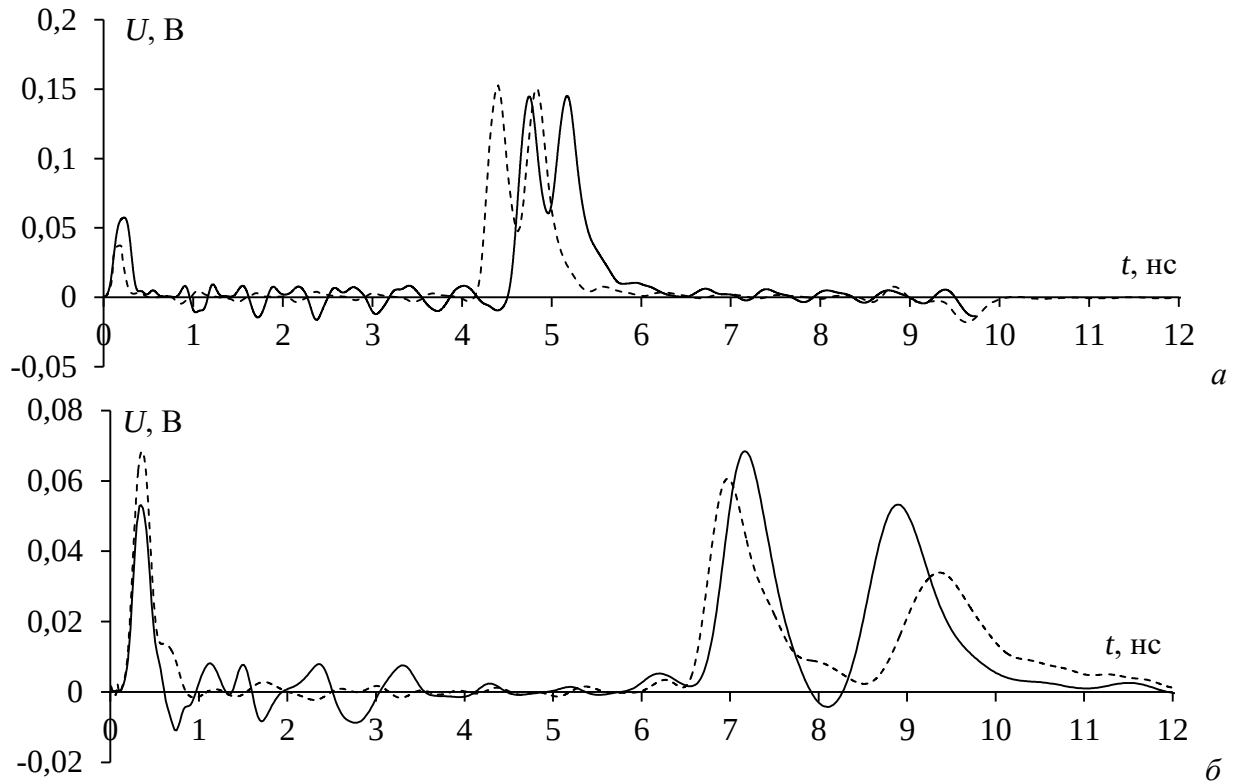


Рисунок 4.40 – Формы напряжения на выходе прототипа 1, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

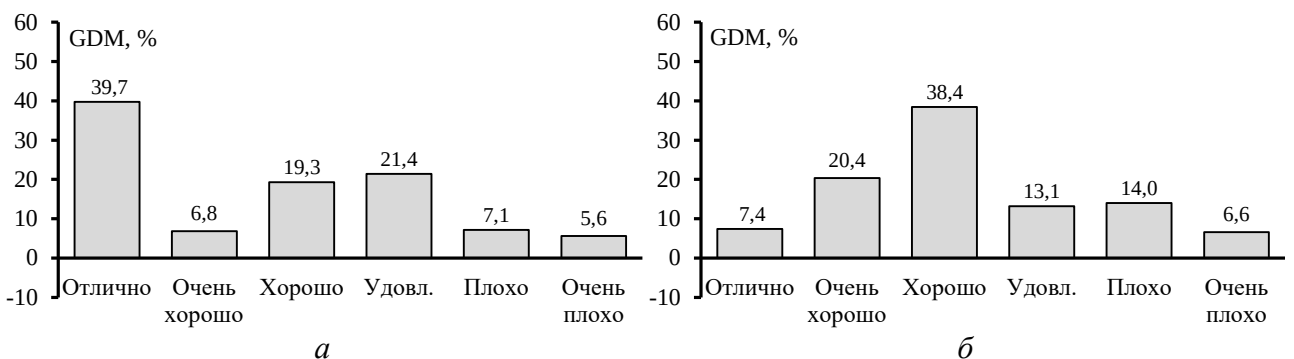


Рисунок 4.41– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 1 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

Из рисунка 4.41 видно, что согласованность результатов во временной области высока, особенно без РПМ: преобладают оценки «отлично» (39,7%). С

РПМ согласованность ниже, но, по-прежнему, приемлема: преобладают оценки «очень хорошо» и «хорошо». Их общее число составило 58,8%.

На рисунке 4.42 представлены временные отклики прототипа 1 без РПМ и с ним при уменьшении s_2 до $2w$. Видно, что уменьшение s_2 дало рост уровня отражений между составляющими 1 и 2. С РПМ уровень отражений оказался даже выше, чем у основных составляющих. Надо отметить, что без РПМ составляющие мод накладываются друг на друга из-за недостаточной разности погонных задержек, что даёт рост уровня выходного напряжения. Без РПМ максимум напряжения составил 144 мВ (при моделировании – 154 мВ), а с РПМ – 64 мВ (на 1 мВ выше, чем при моделировании). Таким образом, увеличение взаимовлияний из-за роста s_2 увеличило выходное напряжение.

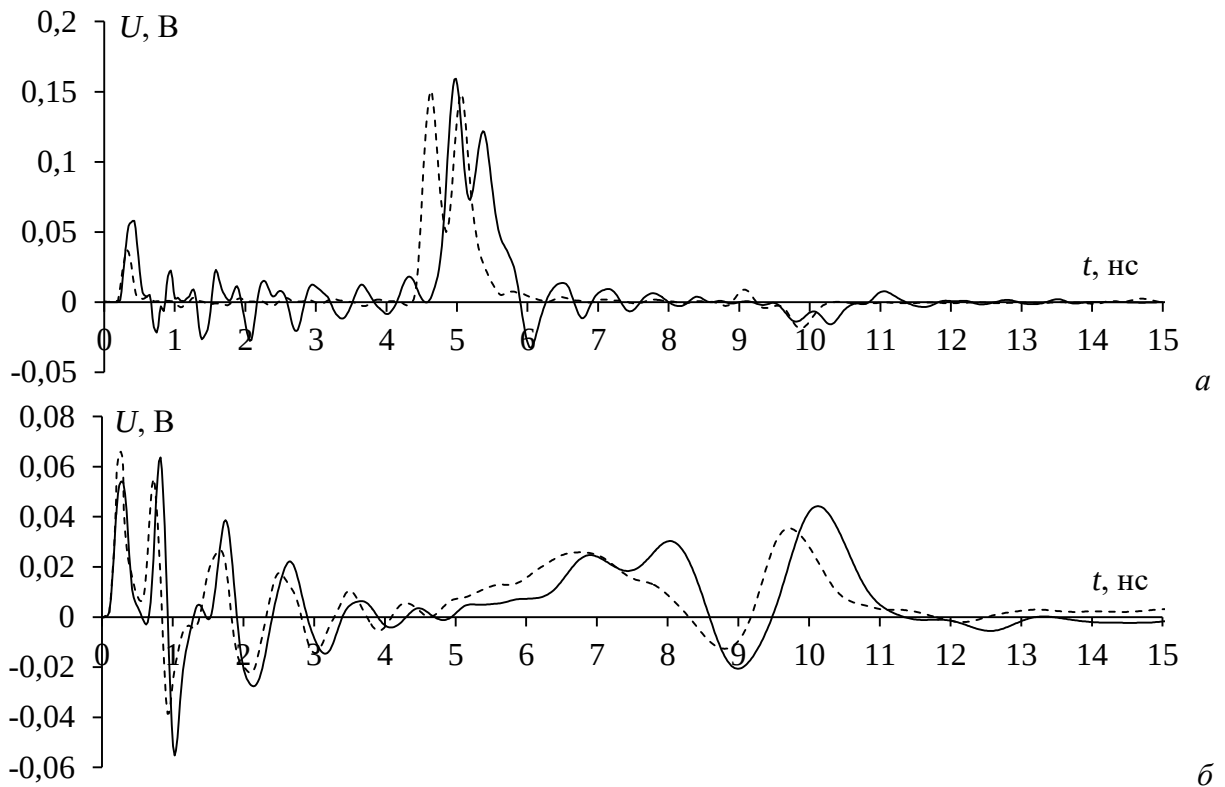


Рисунок 4.42 – Формы напряжения на выходе прототипа 1, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Гистограммы анализа методом FSV для прототипов без РПМ и с ним представлены на рисунке 4.43. Из них видно, что результаты разных методов хорошо согласуются. Без РПМ суммарное число оценок «отлично», «очень хорошо» и «хорошо» составило 63%, а с РПМ – 69,2%. Таким образом, согласованность результатов без РПМ довольно высока, а с РПМ – приемлема.

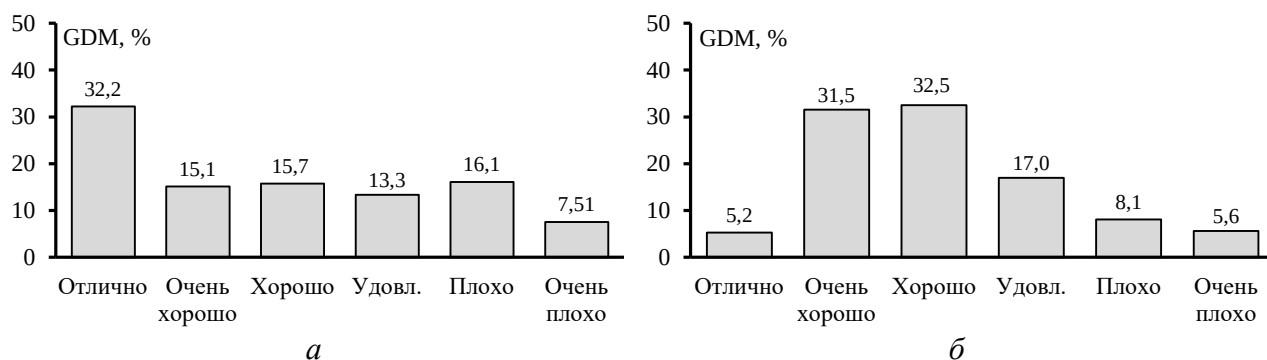


Рисунок 4.43– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 1 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

На рисунке 4.44 представлены временные отклики прототипа 2 без РПМ и с ним при $s_2=10w$. Полученные формы напряжения согласуются.

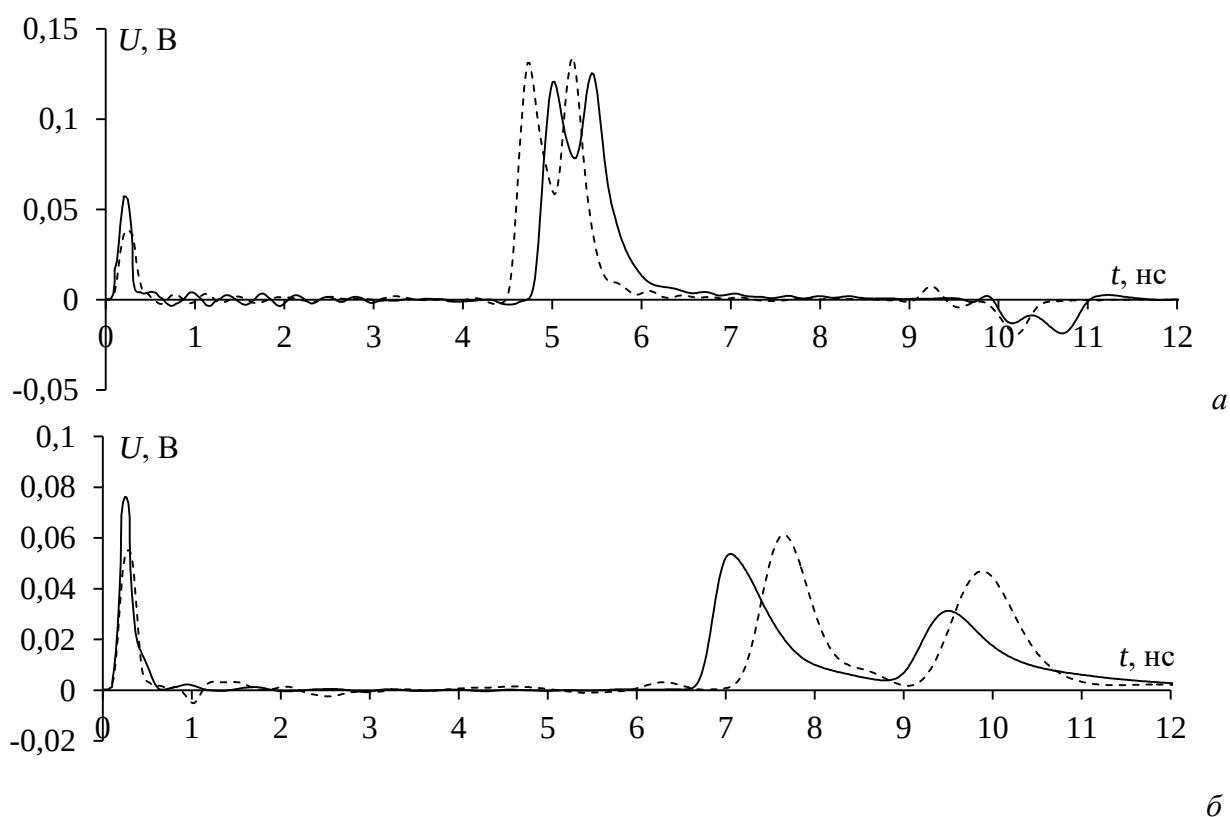


Рисунок 4.44 – Формы напряжения на выходе прототипа 2, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.44 видно, что трассировка витка в форме спирали позволила минимизировать отражения между первой и второй составляющими отклика. Уровень перекрестной помехи при измерениях оказался ниже, чем при моделировании в каждом из рассматриваемых случаев. Уровень напряжения на выходе прототипа без РПМ, как и прежде, определяется уровнем составляющих мод, а с РПМ – перекрестной помехой. Максимум напряжения без РПМ по результатам измерений составил 133,8 мВ (при моделировании он составил

125,6 мВ). Максимум напряжения с РПМ в результате измерений 61,2 мВ (при моделировании – 76,2 мВ). Таким образом, выявлено, что сворачивание витка в спираль позволило уменьшить максимум выходного напряжения в прототипе с РПМ и без него.

Гистограммы анализа согласованности результатов анализа методом FSV представлены на рисунке 4.45. Видно, что результаты разных методов хорошо согласуются. Без РПМ суммарное число оценок «отлично», «очень хорошо» и «хорошо» составило 51,4%, а для прототипа с РПМ – 65,3%. Надо отметить, что для прототипа с РПМ согласованность результатов оказалась гораздо выше.

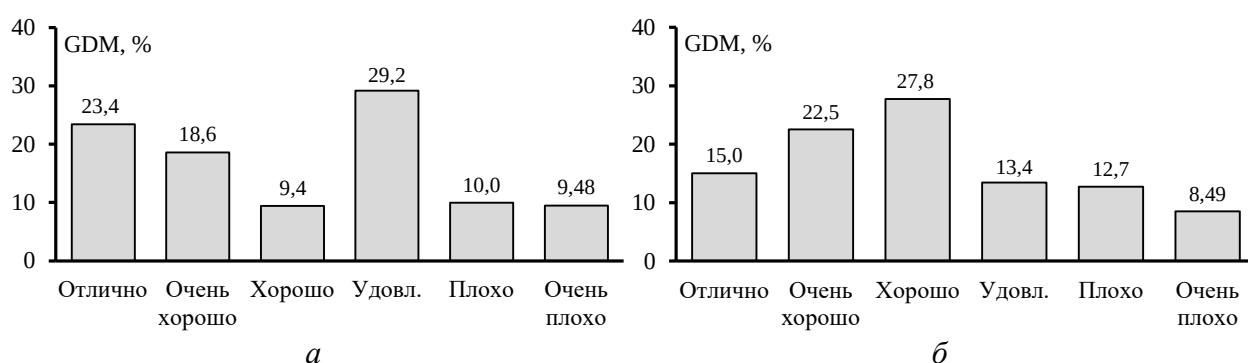


Рисунок 4.45 – Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 2 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

На рисунке 4.46 представлены временные отклики прототипа 2 без РПМ и с ним при $s_2=2w$. Видно, что они согласуются. Без РПМ разложения СКИ на составляющие не происходит из-за недостаточной разности погонных задержек мод. Уровень выходного напряжения определяется суперпозицией мод. По измерениям он составил 123 мВ, а при моделировании – 120 мВ. С РПМ максимум напряжения по измерениям 54,3 мВ, а по моделированию – 76,1 мВ.

Гистограммы оценки согласованности результатов методом FSV для прототипов без РПМ и с ним представлены на рисунке 4.47. Видно, что для каждого прототипа результаты разных методов, хорошо согласуются. Без РПМ преобладают оценки «отлично», «очень хорошо» и «хорошо», а их суммарное число составило 51%. С РПМ преобладают оценки «очень хорошо» и «хорошо», а их суммарное число составило 61,4%. Таким образом, анализ показывает хорошую согласованность результаты измерений и моделирования.

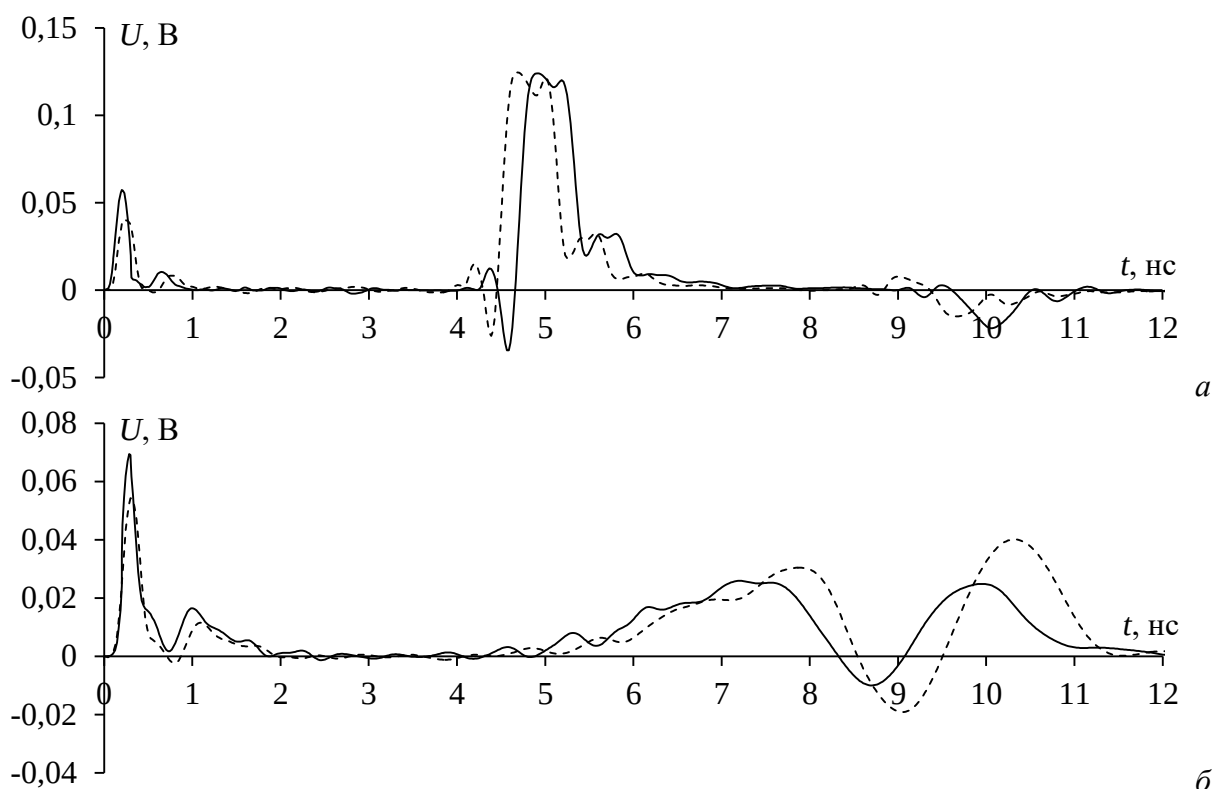


Рисунок 4.46 – Формы напряжения на выходе прототипа 2, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

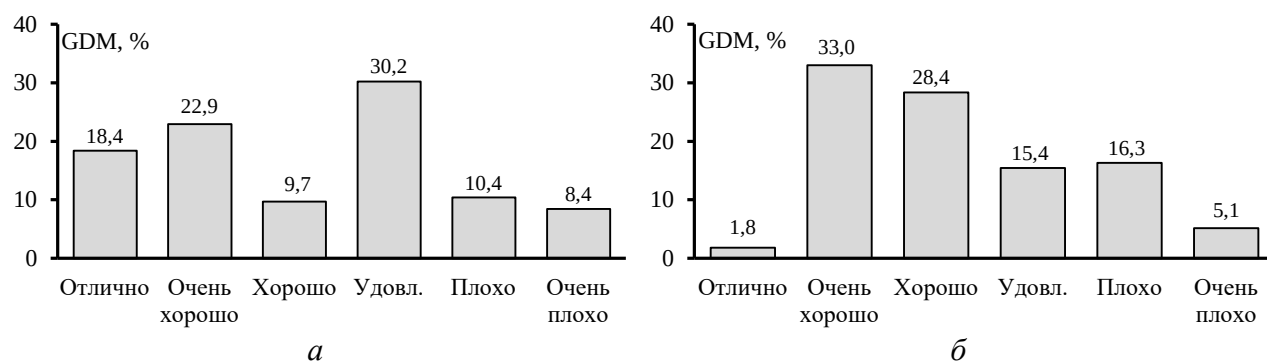


Рисунок 4.47 – Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 2 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

На рисунке 4.48 приведены отклики прототипа 3 без РПМ и с ним при $s_2=10w$ (отклики, полученные разными методами, согласуются). Видно, что добавление заземленных проводников не дало существенного искажения форм напряжения на выходе прототипов (поскольку s_2 достаточно велико). Уровень выходного напряжения без РПМ по измерениям составил 174,4 мВ, а при моделировании – 144,2 мВ. Нанесение на поверхность прототипа РПМ уменьшило уровень выходного напряжения. Максимум напряжения на выходе прототипа с РПМ при измерениях 68 мВ, а при моделировании – 60,6 мВ.

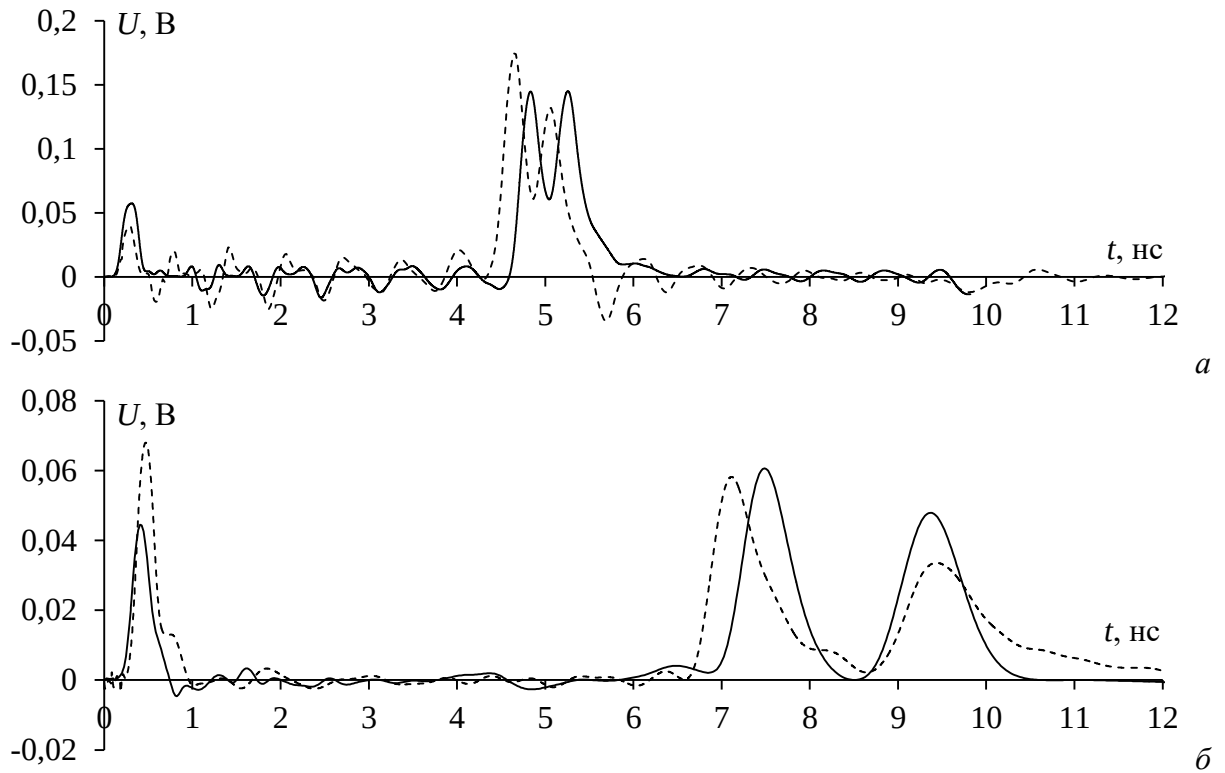


Рисунок 4.48– Формы напряжения на выходе прототипа 3, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Гистограммы анализа согласованности результатов методом FSV для прототипов без РПМ и с ним представлены на рисунке 4.49. Видно, что результаты моделирования и измерений хорошо согласуются. Без РПМ преобладает оценка «отлично» (39,1%), но также присутствуют оценки «очень хорошо» (7,2%) и «хорошо» (13%). Согласованность результатов с РПМ хуже: преобладают оценки «очень хорошо» и «хорошо» с общим числом 58,8%.

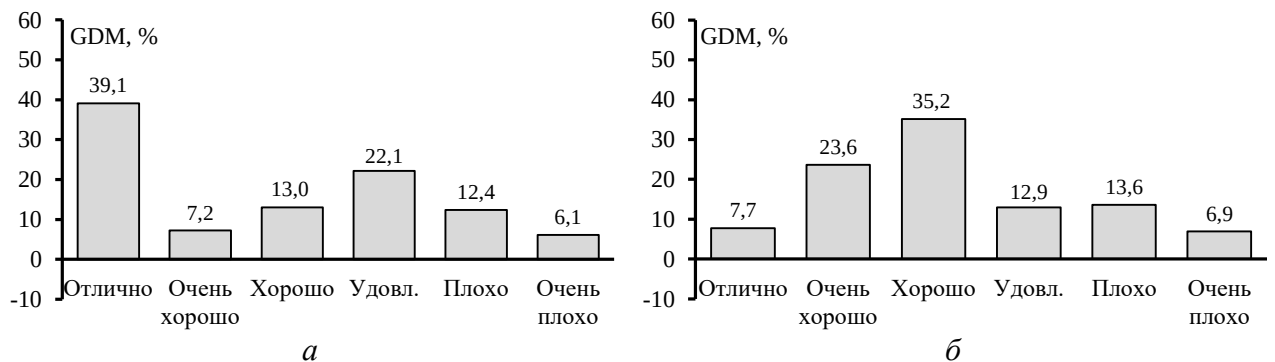


Рисунок 4.49 – Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 3 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

На рисунке 4.42 приведены отклики прототипа 3 без РПМ и с ним при $s_2=2w$. Видно, что уменьшение s_2 привело к тому, что без РПМ составляющие мод практически накладываются друг на друга. Максимум напряжения на

выходе прототипа без РПМ при измерениях составил 155 мВ, а при моделировании – 149 мВ. С РПМ максимум при измерениях составил 51,6 мВ, а при моделировании – 57,6 мВ.

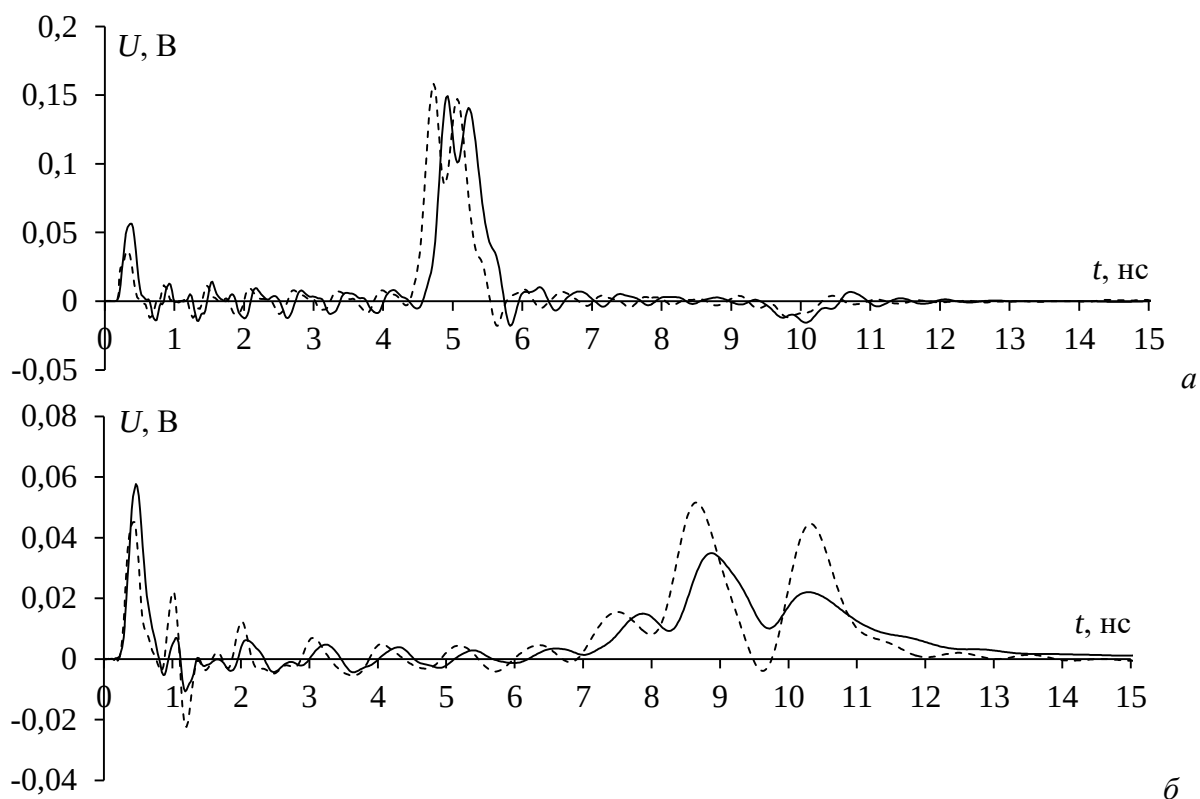


Рисунок 4.50— Формы напряжения на выходе прототипа 3, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Гистограммы анализа согласованности результатов методом FSV для прототипов без РПМ и с ним представлены на рисунке 4.51.

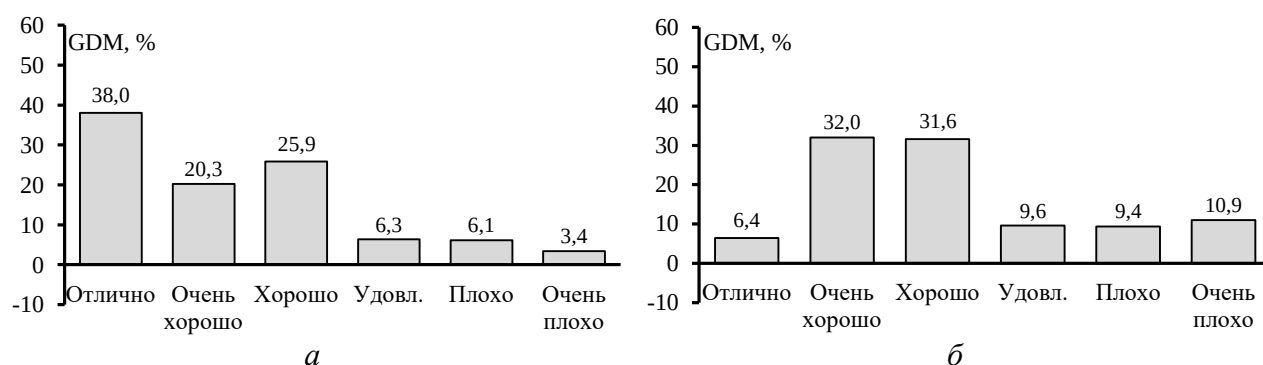


Рисунок 4.51 – Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 3 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

Из гистограмм видно, что результаты моделирования и измерений без РПМ согласуются: преобладают оценки «отлично», «очень хорошо» и «хорошо» (их число – 84,2%). Согласованность результатов с РПМ хуже, но также высока. Преобладают оценки «очень хорошо» и «хорошо», а их общее число – 63,6%.

На рисунке 4.52 представлены отклики прототипа 4 без РПМ и с ним при $s_2=10w$. Видно, что отклики прототипа, полученные разными методами, хорошо согласуются по форме и уровню составляющих разложения.

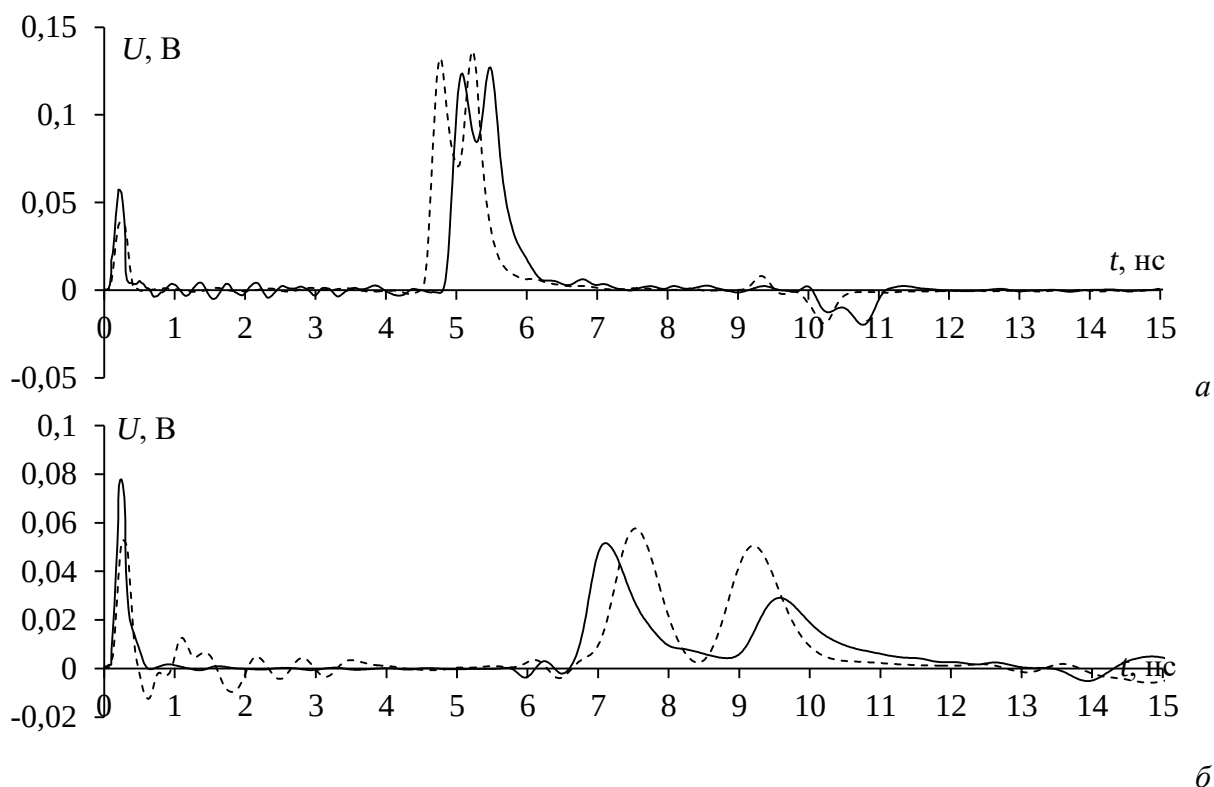


Рисунок 4.52 – Формы напряжения на выходе прототипа 4, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=10w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.52 видно, что трассировка витка в форме спирали позволила минимизировать отражения между составляющими 1 и 2. По измерениям максимум выходного напряжения без РПМ 136 мВ (при моделировании он составил – 127 мВ). С РПМ максимум напряжения на выходе по измерениям составил 57,6 мВ, а при моделировании – 77,9 мВ.

Гистограммы анализа согласованности результатов методом FSV без РПМ и с ним представлены на рисунке 4.53. Видно, что результаты измерений и моделирования без РПМ хорошо согласуются: преобладают оценки «отлично», «очень хорошо», а их общее число составило 42%. Для прототипа с РПМ согласованность результатов также высока: преобладают оценки «очень хорошо» и «хорошо», а их общее число составило 59,1%.

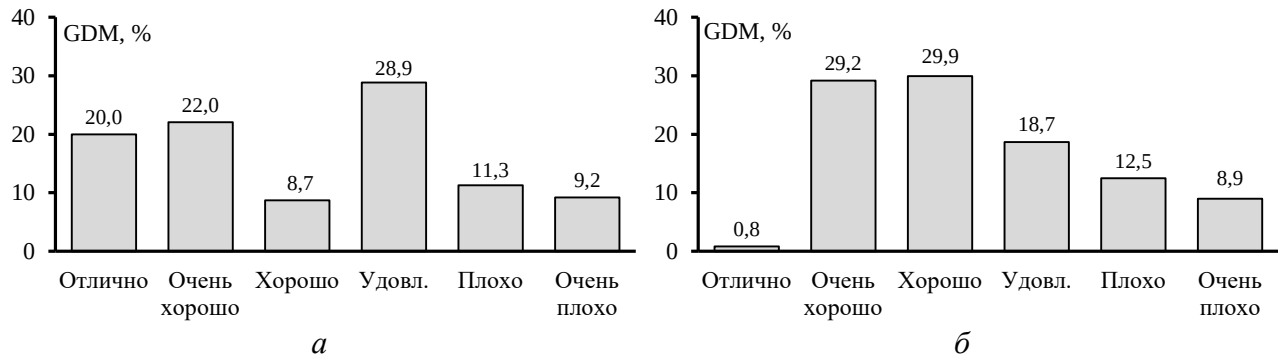


Рисунок 4.53– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 4 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=10w$

На рисунке 4.54 приведены отклики прототипа 4 при $s_2=2w$.

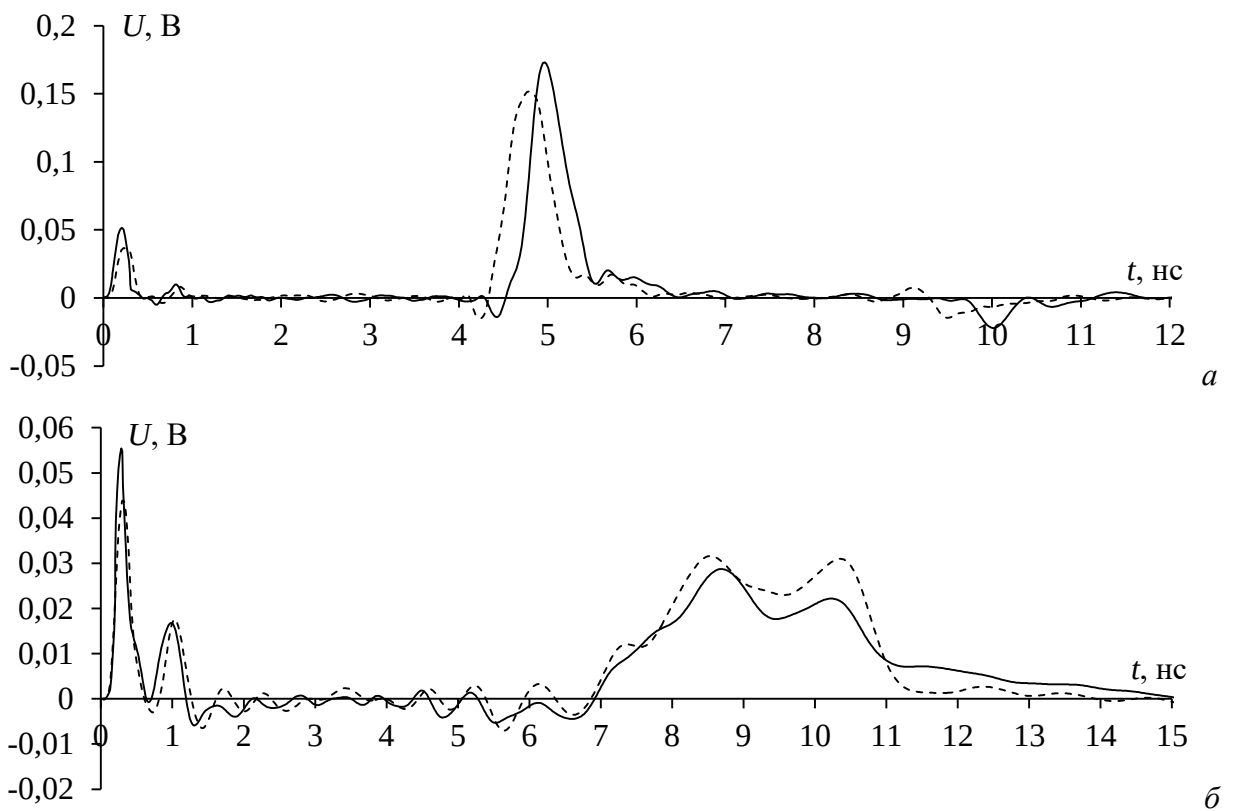


Рисунок 4.54– Формы напряжения на выходе прототипа 4, полученные при измерениях (---) и моделировании (—) при $s_2=2w$ без РПМ (а) и с ним (б)

Из рисунка 4.54 видно, что отклики, полученные разными методами, согласуются. Из-за недостаточной разности погонных задержек в прототипе без РПМ разложения СКИ на составляющие не происходит. Максимум выходного напряжения определяет суперпозиция мод и при измерениях он составил 148 мВ (при моделировании 173 мВ). Нанесение РПМ уменьшило максимум напряжения по результатам измерений до 43,8 мВ, а при моделировании – 55,4 мВ. Таким образом, РПМ позволил существенно снизить уровень выходного напряжения.

Гистограммы анализа результатов методом FSV показаны на рисунке 4.55. Видно, что результаты моделирования и измерений для прототипа без РПМ хорошо согласуются. Для него преобладают оценки «отлично», «очень хорошо» и «хорошо» (их общее число составило 59,7%). Между тем довольно высокой оказалась оценка «удовлетворительно» (25,1%). Согласованность результатов для прототипа с РПМ также высока: преобладают оценки «отлично», «очень хорошо» и «хорошо». Их общее число составило 59%. Также высока оценка «удовлетворительно» (29,2%).

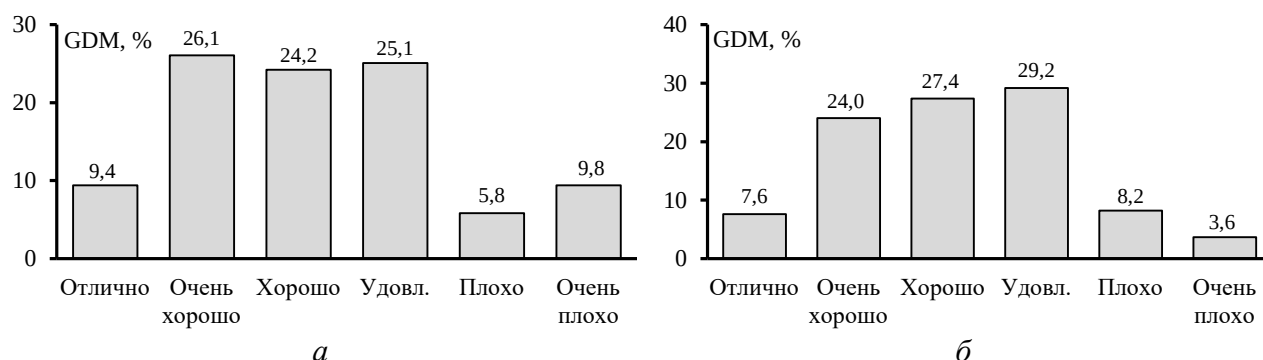


Рисунок 4.55– Результаты FSV-анализа согласованности вычисленных и измеренных форм напряжения на выходе прототипа 4 без РПМ (а) и с ним (б) при $s_2=2w$

Таким образом, предложенные ранее способы совершенствования характеристик витка МЛ (уменьшение занимаемой площади на печатной плате с сохранением защитных свойств) апробированы на ряде прототипов. Результаты измерений подтвердили результаты моделирования. Прототип с заземленными проводниками с РПМ при $s_2=2w$ обладает лучшими защитными свойствами, поскольку даёт максимальное ослабление воздействия.

4.4 Анализ эффективности прототипов

4.4.1 Вычисление N -норм

Оценена эффективность прототипов с помощью N -норм при воздействии СКИ с $E=1$ В и $t_\Sigma=300$ пс. Для простоты сравнения вычислено отношение N -норм на выходе прототипов к N -нормам на их входе (N_{i_in}/N_{i_out} , где N_{i_in} и N_{i_out} – i -я норма на входе и выходе прототипа соответственно). Результаты сведены в таблицу 4.7. Видно, что прототипы обеспечивают ослабление всех N -норм, хотя

ослабление N_3 низко. Минимум ослабления N_1 для прототипа 1 при $s_2=2w$ составил 2,92 раза. Максимум ослабления N_1 (4,78 раза) получен для прототипа 2 при $s_2=2w$. Рост ослабления связан с минимизацией влияния отражений на составляющие разложения. Минимум ослабления N_2 одинаков (около 5 раз) для прототипа 1 при $s_2=2w, 10w$. Максимум для N_2 выявлен в прототипе 4 и составил 11,66 раза. Среднее ослабление N_4 составило около 1,8 раза, а N_5 – 2,4 раза. Отметим, что ослабление N -норм в прототипах с трассировкой в форме спирали выше, чем в меандре (например, в прототипе 2 при $s_2=10w$ ослабление N_1 выше в 1,2 раза по сравнению с прототипом 1).

Таблица 4.7 – Ослабление N -норм на выходе прототипов

Прототип	Наличие РПМ	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
$s_2=10w$						
1	–	3,32	5,05	1,1	1,85	2,31
	+	8,04	14,35	1,1	1,77	3,32
2	–	4,11	6,81	1,18	2,14	2,59
	+	9,33	14,86	1,49	2,23	3,97
3	–	3,39	5,31	1,07	1,88	2,33
	+	8,51	16,92	1,28	2,11	3,69
4	–	4,33	7,87	1,05	1,89	2,63
	+	9,45	13,67	1,1	1,87	3,47
$s_2=2w$						
1	–	2,92	4,98	1,07	1,53	2,11
	+	7,79	6,47	1,35	1,91	3,47
2	–	4,78	7,91	1,04	1,83	2,64
	+	9,76	14,04	2,13	2,03	4,67
3	–	3,19	6,54	1,07	1,67	2,17
	+	9,79	12,64	2,24	2,28	4,52
4	–	3,86	11,66	1,07	1,66	2,38
	+	11,93	17,47	1,83	1,76	4,65

Также из таблицы 4.7 видно, что РПМ даёт рост ослабления всех N -норм. РПМ увеличил ослабление N_1 в 2 и более раз. Минимум (2,04 раза) выявлен для прототипа 2 при $s_2=2w$, а максимум – для прототипа 4 (3,09 раза). Отметим, что ослабление в прототипе 4 с РПМ при $s_2=2w$ составило 11,93 раза. Ослабление N_2 также увеличилось, причем для прототипов при $s_2=10w$ его рост выше. Максимум ослабления N_2 (17,47 раза) выявлен в прототипе 4 с РПМ при $s_2=2w$. Примечательно, что РПМ дал рост ослабления N_3 , хотя оно, по-прежнему, невысокое. Рост ослабления норм N_4 и N_5 за счёт РПМ также невелик. Надо

отметить, что добавление заземленных проводников слабо влияет на N -нормы (в ряде случаев они слабо возрастают, а в ряде – уменьшаются). Поэтому при ограниченной площади платы предпочтительны прототипы 3 и 4 с $s_2=2w$.

Таким образом, прототипы эффективны для защиты от СКИ, поскольку обеспечивают существенное ослабление большинства норм. Трассировка витка в форме спирали даёт рост ослабления за счёт исключения отражений между составляющими 1 и 2 (для N_1 ослабление увеличивается в среднем в 1,2 раза). Нанесение РПМ также увеличивает ослабление. Выявлен рост ослабления N_1 от 2 до 3 раз. Максимум ослабления (11,93 раза) обеспечивает прототип 4.

Поскольку нанесение РПМ привело к рассогласованию витка с трактом, оценено ослабление N -норм при лучшем согласовании прототипов с трактом (внутреннее сопротивление тракта и сопротивление нагрузки выбраны так, чтобы на входе амплитуда сигнала составляла 0,5 от амплитуды э.д.с.). Это позволяет минимизировать влияние отражений на ослабление. N -нормы только для прототипов 1 и 2 при $s_2=10w$ и 3 и 4 при $s_2=2w$ при моделировании сведены в таблицу 4.8.

Таблица 4.8 – Ослабление N -норм на выходе прототипов при $s_2=2w$

Прототип	Наличие РПМ	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
$s_2=10w$						
1	–	2,85	6,03	0,97	1,47	1,90
	+	5,75	11,09	1,30	1,86	2,99
2	–	3,19	7,23	0,89	1,56	1,97
	+	4,94	9,07	1,45	1,88	2,93
$s_2=2w$						
3	–	3,14	6,59	0,97	1,45	1,89
	+	7,07	13,79	2,05	2,21	4,39
4	–	2,33	6,92	0,90	1,39	1,71
	+	7,16	13,13	2,08	1,82	4,19

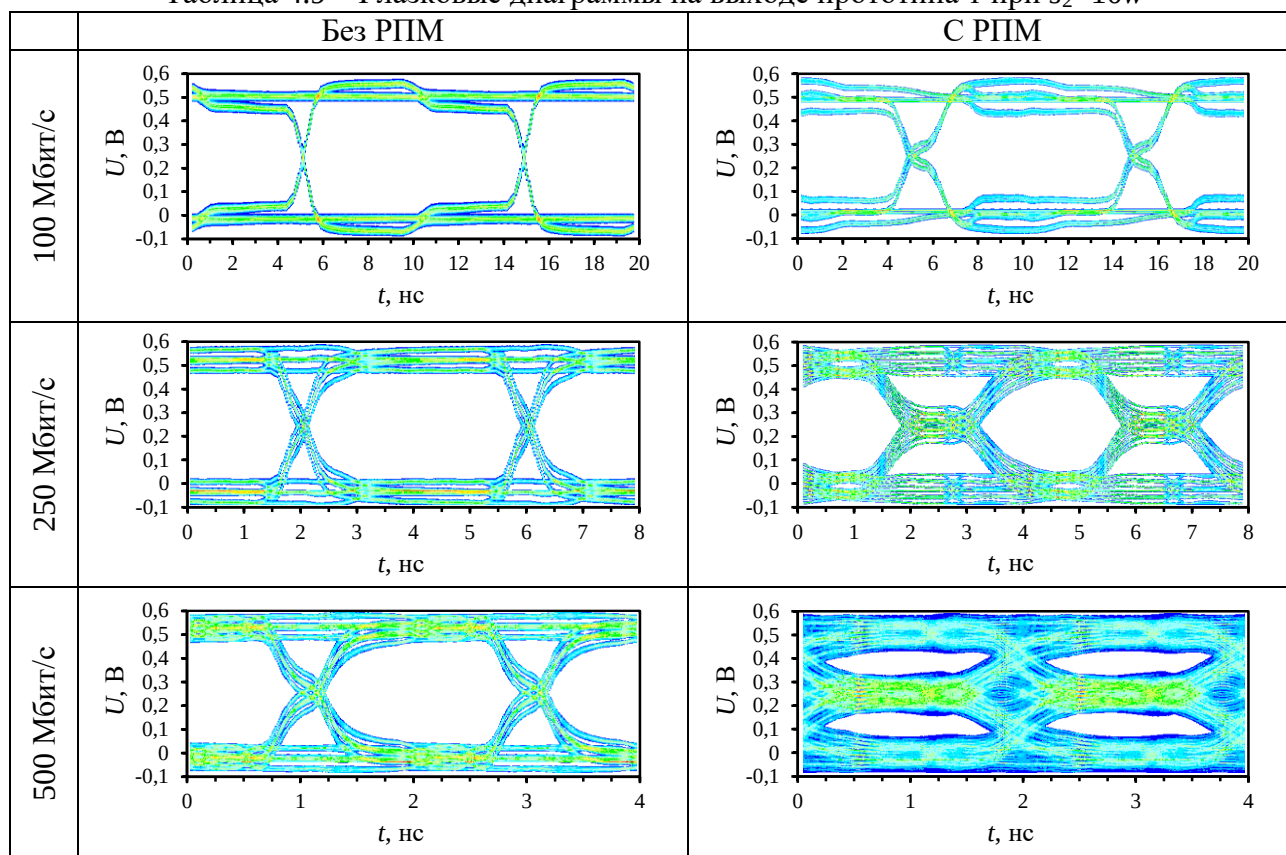
Из таблицы 4.8 видно, что при лучшем согласовании прототипы обеспечивают ослабление всех N -норм, кроме N_3 , хотя это ослабление ниже, чем для тракта 50 Ом. Видно, что трассировка витка при $s_2=10w$, по-прежнему, даёт рост ослабления за счёт исключения отражений между составляющими 1 и 2, но ослабление возрастает не так существенно, как ранее. Аналогичный характер выявлен для всех норм. Отметим, что для N_1 в прототипах с

заземленными проводниками при $s_2=2w$ выявлено обратное: ослабление N -норм уменьшается при трассировке в форме спирали. Нанесение РПМ увеличило ослабление всех норм, особенно N_1 и N_2 . Примечательно, что максимумы ослабления N_1 и N_2 в прототипах 3 и 4 схожи и составляют около 7,1 и 13,5 раза соответственно. Таким образом, оба прототипа эффективны для защиты от СКИ.

4.4.2 Целостность цифрового сигнала

Оценена целостность цифрового сигнала на выходе прототипов. Для этого на их вход подавалась псевдослучайная двоичная битовая последовательность со скоростями 100, 250 и 500 Мбит/с. Их выбор обусловлен частотным диапазоном, в котором измерены прототипы. Без РПМ все скорости лежат в полосе, а с РПМ – лишь 100 Мбит/с. В качестве примера в таблице 4.9 показаны результаты для прототипа 1 при $s_2=10w$.

Таблица 4.9 – Глазковые диаграммы на выходе прототипа 1 при $s_2=10w$



Из таблицы 4.9 видно, что «глаз» остается открытым во всех случаях, кроме РПМ при 500 Мбит/с. При этом надёжная передача данных возможна лишь при скорости до 250 Мбит/с (при ней высота раскрыва «глаза» составляет

0,707 от уровня сигнала на входе прототипа без РПМ. Поскольку получены схожие результаты для остальных прототипов при $s_2=10w$, то для остальных прототипов глазковые диаграммы не приведены. Оценки выполнены только на основе параметров глазковых диаграмм для всех прототипов (таблица 4.10).

Таблица 4.10 – Основные параметры глазковой диаграммы для прототипов при $s_2=10w$

Прототип	Скорость, Мбит/с	Высота глаза, мВ	Ширина глаза, нс	Джиттер, пс	Отношение сигнал/шум
1	Без РПМ				
	100	357	9,91	100	9,640
	250	375	3,82	200	9,121
	500	341	1,76	240	9,034
	с РПМ				
	100	291	9,63	400	5,316
	250	296	2,62	1380	6,736
	500	0	0,05	2000	1,838
2	Без РПМ				
	100	326	9,95	52	8,135
	250	349	3,78	220	8,468
	500	326	1,76	270	8,790
	с РПМ				
	100	260	9,35	650	4,319
	250	226	2,12	1880	5,854
	500	—	—	—	—
3	Без РПМ				
	100	379	9,95	50	10,877
	250	365	3,78	220	9,335
	500	338	1,78	220	9,431
	с РПМ				
	100	272	9,40	600	6,808
	250	286	2,58	1420	6,838
	500	—	—	—	—
4	Без РПМ				
	100	372	9,55	400	4,477
	250	371	3,81	200	9,422
	500	317	1,82	200	8,268
	с РПМ				
	100	340	9,85	150	5,718
	250	289	2,74	1260	6,790
	500	—	—	—	—

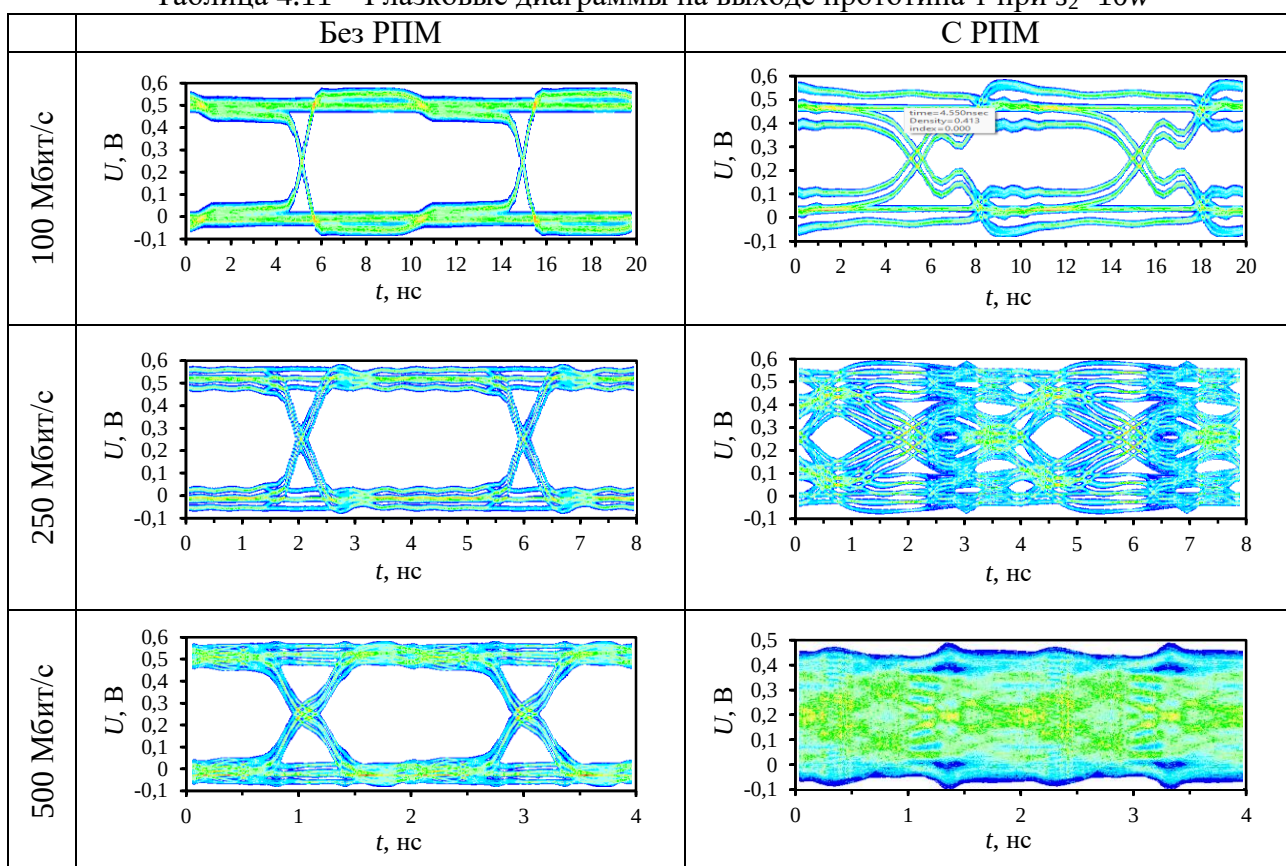
Из таблицы 4.10 видно, что прототип без РПМ обеспечивает приемлемое качество передачи сигнала. Рост скорости приводит к уменьшению раскрытия «глаза», причем большее влияние он оказал на ширину «глаза». Также выявлены рост джиттера и уменьшение соотношения сигнал/шум с ростом скорости. С РПМ результаты хуже, приемлемая передача обеспечивается при скоростях 100

и 250 Мбит/с, хотя выявлены существенное уменьшение раскрыва «глаза», рост джиттера и уменьшение соотношения сигнал/шум. При скорости 500 Мбит/с «глаз» закрыт. Поэтому результаты для неё не приведены. Причиной этого являются паразитные взаимовлияния проводников и рассогласование с трактом. Оценки для прототипов с разной трассировкой близки.

Таким образом, добавление РПМ существенно ухудшает целостность сигнала, что согласуется с результатами измерений в частотной области. Без дополнительной оптимизации они применимы в низкоскоростных приложениях.

Затем получены глазковые диаграммы при $s_2=2w$ (таблица 4.11) при тех же скоростях передачи. Видно, что без РПМ «глаз» открыт при всех скоростях передачи, а с РПМ – почти полностью закрыт уже при скорости 250 Мбит/с. Это связано с ростом отражений из-за уменьшения расстояния между полувитками.

Таблица 4.11 – Глазковые диаграммы на выходе прототипа 1 при $s_2=10w$



Для остальных прототипов вид глазковых диаграмм здесь не приводится. Дальнейшие оценки выполнены лишь на основе анализа параметров глазковых диаграмм. Результаты их оценки для всех прототипов сведены в таблицу 4.12.

Таблица 4.12 – Основные параметры глазковой диаграммы для прототипов при $s_2=2w$

Прототип	Скорость, Мбит/с	Высота глаза, мВ	Ширина глаза, нс	Джиттер, пс	Отношение сигнал/шум
1	Без РПИМ				
	100	337	9,91	100	9,773
	250	373	3,82	180	9,673
	500	353	1,77	230	9,124
	с РПИМ				
	100	193	9,35	650	4,049
	250	48	1,21	3920	3,038
	500	–	–	–	–
2	Без РПИМ				
	100	321	9,90	100	7,262
	250	361	3,80	200	7,459
	500	294	1,79	210	6,841
	с РПИМ				
	100	266	9,55	450	4,187
	250	0	0	4000	1,688
	500	–	–	–	–
3	Без РПИМ				
	100	378	9,95	50	12,099
	250	401	3,98	20	11,163
	500	373	1,84	200	11,289
	с РПИМ				
	100	257	9,20	800	5,167
	250	239	2,72	1280	5,585
	500	–	–	–	–
4	Без РПИМ				
	100	265	9,80	200	5,535
	250	358	3,88	120	8,509
	500	288	1,84	160	8,101
	с РПИМ				
	100	255	9,20	800	4,635
	250	241	2,92	1080	5,318
	500	–	–	–	–

Видно, что уменьшение s_2 привело к ухудшению целостности цифрового сигнала в большинстве прототипов: наблюдаются уменьшение раскрытия «глаза», рост джиттера и снижение отношения сигнал/шум. Отметим, что в прототипе 2 с РПИМ уже при 250 Мбит/с «глаз» закрыт. Добавление заземленных проводников улучшило целостность сигнала, особенно с РПИМ. При 500 Мбит/с с РПИМ «глаз» также закрыт. Как и прежде, низкая целостность цифрового сигнала в прототипах с РПИМ является следствием рассогласования с трактом. Решением этого является оптимизация по критерию согласования с учетом влияния РПИМ.

Таким образом, результаты оценки показали, что даже при уменьшении s_2 до $2w$, прототипы 3 и 4 без РПМ обеспечивают приемлемую целостность цифрового при скорости до 500 Мбит/с, а с РПМ – до 250 Мбит/с. Улучшение целостности сигнала возможно при оптимизации по критерию согласования прототипа с трактом с учётом влияния РПМ.

4.4.3 Ослабление воздействий реальных генераторов

Оценена эффективность прототипов для ослабления воздействий реальных генераторов [23]. Их формы приведены на рисунке 1.2. Для простоты расчётов амплитуды всех воздействий приняты 1 кВ. Поскольку в п. 4.4.1 выявлено, что прототипы 3 и 4 при $s_2=2w$ наиболее эффективны, то на рисунке 4.56 приведены отклики на входе и выходе прототипа 3 без РПМ, а на рисунке 4.57 – с ним.

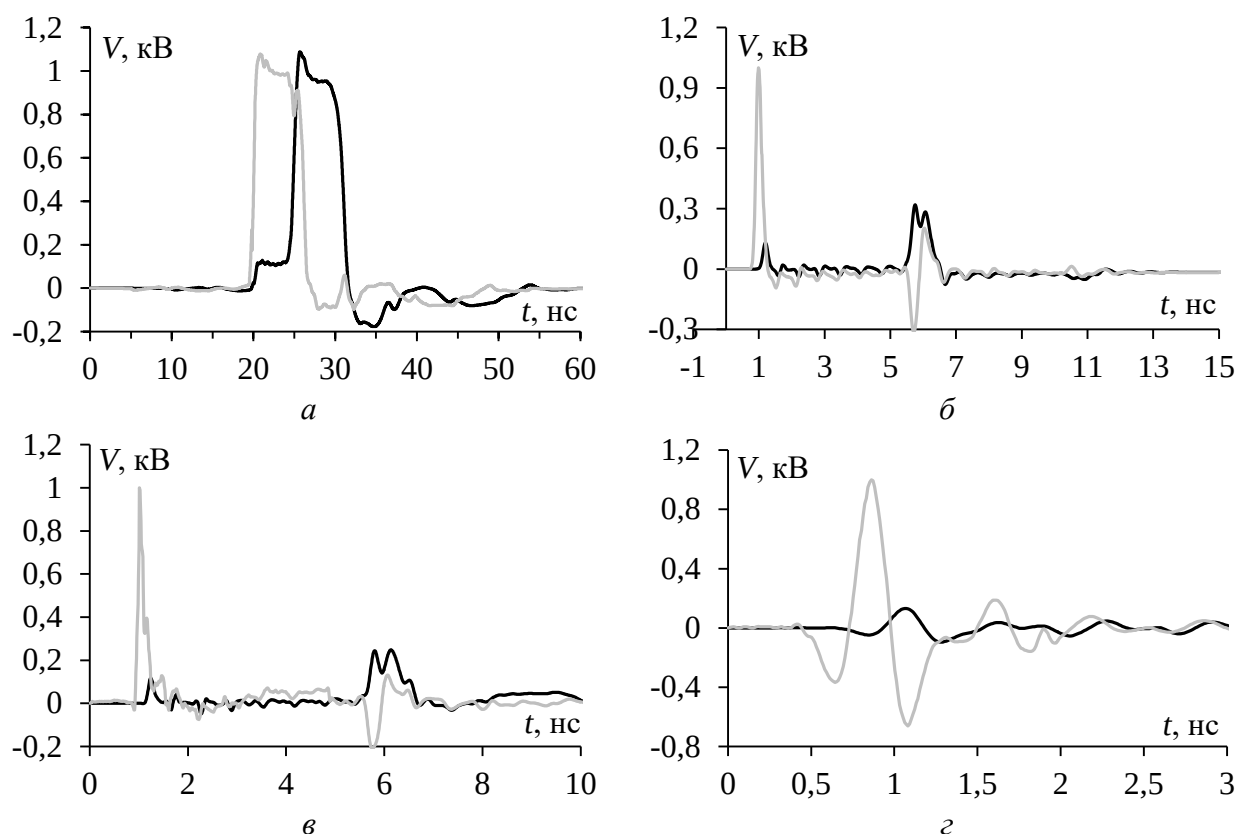


Рисунок 4.56 – Формы и спектральные плотности напряжения на входе (---) и выходе (—) прототипа 3 без РПМ при $s_2=2w$ при воздействии: HYPs (а), Jolt (б), IRA II (в), HP UWB (г)

Из рисунка 4.56 видно, что воздействие генератора HYPs не разлагается на составляющие из-за большой длительности, а уровень напряжения на входе и выходе прототипа сопоставимы. Отметим, что на фронт воздействия

наложена составляющая перекрестной помехи в виде ступенчатого перехода. Для других воздействий выявлено разложение, хотя и неполное: составляющие отклика на воздействия Jolt и IRA II частично наложены из-за недостаточно разности погонных задержек. Между тем их ослабление существенно. Воздействие генератора HP UWB также существенно ослабляется, однако составляющие мод сложно различить из-за наличия и взаимной компенсации отрицательных и положительных составляющих отклика.

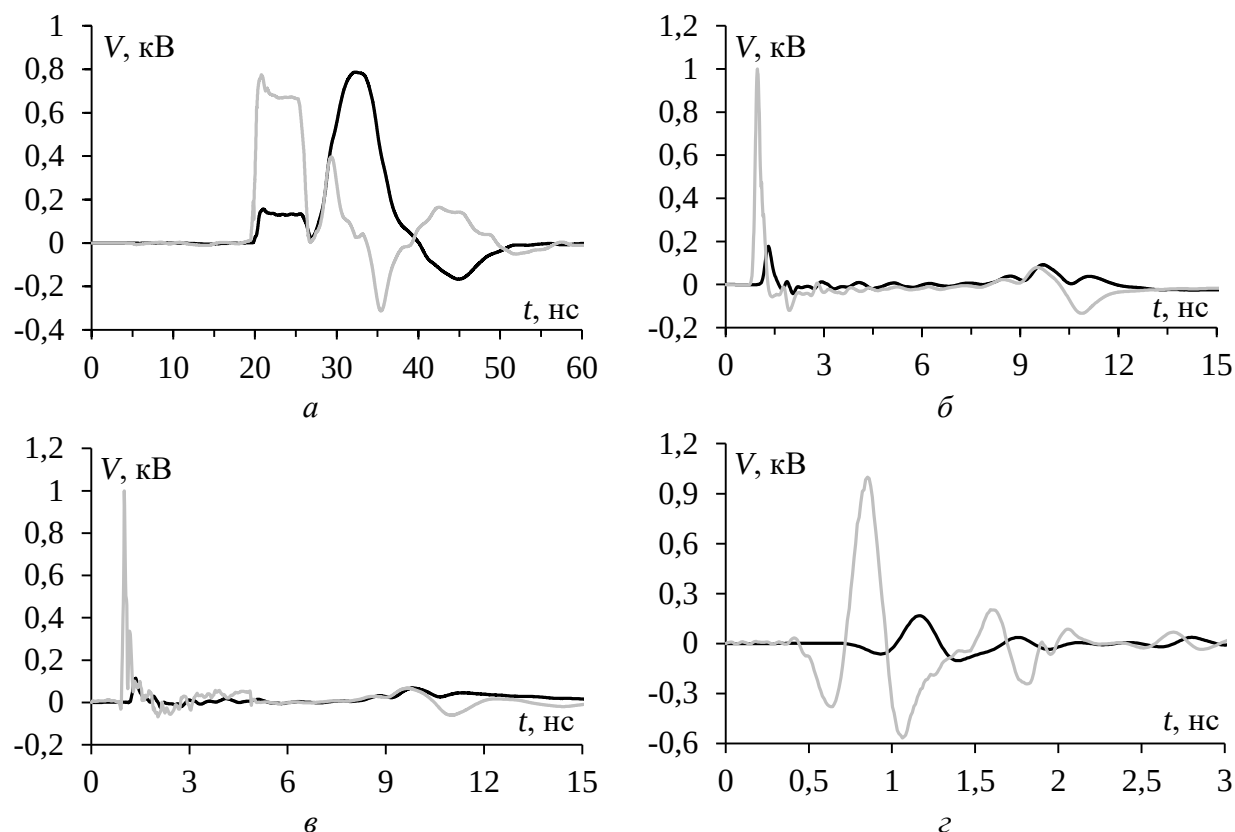


Рисунок 4.57 – Формы и спектральные плотности напряжения на входе (---) и выходе (—) прототипа 3 с РПМ при $s_2=2w$ при воздействии: HYPS (а), Jolt (б), IRA II (в), HP UWB (г)

Из рисунка 4.57 видно, что рассогласование из-за РПМ уменьшило уровень воздействия на входе прототипа для всех воздействий. Также видно, что РПМ не дал ослабления воздействия генератора HYPS, а наоборот увеличил его уровень на выходе. Отметим, что за счёт роста Δt наблюдается разделение перекрестной помехи и основного сигнала на отдельные импульсы. Увеличение l обеспечит разложение основного сигнала на составляющие. Рост Δt и потери обеспечили существенное ослабление воздействий генераторов Jolt и IRA II, но амплитуда перекрестной помехи, которая и определяет ослабление,

наоборот, увеличилась. Для генератора НР UWB наблюдается незначительное ослабление уровня направления на выходе прототипа за счёт РПМ и потерь.

На рисунке 4.58 представлены формы напряжения на входе и выходе прототипа 4 без РПМ, а на рисунке 4.59 – с ним. Результаты для прототипа 4 без РПМ схожи с теми, что получены для прототипа 3. Для генератора НУРС не наблюдается разложения воздействия на составляющие, а амплитуда отклика на выходе даже увеличилась. Также на фронт сигнала наложена составляющая перекрестной помехи в виде ступеньки. Разложения воздействий Jolt и IRA II не происходит из-за недостаточной Δt . Также видно, что составляющие мод еще больше наложены друг на друга из-за меньшей, чем в меандре длины проводных отводов. Ослабление воздействия генератора НР UWB, как и ранее существенно из-за взаимной компенсации положительных и отрицательных составляющих.

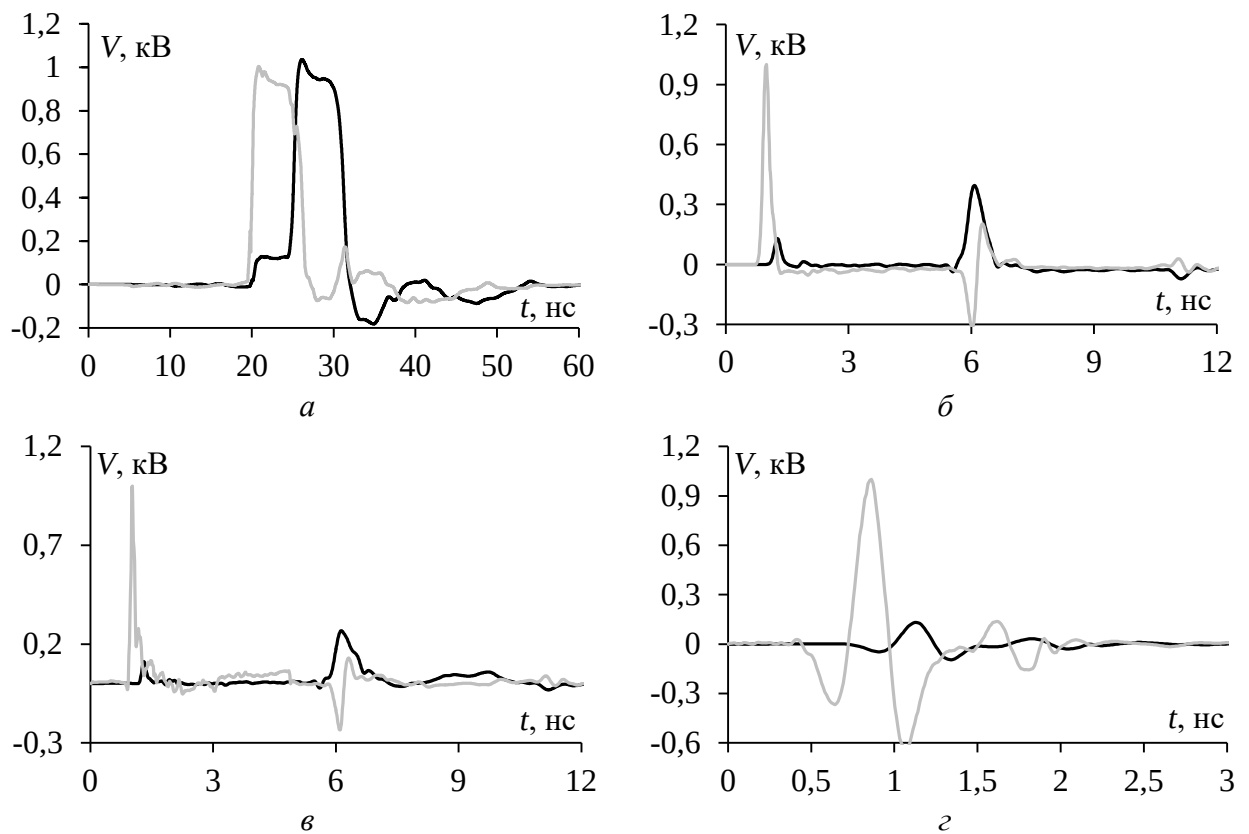


Рисунок 4.58 – Формы и спектральные плотности напряжения на входе (—) и выходе (—) прототипа 4 без РПМ при $s_2=2w$ при воздействии: НУРС (а), Jolt (б), IRA II (в), НР UWB (г)

Полученные результаты для прототипа 4 с РПМ (рисунок 4.59) схожи с теми, что получены для прототипа 3 с РПМ. Для воздействия генератора НУРС наблюдается разделение составляющих перекрестной помехи и основного

сигнала и рост уровня выходного напряжения. Ослабление составляющих мод для воздействий Jolt и IRA II существенно, но чрезмерная электромагнитная связь проводников витка из-за РПМ приводит к росту амплитуды перекрестной помехи, что не позволяет достичь роста ослабления. Оптимизации по критерию равенства амплитуд составляющих отклика является решением этой проблемы. Для воздействия HP UWB также наблюдается рост ослабления за счёт РПМ, но он оказался не столь существенный.

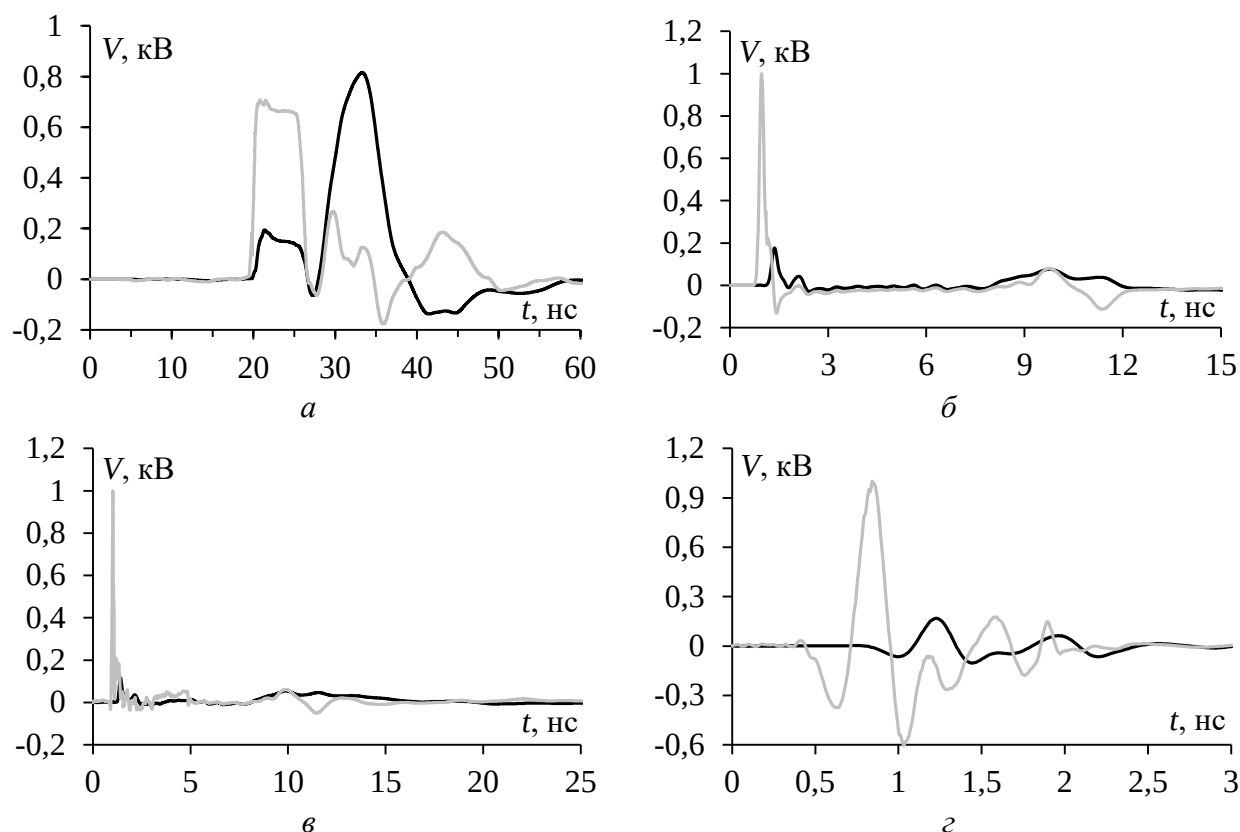


Рисунок 4.59 – Формы и спектральные плотности напряжения на входе (—) и выходе (—) прототипа 4 с РПМ при $s_2=2w$ при воздействии: NYPS (а), Jolt (б), IRA II (в), HP UWB (г)

Для количественного сравнения вычислено относительное ослабление N -норм на выходе прототипов, как это было сделано в п. 4.4.1. Результаты этих оценок сведены в таблицу 4.13. Видно, что для воздействия генератора NYPS ослабления N_1 нет, наблюдается её увеличение. Ослабление других N -норм существенно, особенно N_2 в прототипах с РПМ. Это связано с влиянием потерь на сглаживание формы напряжения. Максимум ослабления (12,19 раза) выявлен для прототипа 4. Ослабление N_1 для воздействия генератора Jolt без РПМ существенно. Максимум (3,53 раза) выявлен для прототипа 2, а с РПМ – для

прототипа 4 (5,68 раза). Отметим также существенно ослабление N_2 (до 9,46 раза в прототипе 4 с РПМ). Для некоторых прототипов наблюдается увеличение N_3 , которое однозначно объяснить сложно, он связан со спецификой витка МЛ.

Таблица 4.13 – Ослабление N -норм (в размах) воздействий реальных генераторов на выходе прототипов 1–4 при $s_2=2w$

Прототип	Наличие РПМ	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
HYPS						
1	–	0,99	2,66	2,27	3,36	3,14
	+	1,11	7,35	3,00	3,64	3,42
2	–	1,01	3,13	2,33	3,50	3,46
	+	1,10	9,08	2,60	3,12	2,99
3	–	0,99	2,94	2,27	3,37	3,14
	+	0,98	10,44	4,71	4,98	4,84
4	–	0,97	2,58	2,39	3,55	3,47
	+	0,87	12,19	4,86	4,09	4,00
Jolt						
1	–	2,94	5,54	0,88	1,46	1,94
	+	4,82	4,83	0,85	1,67	2,71
2	–	3,53	4,65	1,13	1,83	2,01
	+	4,52	7,44	1,30	1,78	3,04
3	–	3,13	5,66	1,05	1,55	1,94
	+	5,64	8,18	1,11	2,47	3,65
4	–	2,53	5,80	0,97	1,66	1,75
	+	5,68	9,46	0,89	2,15	3,54
IRA II						
1	–	3,88	13,25	0,96	1,29	1,76
	+	7,07	12,51	1,87	1,78	2,72
2	–	4,47	14,72	0,89	1,57	1,88
	+	6,67	16,12	1,84	1,88	2,93
3	–	4,02	15,19	1,10	1,38	1,76
	+	8,73	21,50	2,53	2,66	3,67
4	–	3,74	19,22	1,05	1,39	1,70
	+	8,57	23,93	2,53	2,11	3,64
HP UWB						
1	–	4,02	3,99	1,07	1,90	2,66
	+	4,95	3,71	1,21	2,38	2,94
2	–	4,36	4,43	0,39	2,82	3,14
	+	4,70	4,92	0,99	3,10	4,24
3	–	4,95	5,07	1,26	2,52	3,56
	+	5,97	6,38	1,55	3,89	5,41
4	–	4,63	5,42	1,24	2,94	3,78
	+	5,97	6,45	1,69	3,44	4,94

Для воздействия генератора IRA II выявлено максимальное ослабление N_1 в прототипах с РПМ (до 8,73 и 8,57 раза в прототипах 3 и 4 соответственно). Схожее ослабление объясняется тем, что основное влияние на него оказывает

РПМ, а не трассировка. Также выявлено еще более существенное ослабление N_2 (до 23,93 раза). Это объясняется тем, что данное воздействие имеет самую малую длительность и поэтому потери на затягивание его фронта и спада влияют сильнее. Как и для Jolt для некоторых прототипов выявлено увеличение N_3 . Для воздействия НР UWB также получено ослабление большинства N -норм. Видно, что РПМ увеличивает их ослабление. Его максимум для N_1 получен в прототипах 3 и 4 с РПМ (до 5,97 раза).

Таким образом, результаты расчёт N -норм подтвердили эффективность разработанных прототипов для ослабления воздействий реальных генераторов ПдЭМВ, длительность которых сопоставима с заданной при оптимизации.

4.5 Методика проектирования полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии

Разработаны методика проектирования полосковых устройств защиты на основе витка МЛ и рекомендации по использованию результатов исследований способов совершенствования характеристик таких устройств.

Начальным этапом методики является определение исходных данных для проектирования. Ими являются параметры диэлектрической подложки и фольги печатной платы, параметры РПМ, требования по согласованию витка с трактом, в котором предполагается включение устройства, а также вводятся ограничения по занимаемой площади и предполагаемой длительности воздействия.

Вторым этапом является оптимизация витка с учётом влияния параметров РПМ на Δt и Z_0 . Поскольку выявлено, что уровень перекрестной помехи в витке с РПМ преобладает, то нужна минимизация его уровня, например, с помощью выражения (3.1). Для оптимизации применима методика, предложенная в п. 3.1. Для запуска оптимизации надо задать многокритериальную целевую функцию. Основным критерием является разложение воздействия на составляющие. Его можно получить на основе выражения (1.4) через минимизацию модуля разности его правой и левой частей.

$$f_1 = \min |2l\Delta t - t_{\Sigma}|. \quad (4.2)$$

Отметим, что критерий (4.2) даёт минимальную $\Delta\tau$, которая обеспечивает разложение при заданной l . На практике влияние потерь и дисперсии приведёт к наложению составляющих мод. Чтобы исключить это, надо обеспечить запас l при $\Delta\tau_{\text{opt}}$. Второй критерий – минимизация правой и левой частей (3.2). Для согласования с трактом 50 Ом он будет иметь вид

$$f_2 = \min \left| 50 - Z_e Z_o^{0,5} \right|. \quad (4.3)$$

Третьим критерием является равенство амплитуд составляющих, который можно получить на основе (3.1)

$$f_3 = \min \left| \left(\frac{Z_e}{Z_o} - 1 \right) / \left(\frac{Z_e}{Z_o} + 1 \right) - 0,707 \right|. \quad (4.4)$$

Тогда для многокритериальная целевая функция будет иметь вид

$$F = M_1 \frac{f_1}{K_1} + M_2 \frac{f_2}{K_2} + M_3 \frac{f_3}{K_3}, \quad (4.5)$$

где M_i и K_i – это весовой и нормировочный коэффициенты i -го критерия.

Нормировочный коэффициент определяется максимумом критерия – f_{imax} . Если критерии равнозначны, то и весовые коэффициенты будут одинаковы. Их можно задаваться единицами или вычислить на основе количества критериев, как $M_i = 1/n$ (n – количество критериев целевой функции).

После оптимизацией нужны оценки вторичных параметров для уточнения критериев оптимизации или увеличения их числа (при необходимости), а также вычисление временного отклика. Для экономии вычислительных ресурсов на моделирование применимы отечественная система TUSUR.EMC и методика квазистатического моделирования, предложенная в п. 2.1.

Если результаты оптимизации и моделирования отклика удовлетворяют заданным критериям и в витке ослабляется заданное импульсное воздействие, то задача следующего этапа – трассировка витка на заданной площади. Выбор способа трассировки может быть произвольной. Между тем в п. 4.3 доказано, что трассировка в форме спирали минимизирует отражения и обеспечивает рост ослабления (до 1,6 раза). При оптимальных согласовании и электромагнитной связи между проводниками витка этот рост может быть более существенным.

Для трассировки в форме меандра необходимо определить количество и длину полувитков и расстояние между ними s_2 . Для спирали определяются начальный и конечный радиусы и шаг спирали (по существу расстояние s_2). Определение параметров спирали более трудоемкая задача. Отметим, что дополнительным критерием может являться оптимальная связь между полувитками для выбора оптимального s_2 . Между тем такой выбор зависит большого числа параметров, поэтому для каждого устройства оптимум разный. Для минимизации связи надо использовать дополнительные заземленные проводники, поскольку даже при минимальной ширине они дают существенное уменьшение связи, как это показано в п. 2.3.1, причем соединение с опорным полигоном через переходные отверстия целесообразно выполнять по всей длине этого проводника. Результат этапа – модель витка с оптимальными параметрами и трассировкой на заданной площади печатной платы.

Заключительным этапом является моделирование устройства в частотной и временной областях численными методами и их анализ. Для этого применим пакет EMPro, основным численным методом которого является FEM. Для количественной оценки эффективности устройства целесообразно применение N -норм. Если по результатам полноволнового моделирования и оценки N -норм характеристики устройства соответствуют ожидаемым, то прототип устройства готов к изготовлению. Если результаты не соответствуют ожидаемым нужна дополнительная параметрическая оптимизация с уточненными критериями.

На основе разработанных рекомендаций и представленных результатов исследований сформулирована методика проектирования полосковых устройств защиты на основе витка МЛ. Она состоит из следующих шагов.

1. Задание параметров материалов основы печатной платы и покрытия РПМ, волнового сопротивления тракта, формы источника э.д.с. воздействия и свободной площади S на печатной плате.

2. Многокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка по методике, представленной в п. 3.1. Результатом шага является набор оптимальных геометрических параметров витка.

3. Расчёт вторичных параметров витка и квазистатическое моделирование его временного отклика по методике, представленной в п. 2.1. Результатом этого шага являются вторичные параметры и отклик устройства для анализа и оценки их соответствия цели оптимизации.

4. Трассировка витка на заданной площади (выбор формы и определение параметров меандра или спирали), согласно предложенным рекомендациям. Результатом шага является модель устройства.

5. Численное моделирование формы напряжения на выходе устройства электродинамическим подходом и расчёт N -норм. Результатом шага является сопоставление полученных результатов с ожидаемыми и оценка ослабления воздействия с помощью N -норм.

Если результаты шага 5 не удовлетворяют ожидаемым и характеристики устройства можно улучшить с помощью дополнительной оптимизации, то нужно вернуться на шаг 2. Одним из ограничений данной методики является сложность выбора весовых коэффициентов и временные затраты на шаг 2. Кроме того, она не позволяет синтез устройств с асимметричным поперечным сечением, а также многокаскадных.

Таким образом, результаты исследований позволили разработать рекомендации и методику проектирования полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка МЛ.

4.6 Основные результаты раздела

1. Выполнен анализ способов совершенствования характеристик витка. Показано, что РПМ даёт существенный рост Δt (около 10 раз) в витке с боковой связью. Это даёт возможность существенно уменьшить размеры устройств на основе витка МЛ или увеличить длительность воздействия при неизменных размерах. Выявлено, что в витке с трассировкой в форме меандра и спирали уменьшение расстояния с $10w$ до $2w$ между полувитка существенно увеличивает коэффициенты связи (рост k_C составил 20,6 раза, k_L – 13,4 раза, а k – 14,4 раза), а добавление заземленного проводника уменьшает каждый коэффициент в 2 раза.

Введение заземленных проводников в витке с РПМ снижает влияние уменьшения s_2 на коэффициенты (в 1,65 раза для k_C , в 2,2 раза – для k_L и в 1,75 раза для k).

2. Представлены результаты разработки и моделирования в частотной и временной областях характеристик витка МЛ с боковой связью и трассировкой в форме меандра и спирали без РПМ и заземленными проводниками и с ними. Моделирование в частотной области показало существенное влияние РПМ на передаточные характеристики витка. Добавление заземленных проводников при $s_2=2w$ улучшает передаточные характеристики витка в частотной области с заземленными проводниками в полосе пропускания. Трассировка витка в форме спирали даёт более пологую зависимость $|S_{21}|$. Моделирование во временной области показало, что в структурах без РПМ уменьшение s_2 приводит к росту максимума напряжения на выходе витка, а с РПМ, наоборот, уменьшает его. Добавление заземленных проводников уменьшает выходное напряжение. Такое уменьшение существенно при нанесении на поверхность витка РПМ. Ресурсом для дополнительного уменьшения уровня напряжения является минимизация связи в витке путём оптимизации, поскольку в структурах с РПМ этот уровень определяет перекрестная помеха. По результатам моделирования изготовлены 16 прототипов витка МЛ.

4. Измерения прототипов в частотной области показали согласованность измерений и моделирования. Нанесение РПМ уменьшает f_{cp} прототипов, что ухудшает их передаточные характеристики. Между тем трассировка в виде спирали позволяет их улучшить за счёт уменьшения отражений из-за поворотов витка в меандре. Уменьшение s_2 ухудшает передаточные характеристики прототипов из-за роста взаимовлияния между проводниками. Показано, что добавление заземленных проводников на рассмотренных примерах не только позволяет снизить влияние отражений, но и даёт рост f_{cp} прототипов. Измерения во временной области подтвердили результаты моделирования. Прототип с заземленными проводниками с РПМ при $s_2=2w$ обладает лучшими защитными свойствами, поскольку даёт максимальное ослабление воздействия.

4. С помощью анализа N -норм доказано, что прототипы эффективны для защиты от СКИ, поскольку обеспечивают их ослабление. Трассировка витка в форме спирали позволяет увеличить ослабление за счёт исключения влияния отражений на составляющие разложения (для N_1 ослабление увеличивается в среднем в 1,2 раза, а максимум в 1,6 раза). Нанесение РПМ также увеличивает ослабление (N_1 уменьшилась от 2 до 3 раз). Его максимум (11,93 раза) показан в витке с трассировкой в форме спирали с заземленными проводниками при $s_2=2w$.

5. Оценки целостности цифрового сигнала показали, что даже при $s_2=2w$, прототипы в форме меандра и спирали без РПМ обеспечивают приемлемую целостность при скорости до 500 Мбит/с, а с РПМ – до 250 Мбит/с. Улучшение возможно при параметрической оптимизации витка по критерию согласования с трактом с учётом РПМ.

6. Анализ разложения ряда воздействий реальных генераторов доказал применимость разработанных прототипов для защиты от СКИ.

7. По результатам исследований разработаны рекомендации и методика проектирования устройств на основе витка с улучшенными характеристиками.

Таким образом, совокупность полученных результатов подтверждает применимость рассмотренных способов совершенствования характеристик полосковых устройств защиты на основе витка МЛ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация является законченной научно-исследовательской работой, в которой предложено решение важной задачи совершенствования характеристик полосковых устройств на основе витка МЛ для защиты РЭС от кондуктивных импульсных воздействий.

Результаты исследования

1. Анализ влияния диэлектрического покрытия печатной платы на уровень перекрестных помех в связанной линии выявил, что нанесение покрытия, даже минимальной толщины, компенсирует дальнюю перекрестную помеху во всех возможных режимах согласования линии с трактом.

2. Анализ перекрестных связей в связанной линии выявил, что добавление дополнительного заземленного проводника между сигнальными проводниками уменьшает коэффициенты связи в линии, даже при его минимальной ширине (показано уменьшение коэффициентов связи до 5 раз).

3. Сравнение эффективности способов уменьшения перекрестных связей в связанной линии (покрывающий диэлектрик, заземленный проводник и разнос проводников) выявило, что при малой длине линии эффективно добавление заземленного проводника, а при большой он может оказаться неэффективен.

4. Оценено влияние дополнительных опорных проводников на модальное разложение в связанных линиях с боковой и лицевой связью. Оценка вторичных параметров разных конфигураций выявила наиболее эффективные из них.

5. Экспериментально доказано, что добавление заземленных проводников в структуру витка МЛ микрополосковой линии с трассировкой в форме меандра даёт рост ослабления импульсного и гармонического воздействий в 1,25 и 1,5 раза соответственно.

6. Экспериментально доказано, что дополнительный опорный проводник в витке МЛ с лицевой связью увеличивает ослабление импульсного воздействия на его выходе в 1,5 раза за счёт роста уровня комбинационной составляющей и уменьшения уровня основных составляющих отклика.

7. Анализ способов совершенствования характеристик витка показал, что нанесение РПМ эффективно для уменьшения размеров витка с боковой связью за счёт существенного роста Δt , а добавление заземленного проводника при его трассировке в форме меандра и спирали эффективно для минимизации связи, даже при уменьшении расстояния между проводниками витка с $10w$ до $2w$.

8. Изготовлены 16 прототипов витка МЛ с трассировкой в форме меандра и спирали без заземленных проводников и РПМ и с ними.

9. Измерения в частотной области показали, что нанесение РПМ ухудшает передаточные характеристики прототипов (уменьшает f_{cp}), а трассировка в виде спирали и добавление заземленных проводников позволяют их улучшить.

10. Результаты измерений в частотной области доказали эффективность предложенных способов совершенствования характеристик витка: трассировка в форме спирали позволяет увеличить ослабление за счёт исключения влияния отражений (рост ослабления до 1,6 раза); введение заземленных проводников при $s_2=2w$ уменьшает размеры прототипов; РПМ увеличивает ослабление от 2 до 3,3 раза (его максимум составил 11,93 раза в витке с трассировкой в форме спирали с заземленными проводниками при $s_2=2w$).

11. Доказана эффективность усовершенствованных прототипов витка МЛ для ослабления воздействий реальных генераторов ПдЭМВ.

Таким образом, совокупность полученных результатов подтверждает эффективность рассмотренных способов совершенствования характеристик полосковых устройств на основе витка МЛ для ослабления СКИ.

Рекомендации

1. Исследованные способы совершенствования характеристик полосковых устройств на основе витка МЛ рекомендуются для повышения эффективности устройств с модальным разложением.

2. Предложенные в диссертации методики моделирования, оптимизации и проектирования рекомендуются для создания других полосковых устройств с модальным разложением.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Разработка средств автоматизированного синтеза полосковых устройств на основе витка МЛ с применением разработанных методик моделирования, оптимизации и проектирования.
2. Исследование гибридных устройств защиты на основе традиционных средств совместно с предложенными в работе полосковыми устройствами на основе витка МЛ.
3. Экспериментальная апробация способов и прототипов для защиты от импульсных воздействий реальных генераторов высокой мощности.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

EMI	электромагнитная помеха
FEM	метод конечных элементов
FIT	метод конечного интегрирования
FDTD	метод конечных разностей во временной области
HREMS	электромагнитные системы высокой мощности
HPM	мощный микроволновый
LTCC	низкотемпературная совместно обжигаемая керамика
MoM	метод моментов
TLM	матрица линий передачи
UWB	сверхширокополосный
ВАЦ	векторный анализатор цепей
ГА	генетический алгоритм
МЛ	меандровая линия
МПЛ	микрополосковая линия передачи
МРЧ	метод роя частиц
МФ	модальный фильтр
МЭК	международная электротехническая комиссия
ПдЭМВ	преднамеренное электромагнитное воздействие
РС	рабочая станция
РЭС	радиоэлектронное средство
СВЧ	сверхвысокочастотный
СКИ	сверхкороткий импульс
СШП	сверхширокополосный
ЭМВ	электромагнитное воздействие
ЭМС	электромагнитная совместимость
ЭС	эволюционные стратегии

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1981. – 296 с.
2. 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.
3. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред. Т.Р. Газизова. – Томск: Том. Гос. Ун-т, 2002. – 206 с.
4. ГОСТ Р 50397-2011 Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2012. – 62 с.
5. ГОСТ CISPR 24-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование информационных технологий. Устойчивость к электромагнитным помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2013. – 40 с.
6. ГОСТ CISPR 14-1-2015. Электромагнитная совместимость. Требования для бытовых приборов, электрических инструментов и аналогичных аппаратов. Ч. 1. Электромагнитная эмиссия. – М.: Стандартинформ, 2016. – 65 с.
7. 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.
8. Guillet D.S. Christodoulou C. Intentional electromagnetic irradiation of a microcontroller / D.S. Guillet, T.J. Clarke // 2019 International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA). Spain, 09–13 September 2019. – P. 1214–1218.
9. Фоминич Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем / Э.Н. Фоминич, Д.Р. Владимиров // Военный инженер. – 2016. – №2. – С. 10–17.
10. ГОСТ Р 52863-2007 Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям – М.: Стандартинформ, 2020. – 40 с.
11. Giri D.V. Classification of intentional electromagnetic environments (IEME) / D.V. Giri, F.M. Tesche // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2004. – Vol. 46, № 3. – P. 322–328.
12. Radasky W. Fear of frying electromagnetic weapons threaten our data networks. Here's how to stop them // IEEE Spectrum. –2014. – Vol. 51. – P. 46–51.
13. 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.
14. 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, № 6. – P. 1279–1305.
15. IEC 61000-2-9 (1996), Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 2: Environment. Section 9: Description of HEMP environment. Radiated disturbance.
16. 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.
17. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов, Л.Н. Парфёнов, О.А. Тарасов [и др.] // Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – № 2(65). – С. 22–34.

18. 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.
19. Benford, J. High Power Microwaves / J. Benford, J. A. Swegle, E. Schamiloglu. – Taylor and Francis, 2007. – 531 p.
20. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: Группа ИДТ, 2007. – 616 с.
21. Зайкова С.А. Пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры. Пособие. – Гродно: ГрГУ, 2009. – 67 с.
22. 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.
23. Mora N. Contribution to the study of the vulnerability of critical systems to intentional electromagnetic interference: дис. PhD, EPFL, 2016.
24. 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.
25. 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.
26. Генерация и излучение мощных пикосекундных электромагнитных импульсов / Ю.А. Андреев, А.М. Ефремов, В.И. Кошелев [и др.] // III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» ИПЭ РАН. – 26–30 октября 2009. – С. 760–764.
27. High-power ultrawideband electromagnetic pulse radiation / V. I. Koshelev, Y. I. Buyanov, B. M. Koval'chuk [et al.] // ed. H. E. Brandt. – San Diego, CA, 1997. – P. 209–219.
28. Словицкий Б.Г. Малогабаритные генераторы высоковольтных наносекундных импульсов на основе SOS-диодов: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Екатеринбург, 2004. 126 с.
29. Наносекундные генераторы на основе SOS-диодов : сайт / Институт электрофизики Уральского отделения РАН. – Екатеринбург. – URL: http://www.iep.uran.ru/razzr/gener/razr_8.html (дата обращения: 02.02.2026). – Текст: электронный.
30. IEC 61000-2-13-2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-13: Environment – high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted.
31. Optimizing high-power ultra-wideband combined antennas for maximum radiation within finite aperture area / S. Wang, Y. Xie, M.X. Gao [et.al] // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2018. – Vol. 67, № 2. – P. 834–842.
32. 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.
33. 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.
34. 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.
35. 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, № 6. – P. 2737–2746.
36. Tsyanenka D. UWB EMP susceptibility testing of general-purpose electronic, radio communication, 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.
37. Ultrawideband radiators of high-power pulses / V. I. Koshelev, Yu. I. Buyanov, Yu. A. Andreev [et al.] // Pulsed Power Plasma Science 2001. – Las Vegas, NV, USA, 2001. – P. 1661–1664.
 38. IEC. 61000-1-5-2004. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-5: general – high power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems reference.
 39. MIL-STD-461F-2007. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.
 40. IEC 61000-4-2008 Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 2: Electrostatic discharge immunity test.
 41. Extraction and analysis of conducted electromagnetic susceptibility elements of integrated circuits / L. Fu, Z. Yan, Ch. Fu, D. Su // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 149125–149136.
 42. Perotti M. A test structure for the EMC characterization of small integrated circuits / M. Perotti, F. Fiori // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 2018. – Vol. 67, № 6. – P. 1461–1469.
 43. Richelli A. EMI Effects in CMOS Time-Mode Circuits / A. Richelli, L. Colalongo, Z.M. Kovacs-Vajna // 2020 International symposium on electromagnetic compatibility EMC EUROPE. – Rome, Italy, 23–25 September, 2020. – P. 1–6.
 44. Greeshmanth N. Review report on characterization of integrated circuits // Journal of advancement in electronics design. – 2020. – Vol. 3, № 1, 2.
 45. Влияние мощных электромагнитных импульсов на работу типовых интегральных микросхем / В. А. Вдовин, А. А. Гераськин, П. А. Горбоконенко [и др.] // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 11.
 46. Воздействие импульсных электромагнитных полей на современные микроконтроллеры. / М.П. Грибский, Е.В. Григорьев, В.В. Старостенко [и др.] // Прикладная радиоэлектроника. 2006. – Т. 5, № 2. – С. 294–297.
 47. 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. – С. 44–49.
 48. Tientcheu R.T. Susceptibility of generic IT-networks / R.T. Tientcheu, D Pouhe // 2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA): IEEE, 2015. – С. 1357–1360.
 49. Оценка защищенности информационных инфраструктур от воздействия сверхкороткоимпульсных электромагнитных излучений техногенного происхождения / И.Н. Белоконь, А. Н. Гончаров, С. Н. Долбня // Технологии электромагнитной совместимости. – 2010. – № 1. – С. 58–66.
 50. Van de Beek S. Robustness of remote keyless entry systems to intentional electromagnetic interference / S. Van de Beek, R. Vogt-Ardatjew, F. Leferink // 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility: IEEE, 2014. – С. 1242–1245.
 51. Пименов П.Н. Сравнительный анализ влияния сверхкороткого электромагнитного импульса на узкополосные, широкополосные, сверхширокополосные системы радиосвязи // Технологии электромагнитной совместимости. – 2015. – № 1. – С. 13–16.
 52. Lanzrath, M. HPEM Vulnerability of Smart Grid Substation Secondary Systems / M. Lanzrath, M. Suhrke, H. Hirsch // 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE). – Amsterdam, Netherlands: IEEE, 2018. – P. 799–804.
 53. Разумов А.А. Исследование устойчивости фрагмента летающей сенсорной сети к воздействию сверхкоротких электромагнитных импульсов / А.А. Разумов, Р.В. Киричек // Электросвязь. – 2015. – № 9. – С. 15–17.

54. Исследование влияния преднамеренных электромагнитных воздействий на базовую станцию LORAWAN / Е.Д. Филин, А. О. Овчинников, А. С. Бородин [и др.] // Труды научно-исследовательского института радио. – 2022. – № 2. – С. 40–48.
55. Kasmi C. Automated analysis of the effects induced by radio-frequency pulses on embedded systems for EMC Functional Safety / C. Kasmi, J. Lopes-Esteves // 1st URSI Atlantic radio science conference (URSI AT-RASC). – 16–24 May 2015. – 1 p.
56. 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.
57. Radulovic V.M. Effects of built-in varistors with low protection voltages on surge protection performances in low-voltage AC power systems / V.M. Radulovic, Z.V. Miljanic // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, № 3. – P. 272.
58. Верхулевский К. Защитные TVS-устройства компании Semtech разнообразие выбора // Компоненты и технологии. – 2017. – №3. – С. 25–30.
59. Han S.M. A validation of conventional protection devices in protecting EMP / S.M. Han, C.S. Huh, J.S. Choi // Progress in Electromagnetic. – 2011. – Vol. 119. – P. 253–263.
60. Ozenbaugh R.L., Pullen T.M. EMI Filter Design, Third Edition / R.L. Ozenbaugh, T.M. Pullen. – CRC Press. – 2011. – P. 272.
61. 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, № 9. – P. 617–619.
62. 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, № 5. – P. 901–908.
63. A High Frequency Equivalent Circuit and Parameter Extraction Procedure for Common Mode Choke in the EMI Filter / W. Tan, C. Cuellar, X. Margueron, N. Idir // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, № 3. – P. 1157–1166.
64. Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters / J. Biela, A. Wirthmueller, R. Waespe [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, № 5. – P. 1340–1349.
65. 3-D Electromagnetic Modeling of Parasitics and Mutual Coupling in EMI Filters / I. F. Kovačević, T. Friedli, A. M. Müsing, J. W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, № 1. – P. 135–149.
66. SMD/BLOCK Type EMI suppression filters EMIFIL: сайт. – URL: <https://www.murata.com/products/emc/emifil> (дата обращения 21.11.2025).
67. Патент US6324047B1 США, МПК 361/302 Symmetrical feedthrough / W. Hayworth № 13/029,206; заявл. 2000.06.06; выдан 2001.11.27.
68. 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.
69. Folded Feedthrough Multilayer Ceramic Capacitor EMI Filter / X.-C. Wang, Y.-Y. Sun, J.-H. Zhu [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 59, № 3. – P. 996–999.
70. 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, № 6. – P. 713–722.
71. 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.
72. 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.

73. Systematic description of the protection capability of protection elements / Krzikalla R. [et al.] // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC. – 2007. – P. 1–4.
74. Weber, T. Linear and nonlinear filters suppressing UWB pulses / T. Weber, R. Krzikalla, J. L. ter Haseborg // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46, № 3. – P. 423–430.
75. Связанные полосковые линии и устройства на их основе учеб. пособие / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лощилов. Томск: ТУСУР, 2012. – Ч.1. – 176 с.
76. Связанные полосковые линии и устройства на их основе учеб. пособие / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лощилов. Томск: ТУСУР, 2012. – Ч.2. – 244 с.
77. Ковалев И.С. Теория и расчет полосковых волноводов. Минск: Наука и техника, 1967. – 233 с.
78. Матей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Перевод с английского под общей редакцией Алексеева Л.В. и Кушнира Ф.В. Москва, «Связь», ч. 1, 1971 – 443 с.; ч.2 1972 – 496 с.
79. 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.
80. 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.
81. Соломоник, И. Ш. Малогабаритная печатная длинная линия с равномерно распределенными параметрами / И. Ш. Соломоник // Труды ТИРиЭТа. – 1972. – № 7. – С. 95–97.
82. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Томск: Изд-во Том. Ун-та, 1990. – 163 с.
83. Сычёв А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 138 с.
84. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 212 с.
85. Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Технологии ЭМС. – 2006. – №4 (19). – С. 40–44.
86. Беляев, Б. А. Исследование коэффициентов связи сонаправленных резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов, Я. Ф. Бальва // РТЭ. – 2008. – Т. 53, № 4. – С. 432–440.
87. Беляев Б.А. Физические основы создания электрически управляемых микрополосковых устройств / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.Ф. Шабанов // Известия вузов. Физика. – 2008. – Т. 51, № 9. – С. 36–45.
88. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н. Д. Малютин, А. Н. Сычев, Э. В. Семенов, А. Г. Лощилов. – Томск: Томск. Гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.
89. Частотно-селективные свойства микрополоскового фильтра на нерегулярных двухмодовых резонаторах / Б.А. Беляев, И.А. Довбыш, А.А. Лексиков, В.В. Тюрнев // Радиотехника и электроника. – 2010. –Т. 55, № 6. – С. 664–669.

90. Селективные свойства микрополосковых фильтров на четвертьволновых сонаправленных шпильковых резонаторах / Б.А. Беляев, С.В. Бутаков, Н.В. Лалетин [и др.] // Радиотехника и Электроника. – 2006. – Т. 51, № 1. – С. 24–36.
91. Двухполосные фильтры на шпильковом нерегулярном резонаторе / С.А. Ходенков, Б.А. Беляев, Д.В. Борисенков [и др.] // Решетневские чтения. – 2014. – Т. 1, № 18. – С. 251–253.
92. Бальва Я.Ф. Исследование особенностей взаимодействия нерегулярных микрополосковых резонаторов типа «гантель» в конструкциях полосно-пропускающих фильтров четвертого порядка / Я.Ф. Бальва, Б.А. Беляев // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т.55, № 9/2. – С. 55–57.
93. Беляев Б.А. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр на многомодовом резонаторе в форме прямоугольной рамки / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, В.В. Мочалов, [и др.] // Решетневские чтения. – 2013. – Т.1, № 17. – С. 209–211.
94. Беляев Б.А. Частотно-селективные свойства многосвязных фильтров на микрополосковых резонаторах / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, В.В. Тюрнев // Радиотехника и Электроника. – 2004. – Т.49, № 11. – С.1315–1324.
95. Беляев Б.А. Миниатюрный микрополосковый фильтр верхних частот / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2013. – Т.56, № 8/3. – С. 60–62.
96. Беляев Б.А. Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на миниатюризованных коаксиальных резонаторах / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, [и др.] // Радиотехника и Электроника. – 2013. – Т. 58, № 2. – С.127–135.
97. 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.
98. A Compact Bandpass Filter Using Microstrip Hairpin Resonator for WLAN Applications / S. M. Kayser Azam, M. I. Ibrahimy, S. M. A. Motakabber, A. K. M. Zakir Hossain // 2018 7th International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE). – 2018. – P. 313–316.
99. 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.
100. 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.
101. Compact Microstrip Wideband Cross-Coupled Inline Bandpass Filters With Miniaturized Stepped-Impedance Resonators (SIRs) / S.-C. Tang, P.-C. Chu, J.-T. Kuo [et al.] // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 21328–21335.
102. Das T.K. Compact high-selectivity wide stopband microstrip cross-coupled bandpass filter with spurline / T.K. Das, S. Chatterjee, S.K.A. Rahim, T.K. Geok // IEEE Access. – 2022. – Vol 10(6), № 1-1. – P. 2169–3536.
103. Kumar A. A design of microstrip bandpass filter with narrow bandwidth using DGS/DMS for WLAN / A. Kumar, M.V. Kartikeyan // 2013 National conference on communications (NCC). – 15–17 February 2013. – P. 1–4.
104. Yihao W. 3-D single- and dual-polarized frequency-selective absorbers with wide absorption bands based on stepped impedance resonator / W. Yihao, W. Min, S. Zhongxiang, W. Wen // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9, № 1-1 – P. 22317–22327.
105. 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.

106. Compact dual-band bandpass filters using novel embedded spiral resonator (ESR) / X. Luo, H. Qian, J.G. Ma [et al.] // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2010. – Vol 20, № 8. – P. 435–437.
107. Dual-band balanced bandpass filter using slotlines loaded patch resonators with independently controllable bandwidths / G. Dong, W. Wang, Y. Wu, [et al.] // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2020. – Vol 30, № 7. – P. 653–656.
108. Gomez-Garcia R. Symmetrical quasi-absorptive RF bandpass filters / R. Gomez-Garcia, J.M. Munoz-Ferreras, D. Psychogiou // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2019. – Vol. 67, № 4. – P. 1472–1482.
109. 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. – 2016. – Vol. 26, № 5. – P. 340–342.
110. 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.
111. Пат. 79355 Российская Федерация. Модальный фильтр / Газизов Т.Р. [и др.]. – № 2 008 127 527/22 (033 781); заявл. 07.07.08; опубл. 27.12.08, Бюл. № 36.
112. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – №3. – С. 79–83.
113. Самотин И.Е. Условие выравнивания амплитуд импульсов на выходе модального фильтра // Технологии ЭМС. – 2010. – №4 (35). – С. 31–34.
114. 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.
115. 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.
116. 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. on lightning protection. Italy, Cagliari, 13–17 September 2010. – 2010. – P. 993-1–993-3.
117. 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.
118. 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.
119. 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 [et al.] // Symmetry. – 2020. – Vol. 12. – № 7. – P. 1117.
120. 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.
121. Electrical Characteristics of a Modal Filter With a Passive Conductor in the Reference Plane Cutout / M. A. Samoylichenko, Y. S. Zhechev, V. P. Kosteletskii, T. R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2021. – Vol. 63, № 2. – P. 435–442.
122. 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.

123. 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.
124. Routing Technique for Microwave Transmission Lines to Ensure UWB Interference Immunity / Y. S. Zhechev, A. O. Belousov, A. M. Zabolotsky [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2023. – Vol. 71, № 12. – P. 5304–5316.
125. Development of modal filter prototype for spacecraft busbar protection against ultrashort pulses / R. R. Khazhibekov, A. M. Zabolotsky, Y. S. Zhechev [et al.] // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560, № 1. – P. 012145.
126. Low-pass EMI Filter Based on Modal Distortions, Internal Reflections and Magnetodielectric Cover / Y.S. Zhechev [et al] // Components, circuits, devices and systems. – 2023. – P. 1–4.
127. Belousov A. O. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filter / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Complexity. – 2018. – № 2018. – P. 1–15.
128. 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.
129. 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.
130. 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.
131. 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.
132. Шарафутдинов, В.Р. Новый способ трёхкратного резервирования межсоединений / В.Р. Шарафутдинов, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 26–30.
133. 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.
134. Possibility of protection against UWB Pulses based on a turn of a meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Vol. 59, № 6. – P. 1864–1871.
135. Вершинин И.М. Характеристики управляемых устройств из С-секций с дополнительным проводником в неоднородном диэлектрике / И.М. Вершинин, П.А. Воробьев // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1980. – №3(23). – С. 103–105.
136. Костелецкий В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады ТУСУР. –2022. – Т. 25. № 1. – С. 37–47.
137. Карри С. Полосковые устройства защиты на основе витка меандровой линии с модифицированной структурой: дис. ... канд. техн. наук: 2.2.13 / Карри Салим. – Томск, 2023. – 184 с.
138. Кенжегулова З. Аналитические модели защитных полосковых устройств на основе метода модального разложения во временной области: дис. ... канд. техн. наук: 2.2.13 / Кенжегулова Зарина. – Томск, 2023. –166 с.
139. Суровцев Р. С. Модальное разложение в полосковых меандровых линиях для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных импульсных помех субнаносекундной длительности: дис. ... д-ра техн. наук: 2.2.13 / Р. С. Суровцев. – Томск, 2024. – 366 с.

140. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2014. – 4(34). – С. 36–40.
141. Суровцев Р.С. Передача импульсного сигнала по витку меандровой линии без искажения ближней перекрестной наводкой / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Труды МАИ. – 2017. – №93. – С. 1–13.
142. Surovtsev R.S. Pulse decomposition in a turn of meander line as a new concept of protection against UWB pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of siberian conf. on control and communications (SIBCON). – Omsk, Russian Federation, 2015. – P. 1–7.
143. 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. – 2015. – P. 175–177.
144. 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. – Altai, Russia, 29 June – 13 July 2020. – P. 149–153.
145. 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.
146. Nosov A.V. Investigation of possibility of protection against electrostatic discharge using meander microstrip line / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // Journal of Physics: conference series (JPCS). – 2018. – Vol. 1015, № 2. – P. 1– 6.
147. Kim G.Y. Investigation of the possibility of damped sinusoid decomposition in a turn of a meander microstrip line / G.Y. Kim, R.S. Surovtsev // Proc. of Int. siberian conf. on control and communications (SIBCON 2022). – Tomsk, Russia, November 17–19, 2022. – P. 1–5.
148. Surovtsev R.S. Analytical conditions for equalizing and reducing the amplitudes of the time response components in the meander line turn / Journal of communications technology and electronics. – 2022. – Vol. 67, № 1. – P. 94–100.
149. Surovtsev R.S. Comparison of time responses of a meander line turn to ultrashort pulse excitation / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2022. – Vol. 64, № 4. – P. 1265–1269.
150. Суровцев Р.С., Кенжегулова З.М. Аналитические модели временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями – Монография – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – 172 с.
151. Карри С. Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением / С. Карри, З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 1. – С. 90–109.
152. Карри С. Экспериментальное исследование полосковых устройств защиты с модальным разложением / С. Карри, З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 3. – С. 1–28.
153. Bogatin, E. Signal and Power Integrity - Simplified / E. Bogatin. – Prentice Hall, 2018. – 958 p.
154. Modeling and design optimization of a wideband passive equalizer on PCB based on near-end crosstalk and reflections for high-speed serial data transmission / E. Song, J. Cho, J. Kim [et. al] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 52, № 2. – P. 410–420.
155. Differential crosstalk mitigation in the pin field area of SerDes channel with trace routing guidance / B. Chen, S. Pan, J. Wang [et. al] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2019. – Vol. 61, № 4. – P. 1385–1394.

156. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1970. – Vol. 18, № 4. – P. 217–222.
157. Сычев А. Н. Модальные параметры неодинаковых связанных линий / А.Н. Сычев, В.В. Анисимов, В.А. Бондарь [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 26–30.
158. A Comprehensive and Practical Way to Look at Crosstalk for Transmission Lines with Mismatched Terminals / S. Yong, K. Cai, B. Sen [et al.] // 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI). – 2018. – P. 538–543.
159. Far-End Crosstalk Modeling and Prediction for Stripline With Inhomogeneous Dielectric Layers (IDLs) / Y. Liu, S. Yong, Y. Guo [et al.] // IEEE Transactions on Signal and Power Integrity. – 2022. – Vol. 1. – P. 93–103.
160. Extraction of DKglass and DKresin for PCB Striplines and Analysis of Far-End Crosstalk / J. Park, Y. Guo, X. Ye, D. Kim // IEEE Transactions on Signal and Power Integrity. – 2025. – Vol. 4. – P. 149–155.
161. Gazizov, T. R. An Effect of Far-End Crosstalk Compensation in Double-Layered Dielectric PCB Interconnects / T. R. Gazizov, N. A. Leontiev. – IEEE, 1998. – P. 85
162. Mbairi, F. D. High-Frequency Transmission Lines Crosstalk Reduction Using Spacing Rules / F. D. Mbairi, W. P. Siebert, H. Hesselbom // IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies. – 2008. – Vol. 31, № 3. – P. 601–610.
163. Novak, I. Measurement by vector-network analyzer and simulation of crosstalk reduction on printed circuit boards with additional center traces / I. Novak, B. Eged, L. Hatvani // 1993 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. – 1993. – P. 269–274.
164. A Serpentine Guard Trace to Reduce the Far-End Crosstalk Voltage and the Crosstalk Induced Timing Jitter of Parallel Microstrip Lines / K. Lee, H.-B. Lee, H.-K. Jung [et al.] // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – 2008. – Vol. 31, № 4. – P. 809–817
165. High-Performance Interconnects With Reduced Far-End Crosstalk for High-Speed ICs and Communication Systems / J. Ge, R. Floyd, A. Khan, G. Wang // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2023. – Vol. 13, № 7. – P. 1013–1020.
166. Analysis of Differential Stripline Routing Approaches within a PCB Via Field for Crosstalk Mitigation / S. Datta, Y. Wang, J. Tang [et al.] // 2023 IEEE 32nd Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). – 2023. – P. 1–3.
167. A low loss microstrip line on thin flexible substrate film by defected ground structure / A. Tsuchiya, Y. Yamaguchi, R. Suga [et al.] // IEICE Communications Express. – 2023. – Vol. 12, № 11. – P. 582–585.
168. Crosstalk Reduction Using Defective Ground Plane Structures In RF Printed Circuit Boards / M. Sindhadevi, K. Malathi, A. Henridass, A. K. Shrivastav // Arabian Journal for Science and Engineering. – 2014. – Vol. 39, № 2. – P. 1107–1116.
169. Kazerooni, M. Unit Length Parameters, Transition Sharpness and Level of Radiation in Defected Microstrip Structure (DMS) and Defected Ground Structure (DGS) Interconnections / M. Kazerooni, A. Cheldavi, M. Kamarei // Progress In Electromagnetics Research M. – 2009. – Vol. 10. – P. 93–102.
170. Crosstalk Reduction in Coupled Microstrip Lines using TT-shaped DMS Approach / L. K. Baghel, S. Kumar, S. A. Sis, J. Kim // 2023 Joint Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility and International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (APEMC/INCEMIC). – 2023. – P. 1–4.
171. Equivalent Circuit Model of Crosstalk Reduction Parallel Transmission Lines with Defected Microstrip Structures / X. Liu, Y. Li, Y. Zhao [et al.] // 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). – 2018. – P. 1–2.

172. Gobinath, A. Reduction of Near-End and Far - End Crosstalk in Microwave and Millimetre Wave Band of Parallel Transmission Lines using Meander Shaped DMS / A. Gobinath, N. S. Kumar, P. Rajeswari // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2023. – Vol. 2466, № 1. – P. 012016.
173. Venkatesh, Y. On the Design of a Stepped Mixed Signal Transmission Line with Defected Microstrip Structure for High-Frequency PCB Traces / Y. Venkatesh // *Journal of High-Frequency Communication Technologies*. – 2024. – Vol. 2, № 01. – P. 120–129.
174. Near end and far end crosstalk reduction in high-speed signaling channel with periodical spiral resonator defected microstriplines in a high performance printed circuit board / G. Arumugam, S.-K. Natarajan, R. Packianathan, M.-S. Karoui // *IEICE Electronics Express*. – 2025. – Vol. 22. – № 1. – P. 20240268–20240268.
175. Dai, X. Reduction of UWB Far-End Crosstalk in Microwave and Millimeter-Wave Band of Parallel Periodically Loaded Transmission Lines With Discontinuous Structured Guard Lines / X. Dai, W. Feng, W. Che // *IEEE Transactions on Plasma Science*. – 2020. – Vol. 48, № 7. – P. 2372–2383.
176. Dai, X. Investigation and Improvements of UWB Microstrip Delay Lines / X. Dai, W. Feng, W. Che // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. – 2021. – Vol. 11, № 8. – P. 1292–1300.
177. Saxena A., Sahay B. *Computer aided engineering design*. New Delhi: Springer, 2005. 393 p.
178. Борисов, Ю. П. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств / Ю. П. Борисов, В. В. Цветнов. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
179. Куксенко С.П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.07 / Куксенко С.П. – Томск, 2019. – 436 с.
180. *Computer Aided Design and Design Automation // Handbook of Printed Circuit Manufacturing*. – Dordrecht: Springer Netherlands, 1985. – P. 15–31.
181. Jackson, J. D. *Classical electrodynamics* / J. D. Jackson. – 3. ed. – Hoboken, NY: Wiley, 2009. – 808 p.
182. 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.
183. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. – М.: Физматлит, 2013. – 430 с.
184. Paul C.R. *Transmission lines in digital systems for EMC practitioners* / C.R. Paul. – Hoboken, N.J: J. Wiley & Sons, 2012. – 288 p.
185. Djordjevic A.R. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*. – 1987. – Vol. 35, No 10 – P. 898–908.
186. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // *Proceedings of the IEEE*. – 2001. – Vol. 89, No 5. – P. 693–728.
187. Gazizov, T. R. Analytic expressions for MOM calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrarily oriented boundaries / T. R. Gazizov. – 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.
188. Йоссель, Ю. Я. Расчет электрической емкости / Ю.Я. Йоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – 2-е изд. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с.
189. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
190. 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.

191. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов / Л. Сегерлинд. – М.: Мир, 1979. – 392 с.
192. 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.
193. Weiland T.A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communications AEUE. – 1977. – Vol.31, №3. – P. 116–120.
194. Ruehli A.E. Inductance calculations in a complex integrated circuit environment // IBM Journal of research and development. – 1972. – Vol. 16, № 5. – P. 470–481.
195. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов, А.А. Квасников [и др.] // Наноиндустрия. – 2023. – Т. 16, № S9-1(119). – С. 170–178.
196. 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.
197. PathWave Advanced Design System (ADS). – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software.html> (дата обращения: 04.03.2026). – Текст : электронный.
198. Куксенко С.П. Электромагнитная совместимость: моделирование / С.П. Куксенко; под ред. Т.Р. Газизова. – Томск. В-Спектр, 2018. – 188 с.
199. Experimental time-domain study for bandpass negative group delay analysis with lill-shape microstrip circuit/ R. Vauché [et al.] // IEEE Access. – 2021. – Vol.9. – P. 24155–24167.
200. EM Design (EMPro). – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html> (дата обращения: 04.03.2026). – Текст : электронный.
201. Гилл Ф. Практическая оптимизация / Ф. Гилл, У. Мюррей, М. Райт; пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 509 с.
202. Газизов Т.Т. Методология, алгоритмы и программное обеспечение для комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств: дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.18 / Газизов Т.Т. – Томск, 2017. – 316 с.
203. Back, T. Evolutionary Algorithms in Theory and Practice: Evolution Strategies, Evolutionary Programming, Genetic Algorithms. Evolutionary Algorithms in Theory and Practice / T. Back. – Oxford University Press, 1996.
204. Goldberg, D. E. Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning / D. E. Goldberg. – Boston: Addison-Wesley Professional, 2012. – 412 p.
205. Растринин Л.А. Статистические методы поиска / Л.А. Растринин. – М.: Наука, 1968. – 376 с.
206. Metropolis N. The Monte Carlo Method / N. Metropolis, S. Ulam // Journal of the american statistical association. – 1949 – Vol. 44, № 247. – P. 335–341.
207. Glover F. Tabu Search / F. Glover, M. Laguna. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 1997. – 382 p.
208. Dorigo, M. Ant Colony Optimization / M. Dorigo, T. Stutzle. – Cambridge, Mass: Bradford Books, 2004. – 305 p.
209. Karaboga D. A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (ABC) algorithm / D. Karaboga, B. Basturk // Journal of global optimization. – 2007. – Vol. 39, № 3. – P. 459–471.
210. Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization // Proc. of the congress on evolutionary computation (CEC 99). – Washington: IEEE, 1999. – P. 1951–1957.

211. Kennedy J. Discrete binary version of the particle swarm algorithm / J. Kennedy, R.C. Eberhart // Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. – Orlando, 1997. – P. 4104–4108.
212. Holland J.H. Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence. Adaptation in Natural and Artificial Systems / J.H. Holland. – The MIT Press, 1992.
213. Beyer H.G. Evolution strategies a comprehensive introduction / H.G. Beyer, H.P. Schwefel // Natural Computing. – 2002. – Vol. 1, № 1. – P. 3–52.
214. Fogel D.B. Evolutionary Computation: Toward a New Philosophy of Machine Intelligence. Evolutionary Computation / D.B. Fogel. – Wiley, 2005.
215. Back T. A survey of evolution strategies / T. Back, F. Hoffmeister, H.P. Schwefel // Proc. of the 4th International conference on genetic algorithms (ICGA IV). –1991. – P. 2–9.
216. Fogel D.B. Applying evolutionary programming to selected traveling salesman problem // Cybernetics and systems. – 1993. – Vol. 24, № 1. – P. 27–36.
217. IEC 61000-4-33-2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-33: Testing and measurement techniques – Measurement methods for high-power transient parameters. – 2005.
218. Baum C.E. Norms and eigenvector norms // Mathematics Notes. – 1979. – Vol. 63. – P. 1–42.
219. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications / D. Giri. – Cambridge, MA: Harvard University Press, 2004. – 198 p.
220. Zanobini A. The use of student, Chi-square and F distributions to quantify the uncertainty coverage interval in the case of different observed values // IEEE International workshop on advanced methods for uncertainty estimation in measurement – 6–7 July 2009. – P. 58–62.
221. Ruming L. Evaluation of statistic probability distribution functions: ii. chi-squared probability function and the inverse functions of z, t, f, and chi-squared distributions / Ruming L., Manjit S. K., Guixue W. // International conference on computational science and computational intelligence (CSCI) – 15-17 December 2016. – P. 1253–1260.
222. A tutorial on fisher information / Alexander L. [et al.] // Journal of mathematical psychology. – May 2017. – P. 1–59.
223. Bongiorno J. Uncertainty and sensitivity of the feature selective validation (FSV) method / J. Bongiorno, A. Mariscotti // Electronics 2022, Vol. 11, № 16. – P. 2532.
224. Progress in the development of a 2D feature selective validation (FSV) method / Orlandi A. [et al.] // IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – 18–22 August 2008. – P. 1-6.
225. Feature Selective Validation (FSV) for Validation of Computational Electromagnetics (CEM). Part I—The FSV Method / Duffy A.P. [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2006. – Vol. 48, № 3. – P. 449–459.
226. IEEE Standard 1597.1-2022 IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations. – 2022.
227. Скорняков И.А. Анализ влияния параметров влагозащитного покрытия на амплитуду перекрестных наводок в паре связанных линий / И.А. Скорняков // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, 2020. – № 1. – С. 269–272.
228. Скорняков И.А. Оценка влияния способов заземления защитной трассы связанной двухпроводной линии на перекрестные наводки / И.А. Скорняков // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, 2021. – № 1. – С. 83–86.
229. Скорняков И.А. Анализ влияния ширины развязывающей трассы на амплитуду перекрестных наводок в связанной двухпроводной линии / И.А. Скорняков, Р.С. Суворцев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, 2021. – № 1. – С. 86–91.
230. Скорняков И.А. Сравнение эффективности методов уменьшения перекрестных связей в линиях передачи печатных плат / И.А. Скорняков, С. Карри, Р.С. Суворцев, А.Е.

- Мандель // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2025. – Т. 28, № 2. – С. 22–28.
231. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – 1(31). – С. 39–50.
 232. TUSUR.EMC. – URL: <https://emc.tusur.ru/talgat-software/> (дата обращения: 04.05.2026). – Текст: электронный.
 233. Влагозащитные париленовые покрытия. – URL: <https://ostec-materials.ru/catalog/dlya-sborki-elektronn/vlagozashchita/vlagozashchitnye-parilenovye-pokrytiya/> (дата обращения: 04.02.2026). – Текст: электронный.
 234. Технические условия 6-21-14-90. Лаки эпоксидноуретановые УР-231 и УР-231Л. – М., 1990. – 24 С.
 235. Карри С. Методика параметрической оптимизации полосковых устройств с модальным разложением / С. Карри, Р.С. Суровцев, П.В. Микола, И.А. Скорняков // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 1. – С. 95–117.
 236. Mikola, P. The Influence of Cross-Sectional Configuration on the Synthesis of Strip Devices With Modal Decomposition / P. Mikola, I. Skorniyakov, R. Surovtsev // 2025 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – 2025. – P. 271–276.
 237. Skorniyakov, I. The effect of reference conductors on the efficiency of modal decomposition in a turn of a broad-side coupled meander line / I. Skorniyakov, R. Surovtsev, S. Karri // 2025 IEEE International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – 2025. – P. 1–4.
 238. Суровцев Р.С. Миниатюризация устройства на основе витка меандровой линии с помощью дополнительных заземленных проводников / Р.С. Суровцев, С. Карри, И.А. Скорняков // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т.25, №3. – С. 14–20.
 239. Суровцев Р.С. Комплексное исследование влияния дополнительных опорных проводников на характеристики полосковых устройств с модальным разложением на основе витка меандровой линии / Р.С. Суровцев, С. Карри, И.А. Скорняков // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – №2. – С. 30–42.
 240. Влияние дополнительного опорного проводника на характеристики полосковых устройств с модальным разложением на основе витка меандровой линии / И.А. Скорняков, С. Карри, Р.С. Суровцев // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 10.
 241. Патент 2856214 С1 Российская Федерация, МПК H03H 7/30 (2006.01) Меандровая линия задержки с лицевой связью и двумя опорными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов / Р.С. Суровцев (RU), И.А. Скорняков (KZ), С. Карри (KZ) № 2025127715; заявл. 09.10.2025; выдан 20.02.2026.
 242. Gad A.F. Pygad: An intuitive genetic algorithm python library //Multimedia tools and applications. – 2023. – С. 1–14.
 243. Носов, А. В. Анализ влияния количества витков со слабой связью на форму напряжения в конце витка защитной меандровой линии / А.В. Носов, С. Карри, Р.С. Суровцев // Шарыгинские чтения: Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации. – 2021. – Т. 1, № 1. – С. 100-106.
 244. 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. – № 2. – P. 599–605.
 245. Matthaei, G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn. – IEEE, 1992. – P. 1353–1354.

- 246. Скорняков И.А. Влияние радиопоглощающего материала на защитные свойства витка меандровой линии / И.А. Скорняков, П.В. Микола // Материалы трудов 31-й межд. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-31-2025)». – Томск, 2025. – С. 101–106.
- 247. Karri, S. The influence of meander line turn routing on modal decomposition of ultrashort pulses / S.H. Karri, I. Skornyakov, R. Surovtsev // 2025 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – 2025. – P. 277–281.

ПРИЛОЖЕНИЕ А**(справочное)****Копии актов о внедрении результатов диссертационной работы**

«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель генерального директора по научной работе,
главный конструктор АО «НПЦ «Полюс»

Русановский С.А.

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы

Скорнякова Ивана Анатольевича

Научно-техническая комиссия в составе начальника управления информационных ресурсов и технологий, к.т.н. Костарева И.С. и начальника лаборатории электрического моделирования отдела математического моделирования физических процессов, к.т.н. Лекарева А.Ф. настоящим актом подтверждает факт внедрения в практику работы производства акционерного общества «Научно-производственный центр «Полюс» следующих результатов диссертационной работы Скорнякова И.А.

Методика квазистатического анализа связанных линий передачи использована при оценке перекрестных связей, моделировании перекрёстных помех, а также общего анализа целостности сигналов в кабельном жгуте модуля стабилизации напряжения, работающего в составе комплексов автоматики и стабилизации систем электропитания космических аппаратов. Результаты отражены в научно-техническом отчёте «Исследование кабельного жгута бортовой аппаратуры космического аппарата». Они позволили разработать рекомендации по формированию кабельного жгута для минимизации уровня перекрестных связей и обеспечения целостности сигналов.

Начальник отдела математического моделирования
физических процессов АО «НПЦ «Полюс», к.т.н.

И.С. Костарев

Начальник лаборатории электрического
моделирования АО «НПЦ «Полюс», к.т.н.

А.Ф. Лекарев

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по научной работе
и инновациям ТУСУРа, д.т.н., профессор

Куксенко С.П.

2026 г.

АКТ

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Скорнякова Ивана

Мы, нижеподписавшиеся, руководитель НИР по грантам РНФ №21-79-00161 и №24-79-00159, д.т.н., доцент Суровцев Р.С. и заведующий научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» (НИЛ «БЭМС РЭС»), д.т.н., профессор Газизов Т.Р. настоящим актом подтверждаем факт использования следующих результатов диссертационной работы Скорнякова И. при выполнении работ в рамках соответствующих НИР:

В НИР по гранту РНФ №21-79-00161 использованы следующие результаты:

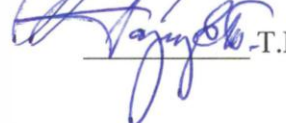
1. Закономерности разложения сверхкороткого импульса (СКИ) и зависимость уровня комбинационной составляющей отклика устройств на основе витка меандровой линии (МЛ) с лицевой связью без дополнительного опорного проводника и с ним.
2. Изготовленные прототипы витка МЛ с лицевой связью (2 прототипа).
3. Результаты экспериментальных исследований (во временной и частотной областях) прототипов витка МЛ с лицевой связью, доказывающие выявленные закономерности разложения СКИ и зависимость уровня комбинационной составляющей отклика устройств.

В НИР по гранту РНФ №24-79-00159 использованы следующие результаты:

1. Оценки влияния количества и расположения дополнительных опорных проводников в связанной линии с боковой и лицевой связью на эффективность модального разложения импульсных воздействий.
2. Исследовано влияние способа трассировки витка меандровой линии с боковой связью и симметричным поперечным сечением на ослабление импульсных воздействий.
3. Исследовано влияние покрытия из радиопоглощающего материала (РПМ) витка меандровой линии на ослабление импульсных воздействий.
4. Изготовленные прототипы витка МЛ с трассировкой разной формы, с заземленными проводниками и РПМ и без них (16 прототипов) и результаты их экспериментальных исследований (во временной и частотной областях) прототипов витка МЛ с трассировкой разной формы, с заземленными проводниками и РПМ и без них.

Руководитель НИР по грантам
РНФ №21-79-00161, 24-79-00159
д.т.н., доцент

Заведующий НИЛ «БЭМС РЭС»
д.т.н., профессор

 Р.С. Суровцев
 Т.Р. Газизов

«УТВЕРЖДАЮ»



Директор департамента

по учебной работе ТУСУРа, к.и.н., доцент

Ким М.Ю.

» 06 2026 г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Скорнякова Ивана

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н., профессор Газизов Т.Р. и заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе Бусыгина А.В., настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ следующих результатов диссертации Скорнякова И. при подготовке бакалавров по направлению «Радиотехника» профиля «Электромагнитная совместимость»:

1. Методика квазистатического моделирования связанных линий использована для оценки уровня перекрестных помех в линиях передачи печатных плат и исследования по оптимизации параметров диэлектрических покрытий для компенсации перекрестных помех при проведении лабораторных работ по дисциплине «Линии передачи».

2. Методики параметрической оптимизации полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии, а также рекомендации по их проектированию использованы при проведении лекций и лабораторных работ по дисциплине «Помехоподавляющие фильтры».

Также методика квазистатического моделирования связанных линий использована для исследования целостности сигналов печатной платы бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата при выполнении курсового проекта в 2021–2022 учебном году для профиля «Цифровое телерадиовещание» бакалавриата по направлению подготовки «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» в интересах АО «РЕШЕТНЁВ».

Заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе  А.В. Бусыгина

Заведующий кафедрой ТУ

д.т.н., профессор



Т.Р. Газизов

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

Копии охранных документов на результаты интеллектуальной деятельности

