

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

На правах рукописи



Карри Салим

Полосковые устройства защиты на основе витка
меандровой линии с модифицированной структурой

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
канд. техн. наук
Суровцев Роман Сергеевич

Томск – 2023

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	6
1. ЗАЩИТА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ И МЕТОДЫ ЕЁ МОДЕЛИРОВАНИЯ: ОБЗОР	13
1.1 Актуальность защиты от электромагнитных воздействий	13
1.2 Источники преднамеренных электромагнитных воздействий	15
1.3 Защита радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий	21
1.3.1 Традиционные решения для защиты	21
1.3.2 Устройства на основе модального разложения сигнала	23
1.4 Методы моделирования и анализа полосковых структур	28
1.4.1 Методы моделирования	28
1.4.2 Метод оценки характеристик временного отклика	32
1.5 Цель работы и постановка задач исследования	33
2. АНАЛИЗ ОСЛАБЛЕНИЯ ПОМЕХОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ	35
2.1 Влияние дискретизации модели витка меандровой линии на результаты электродинамического моделирования	35
2.2 Анализ ослабления помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальным разложением	41
2.2.1 Распространение воздействий сверхширокополосных генераторов в витке меандровой линии	41
2.2.2 Распространение сверхкороткого импульса в меандровой линии из двух витков	43
2.2.3 Распространение стандартизированных помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением	48

2.3 Оценка влияния потерь в проводниках и диэлектрике витка меандровой линии на распространение помеховых воздействий.....	57
2.3.1 Рассеяние мощности сверхкороткого импульса из-за потерь.....	57
2.3.2 Частотная зависимость рассеяния мощности гауссова импульса из-за потерь	63
2.4 Основные результаты раздела.....	72
3. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ.....	75
3.1 Трассировка витка меандровой линии для его проектирования на заданной площади печатной платы	75
3.1.1 Оптимизация параметров и квазистатическое моделирование	75
3.1.2 Влияние потерь на форму выходного напряжения	79
3.1.3 Влияние учёта перемычек на задержку импульсного сигнала при квазистатическом моделировании.....	81
3.1.4 Электродинамическое моделирование	84
3.2 Уменьшение размеров витка меандровой линии на плате за счёт применения дополнительных заземленных проводников	90
3.2.1 Модификация витка меандровой линии за счёт дополнительных проводников	90
3.2.2 Взаимовлияния неосновного витка.....	91
3.2.3 Влияние дополнительного проводника на форму напряжения	92
3.2.4 Подтверждение выявленных закономерностей с помощью электродинамического моделирования.....	96
3.3 Увеличение ослабления амплитуды импульсного сигнала за счёт асимметрии поперечного сечения витка меандровой линии.....	99
3.3.1 Разработка методики проектирования полосковых устройств с асимметричным поперечным сечением	99
3.3.2 Влияние асимметрии поперечного сечения витка меандровой линии на ослабление импульсного сигнала	101
3.4 Основные результаты раздела.....	112

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ.....	114
4.1 Методики измерения характеристик полосковых устройств защиты	114
4.1.1 Частотные характеристики	114
4.1.2 Временные характеристики	115
4.1.3 Излучаемые помехоэмиссии и восприимчивость	116
4.2 Виток меандровой линии с симметричным поперечным сечением	118
4.2.1 Характеристики прототипа в частотной области	118
4.2.2 Характеристики прототипа во временной области	120
4.2.3 Излучаемые помехоэмиссии прототипа	124
4.3 Виток меандровой линии с дополнительными заземленными проводниками	125
4.3.1 Характеристики прототипов в частотной области	125
4.3.2 Характеристики прототипов во временной области	130
4.4 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением	133
4.4.1 Характеристики прототипов в частотной области	133
4.4.2 Характеристики прототипов во временной области	138
4.5 Сравнительный анализ эффективности прототипов витка меандровой линии для ослабления помеховых воздействий	146
4.5.1 Сравнительный анализ разработанных прототипов	146
4.5.2 Сравнение с модальными фильтрами	148
4.5.3 Сравнение с LC-фильтрами с распределенными и сосредоточенными параметрами	152
4.6 Основные результаты раздела.....	155
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	157
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	160

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	161
ПРИЛОЖЕНИЕ А (Справочное) Копии актов о внедрении	181

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Стремительное развитие радиоэлектронных средств (РЭС) позволило им найти применение в самых разных сферах, где бесперебойная работа РЭС является важным требованием, поскольку их выход из строя может привести к существенным последствиям. Тенденции развития требуют компактности РЭС и повышения быстродействия. Первое обеспечивается увеличением плотности трассировки, а второе – граничных частот спектра используемых сигналов. Применение в составе РЭС интегральных схем и микропроцессоров связано со снижением напряжений и токов используемых сигналов. Из-за этого снижается и порог восприимчивости РЭС к электромагнитным воздействиям (ЭМВ), так как они способны вызывать в аналоговых цепях опасные переходные процессы, а цифровых – ложные переключения.

Среди ЭМВ особенно опасны мощные сверхширокополосные (СШП) воздействия, которые часто представляют собой импульсные воздействия, время нарастания которых может быть менее 100 пс, а общая длительность – всего несколько наносекунд. Широкий спектр СШП воздействий позволяет части их частотных компонент проникать внутрь РЭС, минуя средства защиты. Их амплитуда может достигать нескольких киловольт, а распространение по проводникам – приводить к пробоям полупроводников и диэлектриков. Развитие генераторов СШП воздействий привело к появлению электромагнитных систем высокой мощности, способных направлять мощное излучение на объект, что приводит к выведению из строя РЭС, контролирующей его работу. Поэтому защита РЭС от ЭМВ актуальна.

Для защиты от ЭМВ применяют различные средства. К конструктивным относятся экранирование, повышение однородности экранов, методы заземления и уменьшения импеданса цепей питания, а схемотехническим – фильтры с распределенными и сосредоточенными параметрами, газоразрядные и полупроводниковые ограничительные устройства. Их применение не всегда

позволяет обеспечить должную защиту из-за паразитных параметров выводов компонентов, низких быстродействия и напряжения пробоя, малой мощности и т.д. Таким образом, существующие решения обладают рядом недостатков, из-за чего поиск путей защиты РЭС от СШП воздействий актуален.

Степень разработанности темы

Известными зарубежными исследователями в области защиты от мощных СШП воздействий являются M. Backstrom, F. Brauer, J. Haseborg, F. Rachidi, W. Radasky, F. Sabath и др. Анализом стойкости электронных систем к помехам и созданием методов измерений и расчета занимаются Б.Б. Акбашев, Л.Н. Кечиев, В.Ю. Кириллов, Л.О. Мырова и др., а исследованием влияния СШП воздействий на вычислительную технику – З.М. Гизатуллин, Р. Киричек С.Ф. Чермошенцев и др. Разработкой фильтров с распределенными параметрами занимаются M. Camp, R. Krzikalla, T. Weber и др. Среди отечественных учёных, исследованию связанных линий ведут Б.А. Беляев, Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, А.Н. Сычев и др. Исследованию модальных явлений и разработке устройств защиты на основе модального разложения ведет группа под руководством Т.Р. Газизова. Преимуществом таких устройств является то, что защита может не требовать устройства как такового. Вместо этого используется специальная трассировка проводника, дающая возможность защиты от СШП помех. Исследованию модального разложения в многопроводных линиях посвящены работы А.О. Белоусова, Е. Жечева, А.М. Заболоцкого и Е.Б. Черниковой, а в меандровых линиях – З.М. Кенжегуловой, А.В. Носова, Р.С. Суровцева. Между тем возможности совершенствования устройств защиты от импульсных СШП воздействий на основе витка меандровой линии не исследованы.

Цель работы – улучшить характеристики полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии за счёт модификации их структуры. Для её достижения необходимо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить анализ ослабления помеховых воздействий в полосковых устройствах защиты на основе витка меандровой линии.

2. Предложить способы модификации структуры полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии.

3. Выполнить экспериментальное исследование полосковых устройств на основе витка меандровой линии с модифицированной структурой.

Научная новизна

1. Предложена трассировка витка меандровой линии с симметричным поперечным сечением, в котором обеспечивается модальное разложение импульсного сигнала на составляющие, отличающаяся сворачиванием витка в виде меандра со слабой электромагнитной связью между его полувитками.

2. Разработан подход к уменьшению электромагнитной связи между полувитками витка меандровой линии с симметричным поперечным сечением, свернутого в меандр, отличающийся добавлением, заземленных на концах, дополнительных проводников между неосновными полувитками.

3. Доказана возможность дополнительного ослабления импульсного воздействия в витке меандровой микрополосковой линии, отличающаяся увеличением ширины одного из проводников витка.

Теоретическая значимость

1. Оценено влияние дискретизации границ структуры на результаты электродинамического моделирования временного отклика витка меандровой линии с симметричным поперечным сечением.

2. Исследованы особенности влияния длины и ширины проводника витка меандровой линии с симметричным поперечным сечением на рассеяние мощности гауссова импульса из-за всех видов потерь.

3. Предложены 3 модификации структуры витка меандровой линии для улучшения характеристик полосковых устройств защиты на их основе.

Практическая значимость

1. Показана возможность уменьшения на 45% ширины поперечного сечения витка меандровой линии, свернутого в меандр, с сохранением свойств защиты за счёт добавления дополнительных заземленных проводников.

2. Разработаны и измерены характеристики 5 прототипов устройств на основе витка меандровой линии, обеспечивающих разложение импульсных сверхширокополосных воздействий.

3. Экспериментально доказано, что увеличение асимметрии поперечного сечения витка меандровой линии увеличивает амплитуду дополнительного импульса разложения, ослабляя импульсное сверхширокополосное воздействие.

4. Результаты использованы в АО «РЕШЕТНЁВ», НИР по грантам РФФИ, РФФИ и Президента РФ и учебном процессе ТУСУРа (три акта внедрения).

Положения, выносимые на защиту

1. Применение предложенной трассировки витка меандровой линии с симметричным поперечным сечением в виде меандра со слабой связью позволяет уменьшить занимаемую витком площадь с сохранением полосы пропускания и ослабления трапецеидального импульсного воздействия.

2. Добавление дополнительных проводников, заземленных на концах, между неосновными полувитками витка меандровой линии с симметричным поперечным сечением и трассировкой в виде меандра уменьшает связь между неосновными полувитками, увеличивает длину исходного витка при неизменной занимаемой площади и позволяет ослабить трапецеидальное импульсное воздействие.

3. Увеличение ширины одного из проводников витка меандровой микрополосковой линии позволяет выровнять амплитуды импульсов разложения и дополнительно уменьшить амплитуду импульсного воздействия длительностью 900 пс на выходе витка в 1,45 раза.

Результаты соответствуют п. 7 паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

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

Достоверность результатов основана на корректном применении теории линий передачи, совпадении результатов моделирования квазистатическим и электродинамическим подходами и их согласованности с результатами измерений сертифицированными и поверенными аппаратно-программными комплексами.

Использование результатов исследований

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

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

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

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

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

6. НИР «Разработка математического, алгоритмического и программного обеспечения для задач моделирования помехового синусоидального воздействия на печатные устройства защиты при проектировании радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости» по гранту Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых, проект МК-396.2022.4, 2022–2023 гг.

7. Учебный процесс радиотехнического факультета ТУСУР.

Апробация результатов

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах грантов: РФФИ (проект 21-79-00161 2021–2023 гг.); государственного задания (проекты FEWM-2020-0041, 2020–2021 гг., FEWM-2022-0001, 2022–2023 гг.); Президента Российской Федерации (проект МК-396.2022.4, 2022–2023 гг.).

Результаты докладывались на следующих конференциях: Всерос. научно-технич. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2018–2021 гг.; Межд. научно-практич. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2018, 2019, 2021 гг.; Межд. научная конф. ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации (Шарыгинские чтения), г. Томск, 2021 г.; Всерос. межвузовская научно-технич. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Микроэлектроника и информатика-2023», г. Москва, 2023 г.; 2019 Int. multi-conf. on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON), г. Томск, 2019 г.; Int. IEEE scientific and technical conf. «Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines», г. Омск, 2021 г.; Int. conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, Алтай, 2022 гг.

Публикации. Результаты опубликованы в 16 работах (2 без соавторов):

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	4
Доклад в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus	3
Доклад и тезисы в трудах отечественных конференций	9
ИТОГО:	16

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

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 главы, заключение, список литературы из 167 наименований, 1 приложение из 4 с. Общий объём диссертации с приложениями – 184 с., в т.ч. 101 рисунок и 34 таблицы.

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 обоснована актуальность защиты РЭС от СШП воздействий, приведен обзор источников мощных СШП воздействий и средств защиты РЭС от ЭМВ, а также общих методов моделирования и анализа полосковых структур. В разделе 2 представлены результаты анализа искажений помеховых воздействий в полосковых устройствах защиты на основе витка меандровой линии (МЛ). В разделе 3 предложены способы совершенствования полосковых устройств защиты от импульсных СШП воздействий на основе витка МЛ. В разделе 4 представлены результаты измерения предложенных способов совершенствования полосковых устройств и сравнения характеристик разработанного прототипа, обеспечивающего максимальное ослабление, с характеристиками известных решений. В заключении приведены основные результаты диссертационной работы, рекомендации и перспективы. В Приложении А приведены копии актов внедрения результатов.

1. ЗАЩИТА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ И МЕТОДЫ ЕЁ МОДЕЛИРОВАНИЯ: ОБЗОР

1.1 Актуальность защиты от электромагнитных воздействий

Развитие современных радиоэлектронных средств (РЭС) позволило им найти применение в самых разных отраслях техники, где бесперебойная работа РЭС является критически важным требованием, поскольку выход РЭС из строя может привести к существенным финансовым потерям, катастрофам мирового масштаба и человеческим жертвам [1]. При этом основные тенденции развития РЭС требуют компактности устройств и увеличения их быстродействия [2]. Первое, как правило, обеспечивается увеличением плотности трассировки печатных плат, а второе – граничных частот спектра используемых сигналов. Кроме того, применение в составе современных РЭС интегральных схем и микропроцессорных устройств издавна связано со снижением напряжений и токов [3]. Эти факторы привели к уменьшению порога восприимчивости РЭС к электромагнитным воздействиям (ЭМВ). Из-за этого обеспечение требований электромагнитной совместимости (ЭМС) при проектировании устройств становится все более трудным и затратным [4]. Мощные ЭМВ могут вызывать в цепях аналоговых микросхем опасные переходные процессы, а цифровых – преждевременные переключения. Между тем, влияние ЭМВ даже сравнительно малой мощности приводит к значительному росту вероятности появления битовых ошибок при работе микроконтроллеров, входящих в состав узлов РЭС [5]. Поэтому одной из задач при проектировании РЭС критически важных объектов инфраструктуры общества, работающих в реальном времени, является повышение её помехозащищенности.

Повышение чувствительности РЭС к ЭМВ привело к появлению угрозы электромагнитного терроризма [6, 7]. Впервые внимание общественности к ней привлёк В. Лоборев во время своего выступления на конференции AMEREM в 1996 г., введя термин «электромагнитный терроризм» [8]. После этого в рамках XXVI Генеральной ассамблеи Международного радиосоюза (URSI –

International Union of Radio Science) в Торонто в августе 1999 г. принята резолюция «Преступная деятельность с использованием электромагнитных средств» [9]. Уже к середине 2000 г. состоялись первые конференции, секции которых были посвящены тематике преднамеренных ЭМВ (ПдЭМВ). В рамках EuroEM 2000 организована специальная сессия по ПдЭМВ, где представлено 15 докладов. Позже, на специальном заседании Комиссии E URSI в г. Вроцлав представлены материалы статей, посвященные природе возникновения угрозы ПдЭМВ [10], стратегиям тестирования [11] и подходу Международной электротехнической комиссии (МЭК) к разработке нормативных документов в области ПдЭМВ [12]. Сегодня вопросы защиты РЭС от ЭМВ обсуждают на самых разных уровнях. Ведь с каждым годом количество симпозиумов и конференций, посвящённых задачам ЭМС, возрастает: в 2023 г. запланированы, по меньшей мере, 10 мероприятий, а в 2024 г. их количество может увеличиться до 14 [13]. Конференции, частично или полностью посвященные ЭМС, не перестают проводиться и на территории Российской Федерации. Только в первой половине 2023 г. состоялись такие значимые конференции, как «СПб НТО РЭС им. А.С. Попова» [14], «Пром-Инжиниринг» [15] и «ЭМС-2023» [16].

Обсуждение проблемы ПдЭМВ классифицировало излучение на два типа, которые в международных источниках называют НРМ (High Power Microwave) и UWB (Ultra Wideband) [17]. Полоса частот НРМ обычно не превышает 1 ГГц, и, как правило, с его помощью легко достигаются достаточно высокие уровни мощности. UWB излучение, называемое в русскоязычных источниках как сверхширокополосное (СШП), зачастую представлено импульсами, имеющими время нарастания менее 100 пс и общую длительность не более нескольких наносекунд [18]. Из-за малой длительности такие воздействия так же стали называть сверхкороткими импульсами (СКИ). Ширина их спектра составляет от единиц и десятков гигагерц, что позволяет с высокой вероятностью проникать их компонентам, минуя средства защиты, внутрь оборудования и выводить из строя электрические цепи при воздействии на их резонансных частотах [19]. При этом амплитуда СКИ может достигать нескольких киловольт, приводя к

пробую полупроводников и диэлектриков, что полностью выводит из строя элементы цепи [2]. Это вызвано тем, что СКИ обладают большой плотностью энергии, которая не успевает рассеяться за время его действия и вызывает локальный перегрев в чувствительных зонах выделения тепла [20–22]. Развитие генераторов СКИ привело к появлению электромагнитных систем высокой мощности (HPEMS – high power electromagnetic systems), которые генерируют излучение высокой направленности и большой мощности, что приводит к выведению из строя РЭС, контролирующую работу объекта [23].

Средства защиты от СКИ можно условно разделить на схемотехнические и конструктивные [24]. К первым относятся фильтры с сосредоточенными и распределенными параметрами, газоразрядные и ограничительные устройства. Ко второй группе можно отнести электромагнитное экранирование, методы повышения однородности экранов, методы защитного заземления и методы уменьшения импеданса цепей питания. Их применение зачастую не позволяет добиться необходимого уровня ослабления ЭМВ. Распространению СКИ могут способствовать паразитные параметры выводов компонентов, которые входят в состав фильтров [25]. Время срабатывания газоразрядников может превышать длительность ЭМВ [26]. Полупроводниковые приборы часто обладают малой мощностью и низким напряжением пробоя [27]. Таким образом, существующие решения обладают рядом недостатков, из-за чего задача поиска путей защиты от ЭМВ остается актуальной.

1.2 Источники преднамеренных электромагнитных воздействий

В общем случае выделяют два типа ЭМВ: естественные и искусственные. К источникам естественных ЭМВ относятся вторичные проявления разряда молнии и электростатический разряд. Искусственные являются результатом работы технических средств (радиопередающие устройства, промышленное и медицинское оборудование, линии электропередачи и др.). Однако наиболее опасными среди искусственных ЭМВ являются мощные СШП воздействия, генераторы которых формируют излучение высокой направленности и большой

мощности, что может практически мгновенно вывести РЭС из строя [23]. Такие системы могут быть установлены на наземную технику, морские суда или летательные аппараты, а мощность СШП излучения при воздействии на объект зависит от технологии изготовления генератора и конструкции излучателя. Есть несколько путей проникновения СШП излучения внутрь РЭС (рисунок 1.1) [28]. Оно может проникать внутрь РЭС через отверстия (апертуры) в корпусах устройств, а также через малогабаритные антенны. Индуцированные токи в результате СШП излучения распространяются по сигнальным и силовым цепям РЭС. Характер повреждений и вызванных нарушений работы РЭС зависит от параметров СШП воздействия. Наведенные сигналы от мощных ЭМВ могут вызывать пробой и выгорание компонентов, а менее мощные ЭМВ способны приводить к нарушениям работы РЭС из-за ложных срабатываний логических элементов интегральных микросхем [5]. Поэтому качественные экранирование и фильтрация в широком диапазоне частот и воздействий являются наиболее действенными способами защиты РЭС от опасных СШП воздействий.

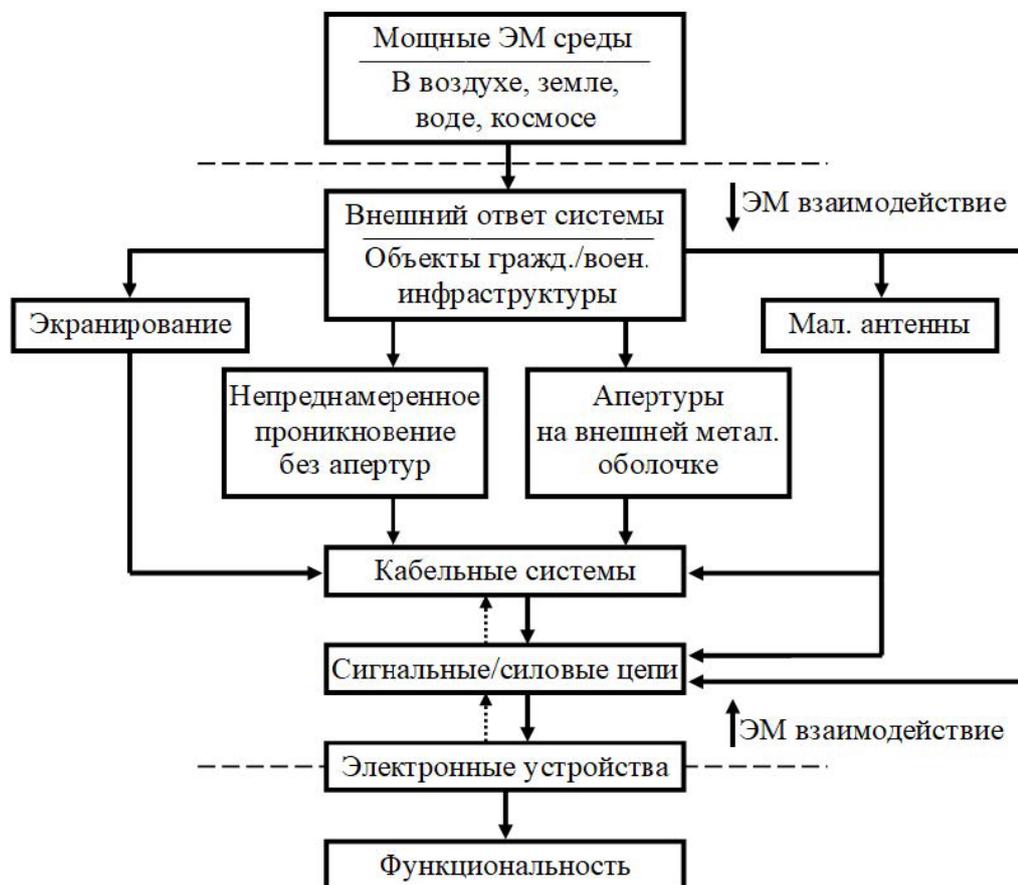


Рисунок 1.1 – Диаграмма взаимодействия мощных ЭМ сред [28]

В диссертационном исследовании N. Mora сделан обзор и предпринята довольно успешная попытка классифицировать известные источники ПдЭМВ [29]. Технологии генерации в электромагнитных системах высокой мощности (НРЕМС) развиваются по трем основным направлениям: разработка мощных релятивистских электровакуумных приборов; создание твердотельных и газоразрядных СШП генераторов СКИ; разработка новых и совершенствование существующих нерелятивистских электровакуумных приборов. Развитие методов генерации мощных ЭМВ привели к разработке множества средств формирования направленной энергии [30–34]. Известны исследования в части разработки средств в системах генерации СШП воздействий [35, 36], радаров для поиска зарытых и закамуфлированных технических средств и людей под завалами обрушившихся зданий [37], а также анализа стойкости технических средств к влиянию ЭМВ [38, 39]. Ниже представлено краткое описание некоторых известных генераторов СШП воздействий.

Первые попытки созданию генераторов СШП воздействий были сделаны с целью создания пикосекундных локаторов, однако вскоре была обнаружена возможность многократного увеличения их мощности для вывода из строя бортовых РЭС, что привело к дальнейшему развитию технологий генерации СШП излучения в целях РЭБ. В начале 90-х годов разработка генераторов СШП излучения велась в двух направлениях [30]. Первое из них основано на применении релятивистской лампы обратной волны. В Институте прикладной физики Российской академии наук (ИПФ РАН) и в Институте сильноточной электроники Сибирского отделения РАН (ИСЭ СО РАН) с её помощью удалось сгенерировать радиоимпульсы длительностью 5 нс и с частотой повторения 100 ГГц со средней мощностью 250 Вт [40]. Второе из направлений основано на вырезании короткого импульса из более длинного с помощью обостряющего и срезающего газового разрядника. Он работает в азотной атмосфере и питается от высоковольтных наносекундных генераторов через линию с сопротивлением 50 Ом в качестве накопителя энергии. С помощью такого генератора удалось

сформировать импульсы длительностью 1–5 нс и выходной мощностью до 400 МВт с возможностью увеличения до 1 ГВт.

К более современным СШП генераторам относятся основанные на обостряющих и срезающих газоразрядниках для формирования воздействия, подающегося на вход антенной решётки из 16 элементов (рисунок 1.2) [41]. В такое устройство входят: генератор биполярных импульсов, который состоит из генератора монополярных высоковольтных импульсов СИНУС-160 (1) и формирователя биполярных импульсов (2); трансформатор сопротивлений с делителем мощности (3) и 16- элементная антенная решетка (4), соединенная с делителем мощности коаксиальными кабелями.

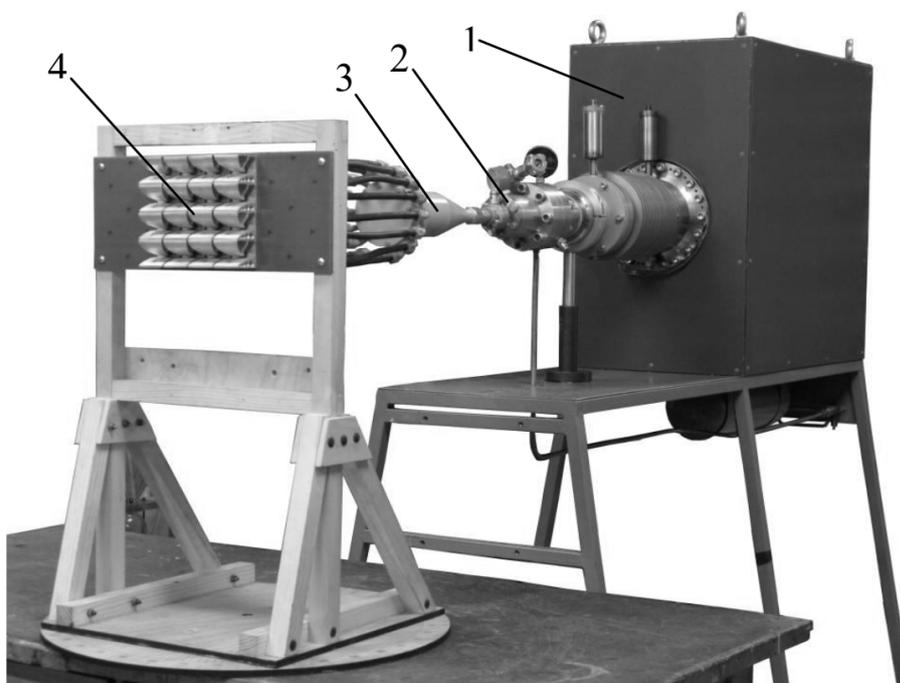


Рисунок 1.2 – Источник с 16-элементной антенной решеткой [41]

Хотя генераторы с газовыми разрядниками и получили относительную распространённость, также активно развивается направление, где используются перестраиваемые короткозамкнутые шлейфы для формирования биполярного воздействия [42], что позволяет решить проблему согласования модулятора и антенны в широком частотном диапазоне. Кроме того, известны и генераторы, основанные на эффекте наносекундной коммутации сверхплотных токов в полупроводниковых приборах (SOS – Semiconductor Opening Switch) [43]. Такие генераторы способны формировать импульсы с длительностью от 3 нс и

пиковой мощностью до 6 ГВт. Например, известна разработка Института электрофизики Уральского отделения РАН [44]. Генератор S-5N способен формировать импульсы с длительностью нарастания и спада 0,5 нс и напряжением до 900 кВ (рисунок 1.3).



Рисунок 1.3 – Генератор S-5N [44]

Основное применение представленных источников мощных ЭМ импульсов не включает в себя их использование в качестве средств РЭБ, однако их излучение может приводить к возникновению нежелательных токов в электронных цепях и выводить из строя оборудование различного класса [45]. После развития данного свойства генераторов СШП излучения были разработаны источники ПдЭМВ для военного применения, способные как на устранение элементов вражеской техники, так и террористические атаки, а также дистанционное уничтожение электронных устройств или полное выведение их строя [21, 22].

Мобильные автономные малогабаритные излучатели разрабатываются в лаборатории мощных ЭМ воздействий Объединённого института высоких температур РАН (ОИВТ РАН) [46–48]. Излучатели содержат антенную СШП решетку с четырьмя короткими экранированными поперечными рупорами, которые возбуждаются однополярными высоковольтными импульсами с выхода полупроводникового генератора. На рисунке 1.4 показан общий вид автономного излучателя (1 – блок импульсного генератора с источником постоянного тока и устройством управления, 2 – антенный блок, 3 – экранирующая пластина) [48].

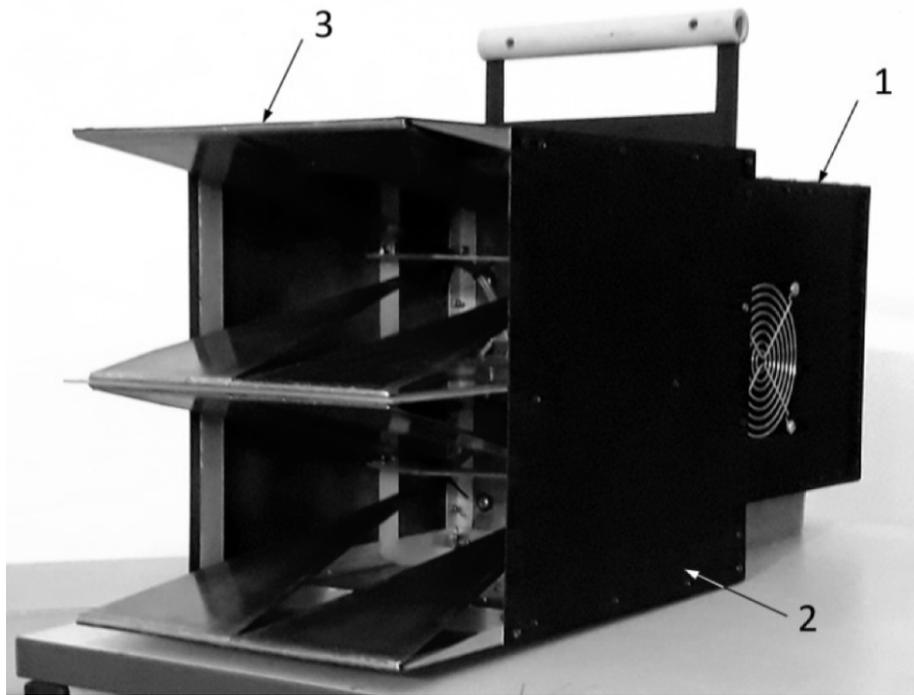


Рисунок 1.4 – Мобильный автономный излучатель разработки ОИВТ РАН [48]

Несмотря на многообразие известных и вновь разрабатываемых генераторов СШП воздействий, согласно существующим нормативным документам для оценки восприимчивости РЭС к ЭМВ применяют более простые и идеализированные формы типовых тестовых воздействий [49–51], например, Гауссов и экспоненциальный импульсы, затухающую синусоиду и др. Формы некоторых из них показаны на рисунке 1.5.

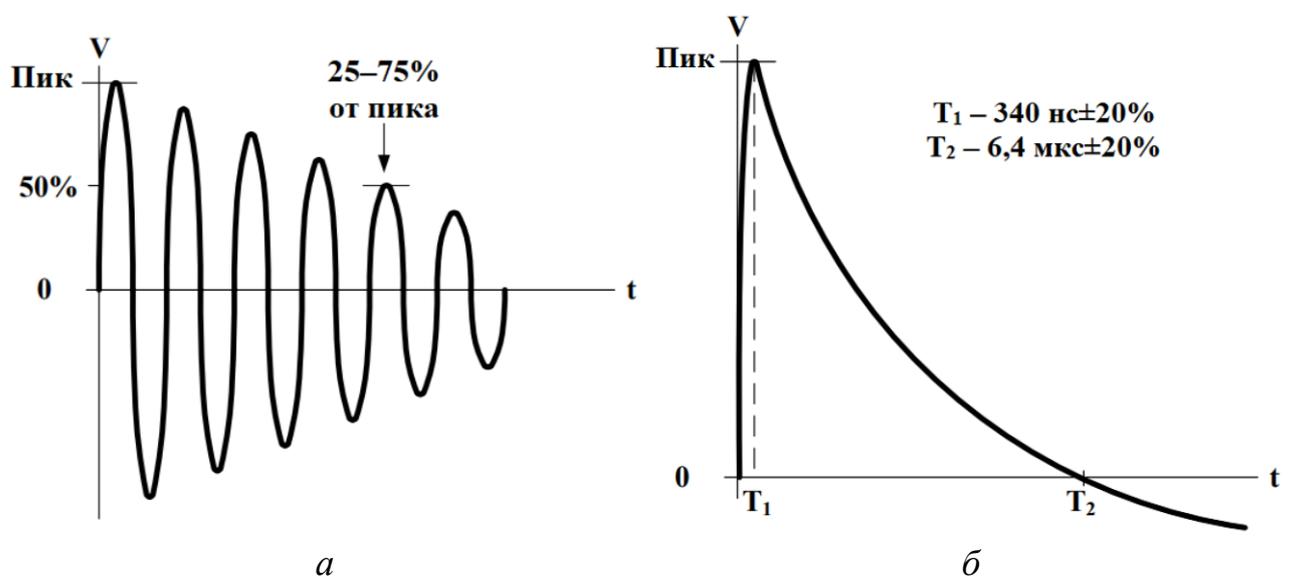


Рисунок 1.5 – Примеры типовых помеховых воздействий: затухающая синусоида (а) и экспоненциальный импульс (б)

1.3 Защита радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий

1.3.1 Традиционные решения для защиты

При разработке защитных устройств основными критериями являются предотвращение ущерба, который может быть вызван распространением ЭМВ, и минимальное влияние на защищаемые цепи. Это, как правило, достигается с помощью отвода помехи в цепь заземления, либо поглощением её энергии защитным устройством. При этом наибольшая эффективность достигается при комбинировании этих методов. Для заземления помехи зачастую применяют устройства, способные уменьшать своё сопротивление при превышении напряжения выше уровня срабатывания (газоразрядники, полупроводниковые приборы), для поглощения помехи – устройства, способные фильтровать сигнал по частоте или амплитуде (LC-фильтры, ограничители тока) [24].

Газовые разрядники применяют для защиты от мощных помех в качестве первого этапа защиты телекоммуникационных и силовых цепей [52]. Они имеют высокое значение пиковых токов (порядка тысяч ампер), но и небольшое количество срабатываний. Однако также они обладают большими габаритами и высоким напряжением включения. Кроме того, большое время срабатывания (более 0,15 мкс) ограничивает область их применения. К более компактным решениям можно отнести применение варисторов, которые обладают высоким соотношением пиковых токов и габаритов [53]. Благодаря широкому диапазону токов и напряжений, они могут применяться в различных узлах электрической цепи. Обычно их включают параллельно нагрузке, и в случае протекания помехи их сопротивление резко снижается, шунтируя защищаемый компонент. К их недостаткам можно отнести ограниченное количество срабатываний и большую собственную ёмкость, из-за чего их редко включают в цепи, в которых распространяются токи высокой частоты.

Для защиты высокоскоростных цепей применяются TVS-диоды и сборки, поскольку для них характерны низкое напряжение срабатывания и высокое быстродействие, что позволяет использовать их в низкоомных цепях [54]. Как

правило, их используют для защиты полупроводниковых элементов и в качестве окончного каскада защитного устройства. Их низкая собственная ёмкость оказывает минимальное влияние на сигнальные линии, что совместно с высоким ресурсом и широким диапазоном рабочих напряжений позволяет применять их в различных коммуникационных устройствах. Несмотря на их преимущества, низкое напряжение номинального тока, высокая стоимость и низкая радиационная стойкость ограничивают их применение [55].

Также популярным решением являются фильтры электромагнитных помех (ЕМІ-фильтры) [56] различной степени сложности. Так, известно о разработке конденсаторных ЕМІ-фильтров, обладающих хорошими высокочастотными характеристиками и низкой стоимостью [57]. Однако, большие значения паразитных параметров оказывают негативное влияние, как на сигнальную цепь, так и на возможность ослабления помехи [58, 59]. Поиск путей решения этой проблемы привёл к созданию фильтров на основе многослойного керамического конденсатора [60], который способен более эффективно ослаблять помеховое воздействие. Благодаря использованию технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC), удалось создать компактные ЕМІ-фильтры для применения в портативных устройствах. Тем не менее, ЕМІ-фильтры не лишены и недостатков: они имеют высокую стоимость, сложный процесс изготовления и требуют установки на каждую отдельную линию, что может занимать большой объём, а их включение в разрез кабелей ещё больше затрудняет установку [61].

К ставшим традиционными решениям также можно отнести устройства фильтрации с распределенными параметрами [62, 63]. Например, защитные устройства на основе встречно-гребенчатой микрополосковой структуры [62]. В ряде областей они обладают высокой эффективностью, при весьма низкой стоимости. В обширной монографии, посвященной многосвязным полосковым структурам [65], рассмотрены методы расчета их первичных параметров, представлено применение связанных линий для создания корректоров фазо-частотных характеристик, а также изложены основы анализа и синтеза

устройств на их основе. Нельзя не отметить классические работы, посвященные фазовой обработке сигналов в цепях с распределенными параметрами [66, 67]. Близкие исследования по применению полосковых устройств отражены в работах отечественных учёных [68–70]. Предложены поглощающие фильтры [71, 72] и рассмотрены их характеристики [73–75].

Из представленного обзора следует, что традиционные решения не лишены недостатков, основными из которых являются низкое быстродействие, малая мощность, ограниченный ресурс и паразитные параметры. Поэтому, несмотря на широкий спектр технических средств защиты от ЭМВ, актуален поиск новых решений для совершенствования помехозащищенности РЭС, которые были бы лишены указанных недостатков. Одним из них является подход, основанный на использовании модальных искажений в связанных линиях для разложения воздействия помехи на составляющие меньшей амплитуды [76–82]. Поскольку в основе подхода лежат обычные полосковые линии на печатной плате, то их применение для защиты может не требовать устройства защиты как такового. Для этого можно использовать уже имеющиеся на плате межсоединения.

1.3.2 Устройства на основе модального разложения сигнала

Идея модального разложения заключается в использовании модальных искажений (изменений параметров сигнала из-за разности задержек мод его поперечных волн в многопроводных линиях передачи) для разложения воздействия на составляющие [77]. При распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка линии передачи из N проводников (не считая опорного) с неоднородным диэлектрическим заполнением, импульс может подвергаться модальным искажениям, вплоть до полного разложения на N составляющих меньшей амплитуды. Для полного разложения импульса необходимо, чтобы его общая длительность t_{Σ} была меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в отрезке, т.е. выполнение условия [76]

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

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

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

где τ_2, τ_1 – погонные задержки мод отрезка.

Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между одним и общим проводниками подается СКИ длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к его концу (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2) (рисунок 1.6). При этом амплитуда импульсов может быть вдвое меньше, чем в начале отрезка (результаты получены при псевдосогласовании). Одним из примеров устройств, основанных на явлении модального разложения, являются модальные фильтры (МФ) [77].

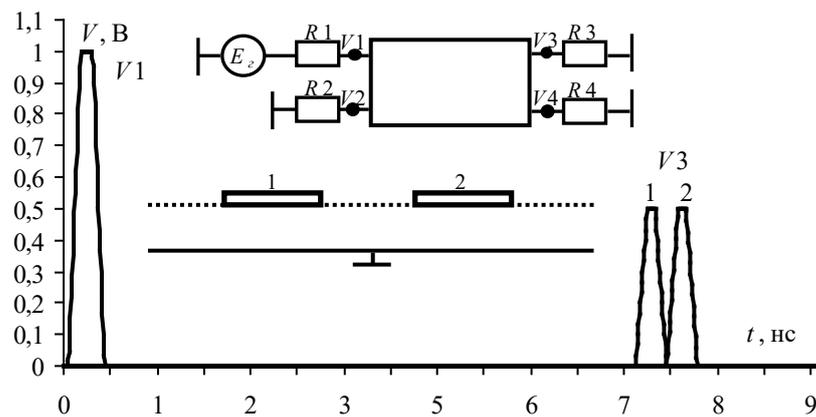


Рисунок 1.6 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Отметим, что амплитуда СКИ, в зависимости от связи в линии, может быть в 2 и более раз меньше исходной. Например, в структуре с лицевой связью в неоднородном диэлектрическом заполнении выявлено ослабление СКИ до 5 раз [83]. Для этого получено условие равенства амплитуд составляющих: сопротивления на концах отрезка (R) равны среднему геометрическому волновых сопротивлений чётной (Z_e) и нечётной мод (Z_o) линии, т.е.

$$R = (Z_e Z_o)^{0,5}. \quad (1.3)$$

Модальная фильтрация СКИ, в отличие от традиционных средств защиты, тем эффективнее, чем короче СКИ. Она невозможна в однородном диэлектрическом заполнении и более эффективна при наличии диэлектриков с как можно большей диэлектрической проницаемостью, а также требует

довольно большой длины МФ, что ограничивает ее применение. Отметим, что реализации такой защиты могут быть весьма разнообразными, в т.ч. не требующими устройства защиты как такового. Для защиты могут быть использованы уже имеющиеся на печатной плате печатные проводники. На практике реализация модальной фильтрации возможна на разных структурных уровнях РЭС, например, с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

Комплекс теоретических и экспериментальных исследований, которые подтверждают возможность модального разложения в полосковых и кабельных структурах, обобщен и систематизирован в монографии [77]. Показана возможность его реализации в гибких печатных кабелях [84, 85]. Представлены результаты моделирования и измерений многопроводных микрополосковых МФ [86, 87]. Подход к проектированию печатных МФ с лицевой связью описан в [88, 89]. Структуры с модальной фильтрацией совершенствовались за счёт зеркальной симметрии [90].

Другим примером устройств с модальной фильтрацией является виток меандровой линии (МЛ): виток МЛ представляет пару связанных линий, закороченных на дальнем конце [82]. Такие структуры в литературе называют еще С-секцией [91, 65]. Импульсный сигнал в них также будет подвергаться разложению из-за модальных искажений [79]. В такой структуре, помимо импульсов мод, за счёт сильной связи между проводниками распространяется перекрестная помеха, которая наводится на выход витка МЛ одновременно с началом распространения основного сигнала. За счёт выбора оптимальной связи можно дополнительно ослабить амплитуду СКИ. Тогда в самом простом случае на выходе витка МЛ импульсное воздействие будет разложено на 3 основных составляющих (перекрестную помеху и чётную и нечётную моды) с равными и меньшими (относительно исходной) амплитудами, что снижает влияние СКИ высокой амплитуды на РЭС. Кроме того, преимуществами витка МЛ по сравнению с МФ являются вдвое больший путь распространения сигнала и отсутствие пассивных проводников с резистивными нагрузками.

Рассматривая модальное разложение в витке МЛ нельзя не отметить монографию, где систематизированы результаты многолетних исследований модального разложения импульсных сигналов, возможности защиты РЭС от СКИ за счёт свойств МЛ и построения устройств защиты на их основе [82]. Начало исследований модального разложения в МЛ положила выявленная возможность исключения влияния перекрестной помехи на искажение основного сигнала за счет выбора оптимальных длины витка и параметров его поперечного сечения [92, 93]. Для этого нужно исключить модальные искажения сигнала, обеспечив равенства погонных задержек четной (τ_e) и нечетной (τ_o) мод витка МЛ:

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

Это условие всегда выполняется в однородном диэлектрическом заполнении [94], а в неоднородном его выполнение возможно только за счет оптимизации параметров покрывающих диэлектрических слоёв, поскольку параметры основы и прокладочных слоёв часто имеют близкие значения. Для исключения влияния перекрестной помехи на ближнем конце на форму сигнала нужно выбором длины полувитка (l) обеспечить задержку в витке МЛ не меньше суммы длительностей фронта (t_r), плоской вершины (t_d) и спада (t_f) импульса [94]:

$$2\tau l \geq t_r + t_d + t_f \quad (1.5)$$

где $\tau = \tau_e = \tau_o$ при выполнении условия (1.4).

Затем в витке с воздушным диэлектрическим заполнением (скорости распространения мод равны) выявлена возможность выравнивания амплитуд импульсов перекрестной помехи и основного сигнала на выходе витка [95, 96]. За счёт оптимальной электромагнитной связи между проводниками получается ослабление в 1,62 раза [95]. После, в витке микрополосковой МЛ выявлена возможность за счёт модальных искажений разложить воздействие уже на 3 импульса: перекрестной помехи и импульсов мод [79, 97]. Сначала за счет условия (1.5) обеспечивается приход импульса основного сигнала не раньше окончания перекрестной помехи, а после – разложение основного импульса на

нечетную и четную моды. Условие такого разложения в витке МЛ отличается от условия (1.2) из-за вдвое большей длины проводника и имеет вид

$$t_r + t_d + t_f < 2l|\tau_e - \tau_o|. \quad (1.6)$$

При выполнении (1.6) условие (1.5) всегда выполняется. Тогда за счет сильной связи между проводниками витка МЛ обеспечивается выравнивание амплитуд уже 3 импульсов разложения с ослаблением в 2,41 раза [95].

Следующим этапом стало экспериментальное подтверждение разложения СКИ в витке микрополосковой МЛ [79]. Сравнения временных откликов, полученных разными методами, показало, что на практике ослабление СКИ в витке МЛ может быть выше из-за более влияния потерь и отражений. Влиянию потерь посвящена отдельная работа, где оценено их влияние на искажение формы импульсного сигнала сначала в витке с воздушным заполнением [98], а после – в проводниках и диэлектрике витка микрополосковой МЛ [99]. Выявлено, что влияние потерь позволяет обеспечить оптимальную связь между проводниками витка при большем разnose между ними, что упрощает практическую реализацию устройств на основе витка МЛ. Помимо исследований одного витка МЛ, выполнен квазистатический анализ линии из двух витков в однородном [100] и неоднородном [101] диэлектрическом заполнении. В линии на основе МПЛ показана возможность разложения СКИ уже на 9 импульсов на выходе второго витка. Для этого предложен ряд условий, обеспечивающих разложение СКИ сначала в первом витке на 3 импульса, а затем – каждого из них еще на 3 импульса уже во втором витке. Это позволило разложение СКИ на 9 импульсов на выходе второго витка. Затем выполнены аналогичные исследования при увеличении количества каскадов защитной линии [102]. Выполнены первые оценки влияния асимметрии поперечного сечения витка на ослабление СКИ [103]. Наконец разработаны модели для аналитического вычисления временного отклика витка МЛ [104, 105], основанные на общем подходе [106], а также математический аппарат для анализа МЛ [107]. Отметим, что и устройства на основе витка МЛ не лишены недостатков, основным из которых является сравнительно низкое ослабление

при большой длине витка. Поэтому целесообразно рассмотреть возможность уменьшения площади на плате, занимаемой витком с увеличением ослабления воздействия за счёт модификации структуры витка МЛ.

1.4 Методы моделирования и анализа полосковых структур

1.4.1 Методы моделирования

Для вычисления характеристик полосковых устройств и анализа необходимо их математическое моделирование. При обнаружении несоответствия характеристик устройства требованиям технического задания на заключительном этапе его проектирования, доработка может потребовать существенных временных, а зачастую и финансовых затрат, а предварительное математическое моделирование позволяет их минимизировать [108]. Поэтому широкое распространение получили различные системы автоматизированного проектирования. Обзор современных систем для моделирования задач электромагнитного поля и методов, лежащих в их основе, приведён в диссертации Куксенко С.П. [109]. Из него видно, что индустрия моделирования ЭМС значительно расширилась, а разработка высокоэффективной системы без средств моделирования невозможна.

Выделяют три основных вида моделирования [109]: схемотехническое [110], электродинамическое [111] и квазистатическое [112]. При этом для моделирования применяются эвристические, аналитические, численные и комбинированные (комплексные) методы [113, 114]. Основой для схемотехнического моделирования является закон Кирхгофа, а вычисления выполняются с использованием принципиальных электрических схем (SPICE-моделирование). Два других вида моделирования, в общем случае, требуют решения уравнений Максвелла во временной или частотной области [115]. Для этого нужны задание граничных (или начальных) условий, описание формы (геометрических параметров) и свойств (электрических параметров) расчетной области, выбор метода решения (аналитического, численного) и переход от уравнений Максвелла (при необходимости) к уравнениям вида, пригодного для

выбранного метода решения (Пуассона, волновое). После задания исходных данных выполняется дискретизация границы структуры и с помощью замены непрерывных функций их дискретными аналогами делается переход от функциональных уравнений к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). После этого решается СЛАУ с помощью прямых или итерационных методов [116], а на её основе находят характеристики исследуемого объекта.

Электродинамический подход к моделированию является универсальным и позволяет решать задачи с произвольной геометрией исследуемой структуры с учётом распространения высших типов волн [111]. Поэтому моделирование электродинамическим подходом требует существенных затрат вычислительных ресурсов рабочей станции. Квазистатический подход более простой, поскольку учитывает распространение только поперечной волны (Т-волны) и поэтому он требует меньше затрат вычислительных ресурсов на моделирование [112]. Он получил широкое распространение при моделировании линий передачи с помощью телеграфных и производных от них уравнений [117].

В работе [118] рассматриваются электромагнитные помехи обобщённой системы произвольной сложности, которые делятся на отдельные простые элементы топологии системы, с сохранением связей отдельных элементов, что позволяет рассматривать её как единое целое. На таком подходе основаны три представленных вида моделирования, каждый из которых сводится к своему варианту анализа. В первом используются законы Кирхгофа для анализа ветвей из сосредоточенных параметров, соединённых в узлах (рисунок 1.7а), что делает его самым простым. Второй сводится к решению ВЛТ уравнения (Baum-Liu-Tesche) схемы из отрезков (многопроводных линий передачи, описываемых телеграфными уравнениями), соединённых окончаниями (схемами из сосредоточенных элементов) (рисунок 1.7б). Третий, самый сложный, сводится к электродинамическому анализу иерархической структуры из конечных объёмов, соединённых частями своих поверхностей, описываемых уравнениями Максвелла (рисунок 1.7в) [119].

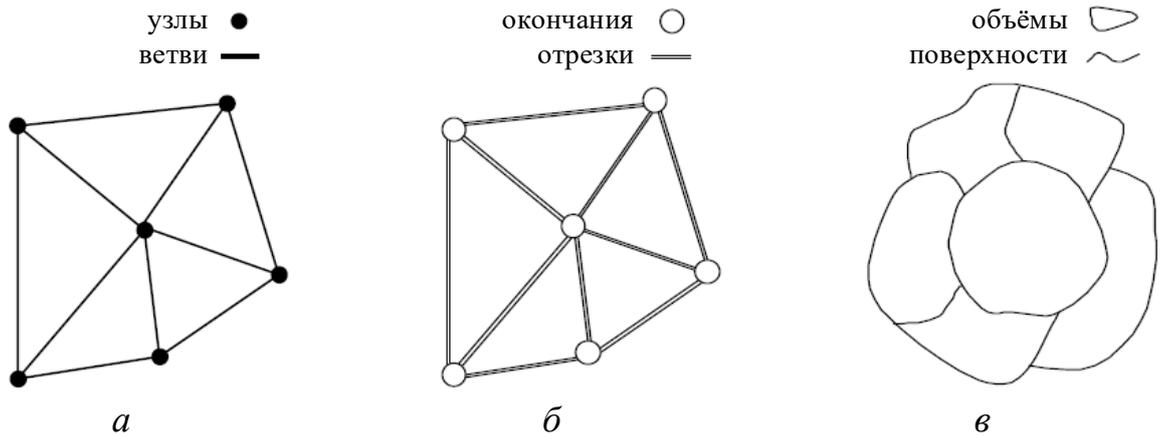


Рисунок 1.7 – Цепная топология (а), топология линий передачи (б), топология рассеивателя (в)

Математическое моделирование позволяет эффективно использовать современные достижения вычислительной техники. Перед появлением высокопроизводительных вычислительных машин применялись аналитические методы решения, пригодные для задач с относительно простой геометрией [120, 121]. С ростом производительности вычислительных машин на смену аналитическим пришли численные методы, применение которых не зависит от геометрии задачи [122]. Наиболее известными численными методами являются: метод моментов (МоМ) [123], метод конечных элементов (FEM) [124], метод конечных разностей во временной области (FDTD) [125], метод конечного интегрирования (FIT) [126] и метод матриц линий передачи (TLM) [127].

Одним из ярких представителей пакетов для схемотехнического и квазистатического моделирования является ADS (Advanced Design System) разработанная PathWave Design, подразделением Keysight Technologies [128]. Вычисление временных характеристик производится при интегрировании динамических уравнений элементов системы [129]. ADS имеет продуманный и понятный графический интерфейс для создания схемотехнической модели системы, а также возможность построения собственных моделей компонентов для их последующего использования [130]. Важным преимуществом системы является возможность вычисления отклика устройства на основе S -параметров благодаря подходу из [131].

Для моделирования структур с произвольным поперечным сечением в ограниченном частотном диапазоне (до 10 ГГц) целесообразным является квазистатическое моделирование. Допущения, принятые при квазистатическом подходе, сводят задачу моделирования к нахождению матриц первичных погонных параметров \mathbf{R} (Ом/м), \mathbf{L} (Гн/м), \mathbf{C} (Ф/м) и \mathbf{G} (См/м) [112]. Затем с их использованием выполняется расчёт отклика структуры конечной длины dx с помощью телеграфных уравнений. Когда нет необходимости в учёте потерь вычисляются только матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} . Преимуществом такого подхода являются малые вычислительные затраты при незначительной потере точности результатов. В системах квазистатического анализа для расчёта \mathbf{RLGC} -матриц часто применяют МоМ [123]. При этом границы проводников и диэлектрической подложки дискретизируются на подынтервалы, после чего находят матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} . Это позволяет значительно снизить затраты памяти и времени, поскольку нет нужды хранить весь вычисляемый объём. Одной из программ для моделирования задач электростатики, в основе которой лежит МоМ, является отечественная система TALGAT разработанная в ТУСУРе [132]. Точность квазистатического моделирования в ней подтверждена сходимостью его результатов с результатами электродинамического моделирования и измерений [133]. Не смотря на преимущества квазистатического подхода, учёт только поперечной волны накладывает ограничения на его использование и может привести к погрешностям при решении задач со сложной геометрией.

На рынке есть много программ для электродинамического моделирования. Обычно они позволяют выбор одного численного метода для моделирования, подходящего под решение конкретной задачи. Примером является пакет EMPro, также разработанный PathWave Design [134]. В нём можно выполнять анализ объемных структур с помощью FEM, а если задача содержит электрически большие компоненты, то используется симулятор на основе метода FDTD, расширяя область применения пакета, а возможность расчёта на графическом процессоре позволяет ускорит моделирование.

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

1.4.2 Метод оценки характеристик временного отклика

Для описания параметров СШП помех могут быть использованы N -нормы, которые предложены для определения пределов восприимчивости оборудования к воздействию СШП помех [135]. Определения норм N_1 – N_5 с указанием причин, почему каждая представляет интерес, сведены в таблице 1.1.

Эти нормы применимы и для определения уязвимых мест электрических цепей и даже отдельных устройств [136]. Это можно сделать, представив исследуемые объекты в виде схемы с распределенными параметрами вместе с вычислением N -норм. Особый интерес к N -нормам заключается в том, что их можно использовать для описания влияния электромагнитного поля на электронные системы. Их расчет основан на применении математических операторов к форме сигнала.

Таблица 1.1 – N -нормы для оценки влияния помеховых воздействий [136]

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

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

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

1.5 Цель работы и постановка задач исследования

Из обзора, приведенного в п. 1.1, следует, что совершенствование РЭС также привело к росту их чувствительности к влиянию ЭМВ разной природы, в т.ч. к возникновению угрозы электромагнитного терроризма: преднамеренного воздействия мощными СШП помехами на РЭС, контролирующие работу объекта, с целью дестабилизации его работы. Одним из опасных СШП воздействий является СКИ, поскольку он обладает большой плотностью энергии, которая не успевает рассеяться за время его действия и вызывает локальный перегрев, полупроводниковый и диэлектрический пробой. Применение традиционных средств защиты зачастую не позволяет обеспечить должную защиту в широком диапазоне воздействий из-за своих недостатков. Поэтому актуальны поиск новых и совершенствование существующих решений для защиты от СШП воздействий, в частности СКИ.

Из обзора, приведенного в п. 1.2, следует, что основными направлениями развития генерации в НРЕМС являются разработка мощных релятивистских электровакуумных приборов, создание твердотельных и газоразрядных СШП генераторов СКИ и разработка новых и совершенствование существующих нерелятивистских электровакуумных приборов. Поэтому спектр возможных СШП воздействий может быть широк. Между тем, несмотря на многообразие генераторов и форм СШП воздействий, нормативные документы регламентируют проведение испытаний на устойчивость РЭС к влиянию ЭМВ при идеализированных формах типовых воздействий, к которым относят Гауссов и экспоненциальный импульсы, затухающую синусоиду и др. Поэтому при исследовании эффективности предлагаемых технических решений для защиты РЭС, по меньшей мере, необходима оценка их влияния на типовые формы воздействий, приведенные в нормативных документах.

Из обзора, приведенного в п. 1.3, следует, что для защиты РЭС от ЭМВ применяют самые разнообразные схмотехнические и конструктивные решения. Между тем они обладают рядом недостатков, основными из которых являются

низкое быстродействие, малая мощность, ограниченный ресурс и паразитные параметры. Примечательны устройства на основе полосковых структур, среди которых нужно выделить устройства, основанные на модальном разложении сигнала во временной области. Но и они не лишены недостатков, основными из которых являются сравнительно малое ослабление амплитуды воздействия и большие размеры. Поэтому актуально совершенствование их характеристик.

Из обзора, приведенного в п. 1.4, следует, что для моделирования полосковых устройств применяют схемотехнический, электродинамический и квазистатический подходы. Электродинамическое моделирование позволяет получить точные результаты, поскольку учитывает распространение высших типов волн, но такое моделирование требует высоких затрат вычислительных ресурсов. Квазистатический подход является менее затратным, поскольку при моделировании учитывает распространение только поперечной волны. Поэтому для подтверждения сопоставления результатов моделирования целесообразно использовать оба подхода. Таким образом, менее точное, но и менее затратное квазистатическое моделирование полезно для грубой предварительной оценки характеристик устройств, а более точное, но и затратное электродинамическое – на заключительном этапе для сопоставления результатов и обоснования их достоверности. Для оценки влияния результата разложения СШП воздействий на выходе устройств защиты эффективно применение N -норм.

Цель работы – улучшить характеристики полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии за счёт модификации их структуры. Для её достижения необходимо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить анализ ослабления помеховых воздействий в полосковых устройствах защиты на основе витка меандровой линии.
2. Предложить способы модификации структуры полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии.
3. Выполнить экспериментальное исследование полосковых устройств на основе витка меандровой линии с модифицированной структурой.

2. АНАЛИЗ ОСЛАБЛЕНИЯ ПОМЕХОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

Здесь приведены результаты анализа распространения воздействий в полосковых устройствах защиты на основе витка МЛ. Оценено влияние параметров дискретизации модели витка на результаты электродинамического моделирования [137]. Представлены результаты анализа распространения воздействий разной формы в витке МЛ на основе МПЛ [138], в МЛ из двух витков на основе МПЛ [139] и в витке МЛ с лицевой связью и двухпроводном МФ [140]. Оценено влияние относительной диэлектрической проницаемости основы [141] и потерь [142, 143] в рассеяние мощности СКИ в витке МЛ.

2.1 Влияние дискретизации модели витка меандровой линии на результаты электродинамического моделирования

Как было отмечено в п. 1.4.1 обзора, численное моделирование является эффективным инструментом при проектировании полосковых устройств с модальным разложением. Для достоверности результатов моделирования часто одновременно применяют квазистатический и электродинамический подходы. Второй более затратен по вычислительным ресурсам, но позволяет получить близкие к реалиям результаты. Поэтому его выполняют на заключительном этапе проектирования.

Одним из важных этапов моделирования является дискретизация трехмерной модели исследуемой структуры на подобласти. При недостаточном количестве ячеек дискретизации нельзя получить точные результаты, особенно на высоких частотах. Однако их избыточное количество увеличивает затраты ресурсов на моделирование и делает его невозможным на вычислительных станциях с низкой производительностью. Поэтому оценено влияние количества ячеек дискретизации на результаты электродинамического моделирования временного отклика на выходе витка МЛ [137].

Для анализа выбран виток МЛ на основе связанной МПЛ (рисунок 2.1). Параметры поперечного сечения витка [79]: $w=2,5$ мм, $h=2$ мм, $s=0,25$ мм, $t=35$ мкм, $d=3w$, $\epsilon_{r1}=5,4$. Они обеспечивают согласование витка с трактом 50 Ом, а также погонные задержки мод $\tau_o=5,86$ нс/м и $\tau_e=6,7$ нс/м. Условие модального разложения (1.6) в витке выполняется. Схема соединения витка показана на рисунке 2.1б. Он состоит из двух параллельных проводников длиной $l=90$ мм, соединенных на дальнем конце. К одному из проводников на ближнем конце подключен генератор, представленный на схеме идеальным источником э.д.с. с внутренним сопротивлением $R1$, а к другому – приемник с сопротивлением $R2$. Сопротивления $R1$ и $R2$ выбраны по 50 Ом.

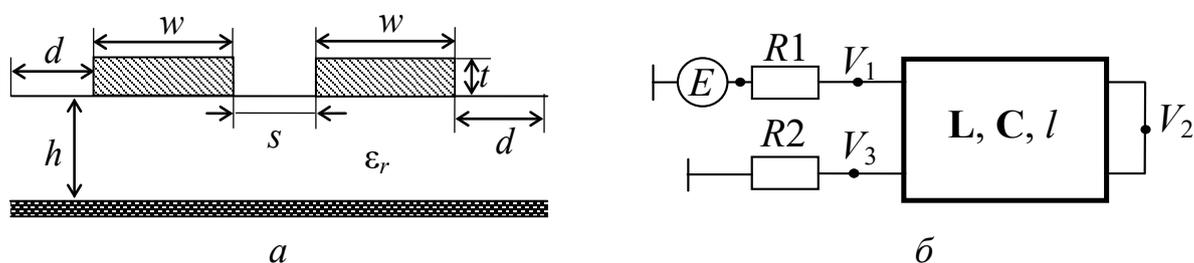


Рисунок 2.1 – Вид поперечного сечения (а) и схема соединений (б) витка МЛ на основе связанной МПЛ

В качестве воздействия принят импульс (рисунок 2.2) длительностью 40 пс по уровню половины амплитуды (527 мВ), снятый с выхода генератора комбинированного осциллографа С9-11.

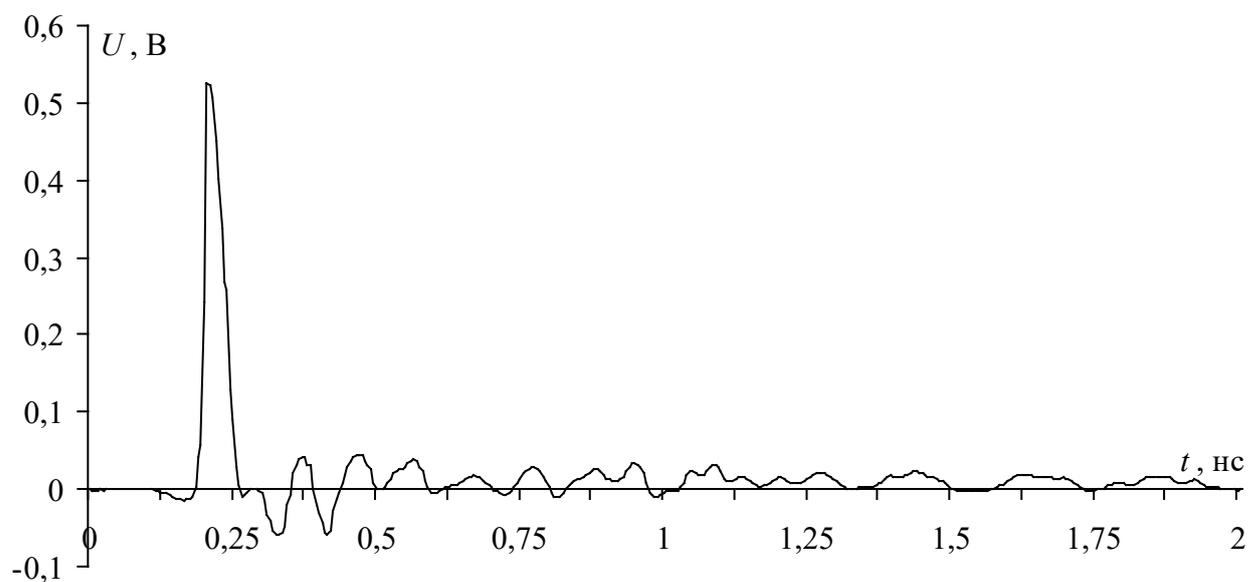


Рисунок 2.2 – Оцифрованная осциллограмма воздействия с выхода генератора осциллографа С9-11

Оценка влияния параметров сетки дискретизации на результаты моделирования выполнена на примере моделирования методом конечных разностей во временной области (FDTD) [125] в пакете EMPro [134]. Для выбора оптимальных настроек дискретизации модели витка МЛ выполнен анализ при последовательном увеличении количества ячеек, на которые разбиваются различные границы исследуемого витка. Выбрано следующее количество ячеек на границах структуры: между проводниками (далее *Space*) 1, 2, 3, 6; вдоль ширины каждого проводника (далее *CondWidth*) 4, 6, 10, 20; между проводниками и опорным слоем (далее *Core*) 10, 20, 40, 80; вдоль длины витка (далее *Long*) 100, 200, 400, 800. В качестве примера на рисунке 2.3 показаны формы напряжения на выходе витка при параметре *Space* равном 1 и 5, а на рисунке 2.4 – при параметре *CondWidth* равном 4 и 20. Моделирование выполнено с учётом потерь.

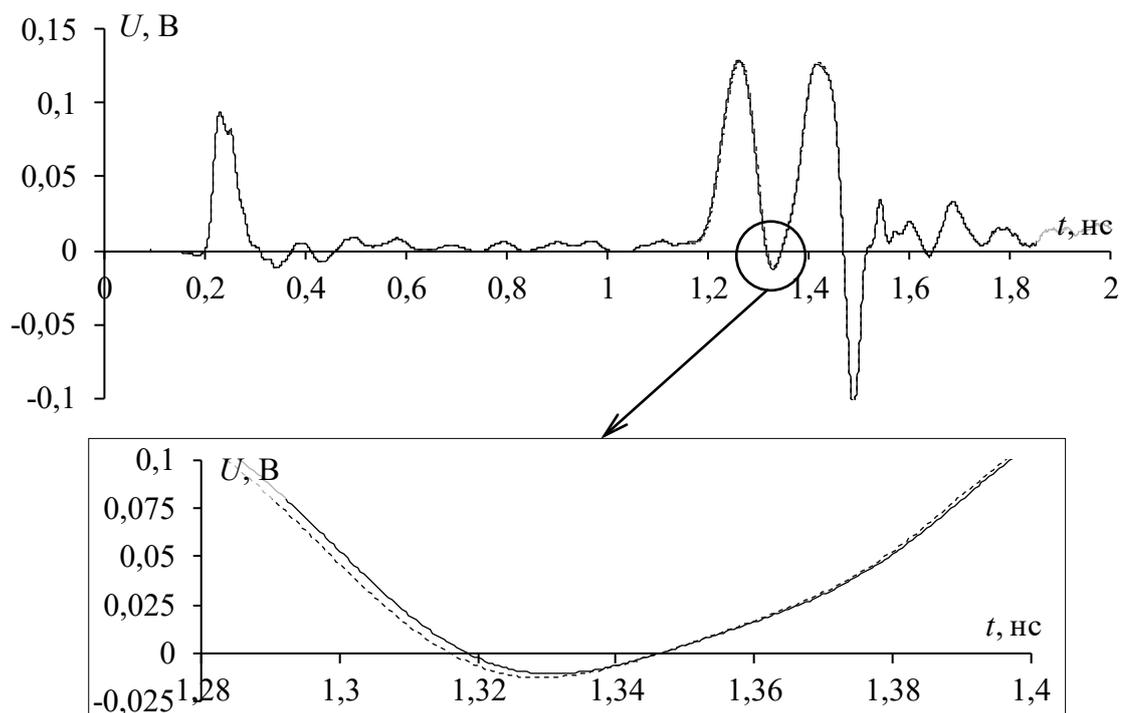


Рисунок 2.3 – Формы напряжения на выходе витка при *Space*= 1 (- -), 5 (—)

При увеличении *Space* (рисунок 2.3) от 1 до 5 амплитуда импульса 1 увеличилась с 93,8 до 94,3 мВ, импульса 3 – с 126,3 до 127,9 мВ. Амплитуда импульса 2 не изменилась, а его задержка увеличилась с 1,194 до 1,196 нс. Увеличение параметра *CondWidth* (рисунок 2.4) привело к уменьшению

амплитуды импульса 1 с 93,6 до 83 мВ, а импульса 2 – с 129,4 до 124,9 мВ, а также увеличению задержки импульса 2 с 1,195 до 1,1978 пс.

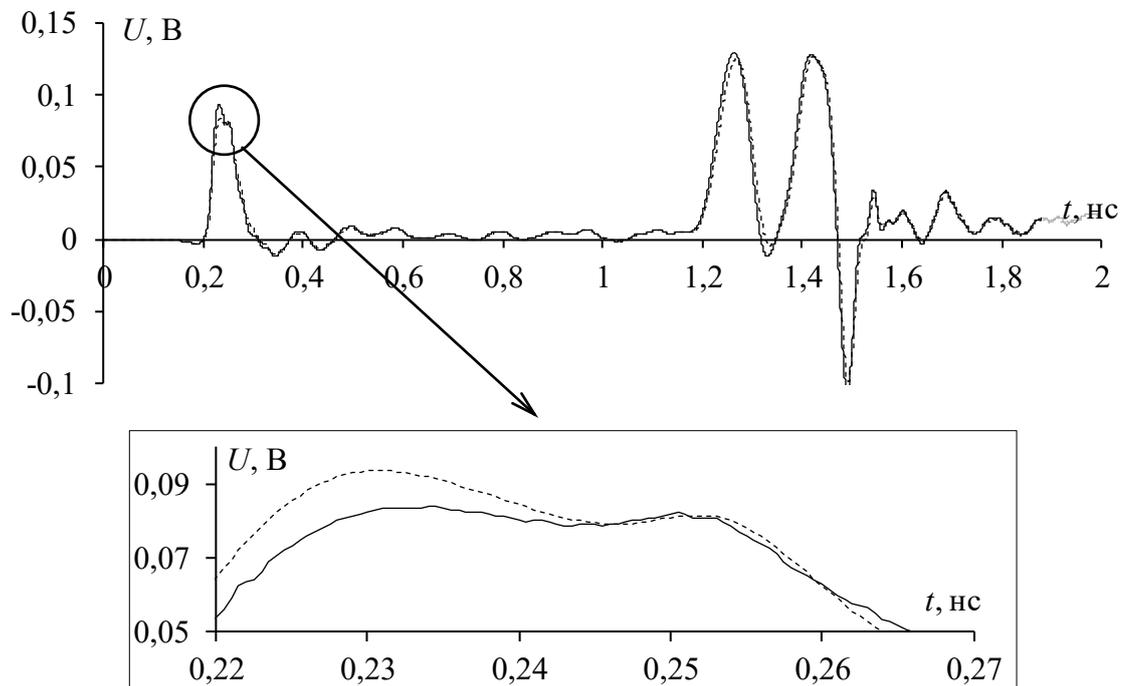


Рисунок 2.4 – Формы напряжения на выходе витка при $CondWidth=4$ (---), 20 (—)

Для более детальной оценки влияния дискретизации амплитуды импульсов 1–3 (V_1, V_2, V_3) и их изменения относительно предыдущего значения параметра ($\Delta V_1, \Delta V_2, \Delta V_3$) при различном количестве ячеек сетки сведены в таблицу 2.1. Из неё видно, что при увеличении любого из параметров сетки амплитуда импульса 1 уменьшается, а импульсов 2 и 3 – преимущественно увеличивается. На амплитуду импульса 1 наибольшее влияние оказывает изменение параметра $CondWidth$: его увеличение в 5 раз приводит к уменьшению амплитуды импульса 1 на 7 мВ или на 7,5% от исходной амплитуды. При увеличении параметра $Core$ амплитуда импульса 1 изменяется неоднозначно: сначала возрастает, затем уменьшается. При этом амплитуда импульса 2, значение которой наиболее зависимо от $Core$, уменьшается на 3,52 мВ или 5,94%. Амплитуда импульса 3 уменьшается при изменении любого из параметров, но наиболее значительное уменьшение наблюдается при изменении параметра $Long$. Его увеличение в 8 раз приводит к уменьшению амплитуды импульса 3 на 6,1 мВ или 11,95%. Также необходимо отметить, что

изменение параметров сетки приводит к незначительному изменению задержек импульсов. Таким образом, выявлено, что наибольшее влияние на параметры оказывает дискретизация границ вдоль длины витка.

Таблица 2.1 – Значения амплитуд импульсов разложения 1–3 и их отклонений

Изменяемый параметр		V_1 , мВ	ΔV_1 , %	V_2 , мВ	ΔV_2 , %	V_3 , мВ	ΔV_3 , %
<i>Space</i>	1	92,55	–	62,7	–	54,22	–
	2	88,57	4,30	62,92	–0,36	54,53	–0,58
	3	87,97	0,68	62,77	0,24	56,17	–2,99
	6	87,73	0,27	62,84	–0,11	57,05	–1,58
<i>CondWidth</i>	4	93,38	–	63,15	–	57,17	–
	6	90,26	3,34	63,09	0,09	58,00	–1,45
	10	87,87	2,64	62,93	0,25	59,17	–2,02
	20	86,37	1,70	62,37	0,90	60,17	–1,69
<i>Core</i>	10	92,82	–	59,27	–	54,30	–
	20	95,53	–2,93	59,67	–0,67	56,36	–3,80
	40	93,32	2,32	60,56	–1,50	57,06	–1,23
	80	87,79	5,93	62,79	–3,68	57,06	–0,01
<i>Long</i>	100	97,60	–	60,03	–	50,96	–
	200	94,54	3,13	60,37	–0,57	56,08	–10,06
	400	93,32	1,29	60,57	–0,34	57,06	–1,73
	800	92,77	0,60	60,70	–0,22	57,04	0,03

Помимо ручного изменения настроек дискретизации модели, также выполнено моделирование при адаптивном изменении параметров сетки: постепенном увеличении количества ячеек в тех местах модели, в которых наблюдается неоднородность распределения энергии. Процесс является итерационным и прекращается по достижению либо максимального количества циклов, либо условия выхода по уменьшению исходного уровня сигнала менее 10%. При адаптивном выборе условие достигнуто в течение четырёх циклов, при этом время, затраченное на моделирование, увеличилось в 8,1 раза (с 1 ч. 19 мин 44 с до 10 ч. 45 мин 42 с). Следует отметить, что при адаптивном изменении сетки количество ячеек на краях проводников увеличилось. Также увеличилось количество ячеек в центральной части и на краях основы структуры. Форма напряжения на выходе витка МЛ при адаптивном изменении сетки (после 1, 2 и 4 цикла дискретизации) показана на рисунке 2.5.

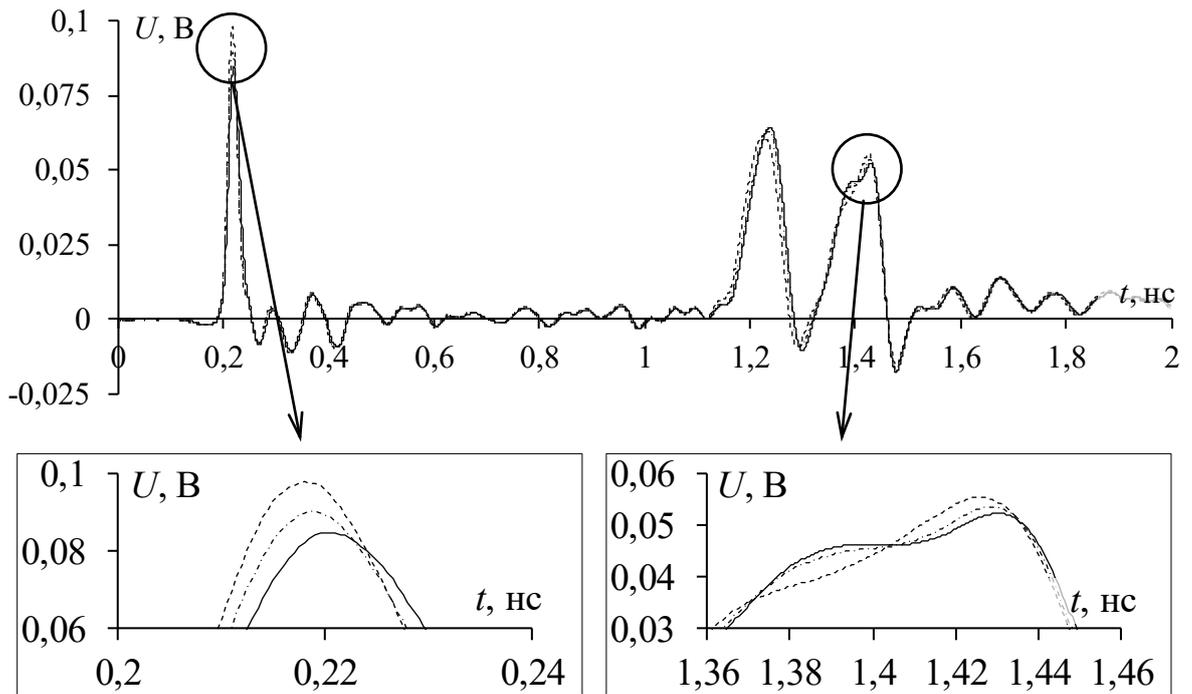


Рисунок 2.5 – Формы напряжения на выходе витка при циклах 1 (- -), 2 (- · -) и 4 (—) адаптивного изменения сетки

Из рисунка 2.5 также видно, что форма вершины импульса 3 значительно искажена после цикла 4 адаптивной дискретизации. Необходимо отметить, что при дальнейшем моделировании полосковых устройств принято адаптивное изменение сетки дискретизации.

Таким образом, оценено влияние количества ячеек дискретизации на границах структуры на результаты электродинамического моделирования временного отклика на выходе витка МЛ на основе МПЛ. Выявлено, что такое влияние может быть весьма существенным: до 12% по амплитуде составляющих отклика на выходе витка. Показано, что для получения более точных результатов целесообразно использование адаптивного изменения сетки дискретизации, хотя затраты на моделирование при такой дискретизации могут возрасть в 8,1 раза на рассмотренном примере.

2.2 Анализ ослабления помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальным разложением

2.2.1 Распространение воздействий сверхширокополосных генераторов в витке меандровой линии

Из обзора, представленного в п. 1.3.2 следует, что в витке МЛ широко исследовано распространение лишь импульсного воздействия на примере СКИ. Поэтому исследовано распространение реальных воздействий генераторов СШП импульсов в витке МЛ на основе МПЛ [138].

Для анализа приняты формы воздействий реальных СШП генераторов: мощного видеоимпульса [30], монополярного импульса с генератора СИНУС-160 и биполярного импульса после формирователя (рисунок 2.6) [41]. Все воздействия нормированы по максимальному уровню. Для простоты будем называть их далее воздействиями 1–3.

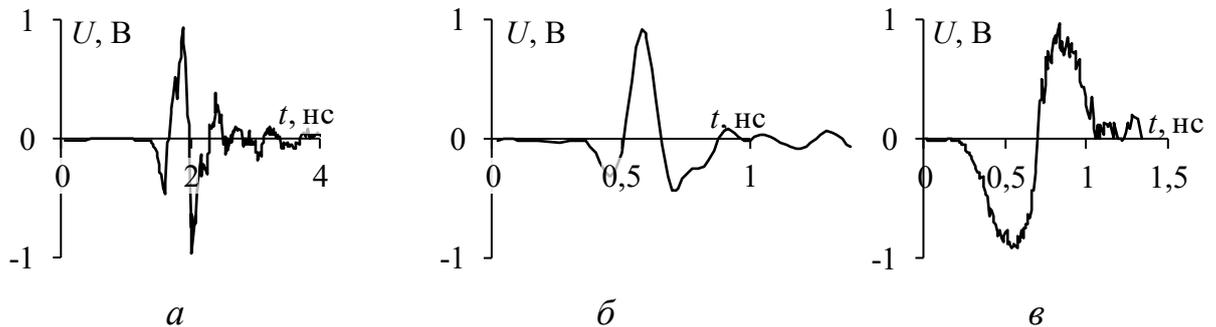
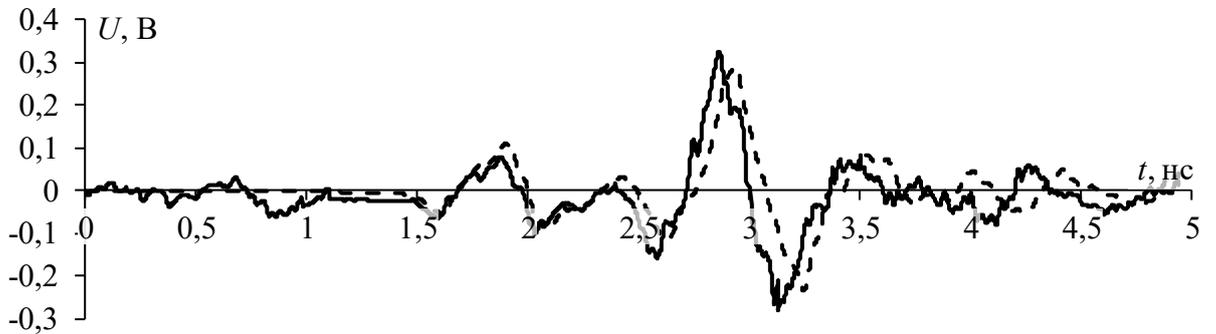


Рисунок 2.6 – Форма э.д.с. воздействий 1 (а), 2 (б), 3 (в)

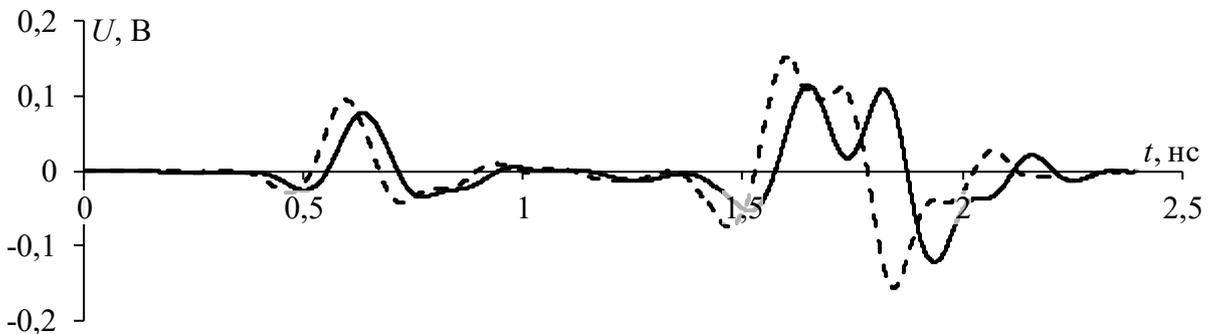
Для исследований выбран виток МЛ на основе МПЛ. Его поперечное сечение и схема соединений приведены на рисунке 2.1. Параметры поперечного сечения витка и его длина такие же, как в п. 2.1. Формы напряжения на выходе витка, полученные в результате квазистатического и электродинамического моделирования без потерь при воздействиях 1–3 показаны на рисунке 2.7.

Из форм напряжения на рисунке 2.7 видно, что они близки и согласуются качественно. Но наблюдаются количественные различия, как по амплитуде сигнала, так и по задержкам составляющих отклика. Поскольку потери в проводниках и диэлектрике не учитывались, то причиной различий могут являться потери на излучение, которые учтены при электродинамическом

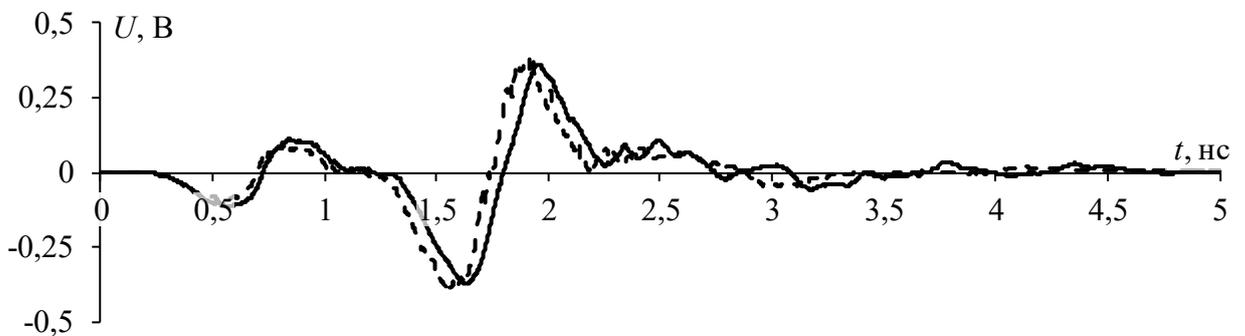
моделировании. Влияние потерь проявляется в более позднем приходе составляющих отклика на выход витка, причем задержка для каждой более поздней составляющей увеличивается.



a



б



в

Рисунок 2.7 – Формы напряжения на выходе витка при воздействиях 1–3 (а–в), полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования

Также из рисунка 2.7 видно, что лишь для воздействия 2 на выходе витка наблюдается разложение на последовательность импульсов. Причем по результатам электродинамического моделирования разложение более явное: импульсы чётной и нечётной мод разделены. Воздействия 1 и 3 не подвержены разложению из-за большей длительности по сравнению с воздействием 2. Для

наглядности в таблицу 2.2 сведены амплитуды воздействий 1–3 на выходе витка, а также их ослабление относительно сигнала на входе витка.

Таблица 2.2 – Амплитуда и ослабление воздействий 1–3 на выходе витка

Воздействие	Квазистатический подход		Электродинамический подход	
	U_{max} , В	Ослабление	U_{max} , В	Ослабление
1	0,33	1,51	0,29	1,59
2	0,15	3,14	0,11	3,45
3	0,39	1,29	0,36	1,33

Из таблицы 2.2 видно, что максимальное ослабление на выходе витка получено для воздействия 2 (импульса генератора СИНУС-160) и составляет 3,14 и 3,45 раз по результатам квазистатического и электродинамического моделирования. Ослабление воздействий 1 и 3 незначительное и обусловлено их распространением по витку.

Таким образом, проанализировано распространение воздействий реальных СШП генераторов по витку МЛ на основе МПЛ. Выявлено, что среди рассмотренных воздействий лишь монополярный импульс с выхода генератора СИНУС-160 подвергается разложению в витке с таким набором параметров, из-за его относительно малой длительности.

2.2.2 Распространение сверхкороткого импульса в меандровой линии из двух витков

Из обзора, представленного в п. 1.3.2, следует, что в МЛ из двух витков выполнен лишь предварительный анализ распространения СКИ квазистатическим подходом. Поэтому для подтверждения достоверности полученных результатов здесь представлены результаты электродинамического анализа МЛ из двух витков и выполнено их сопоставление с полученными ранее результатами квазистатического моделирования [139].

Схема соединений такой линии показана на рисунке 2.7. Начало первого витка соединено с генератором, представленным идеальным источником э.д.с. и сопротивлением $R1$. Конец первого витка соединен с началом второго, а конец второго – с приемником, представленным сопротивлением $R2$.

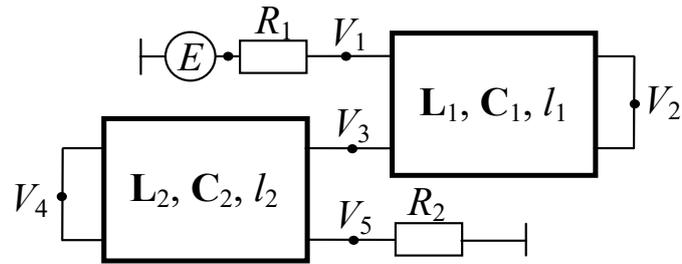


Рисунок 2.7 – Схема соединения МЛ из двух витков на основе МПЛ

Исследуемая линия представляет собой два каскадно соединенных витка МЛ на основе МПЛ с симметричным поперечным сечением (рисунок 2.1а) и его параметрами из работы [101]. Параметры витка 1: $w_1=0,1$ мм, $t_1=0,16$ мм, $h_1=0,2$ мм, $s_1=0,02$ мм, $\varepsilon_{r1}=480$. Параметры витка 2: $w_2=0,4$ мм, $t_2=0,6$ мм, $h_2=0,2$ мм, $s_2=0,02$ мм, $\varepsilon_{r2}=120$. В такой линии СКИ сначала раскладывается на 3 импульса в витке 1, а затем каждый из них еще на 3 импульса – в витке 2. Таким образом, на выходе МЛ из двух витков будут наблюдаться 9 основных импульсов разложения, а также отраженные составляющие. Для разложения нужно обеспечить в витке 1 и 2 соответственно условия [101]

$$\tau_{max1}=2 \cdot \tau_{min1}, \quad (2.1)$$

$$\tau_{max2}=3 \cdot \tau_{min2}, \quad (2.2)$$

где $\tau_{max1,2}$ и $\tau_{min1,2}$ – значения максимальной и минимальной из погонных задержек четной и нечетной мод витков 1 и 2 соответственно.

Матрицы **L** и **C**, вычисленные с помощью МоМ [132] на основе параметров витков 1 и 2, сведены в таблицу 2.3.

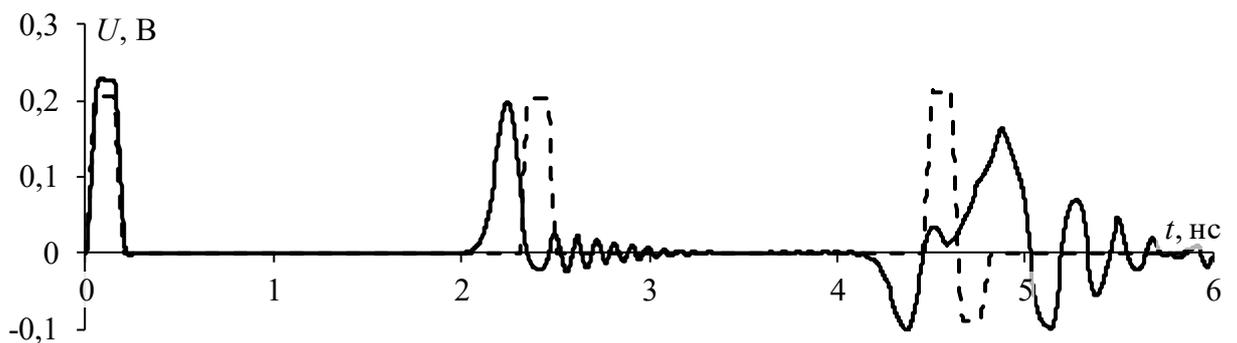
Таблица 2.3 – Вычисленные матрицы **L** и **C** витков 1 и 2

№ витка	L , нГн/м	C , нФ/м
1	$\begin{bmatrix} 347,23 & 289,41 \\ 289,41 & 347,23 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 6,75 & -3,16 \\ -3,16 & 6,75 \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 163,53 & 144,97 \\ 144,97 & 163,53 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3,58 & -1,06 \\ -1,06 & 3,58 \end{bmatrix}$

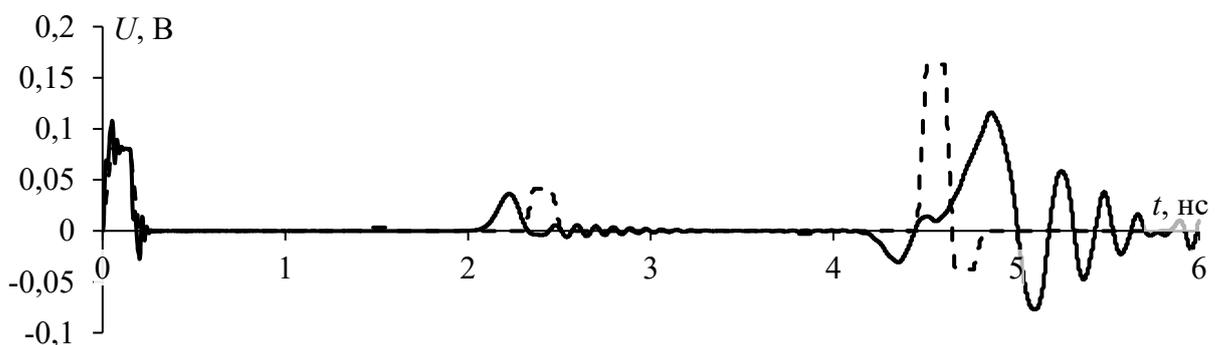
Из матриц **C** и **L** вычислены погонные задержки мод: $\tau_e=47,88$ нс/м и $\tau_o=23,94$ нс/м – для витка 1, $\tau_e=27,87$ нс/м и $\tau_o=9,29$ нс/м – для витка 2. Таким образом, условия (2.1) и (2.2) выполняются. Для исключения наложения импульсов разложения, определены длины витков: $l_1=45$ мм, $l_2=25$ мм.

В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции, с э.д.с. 1 В и длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс. При моделировании также рассмотрено два случая. В первом случае для уменьшения отражений на концах структуры значение $R1$ принято равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод первого витка (вычислено с помощью (1.3)) $R1=(Z_{e1}Z_{o1})^{0,5}=5,7$ Ом, а $R2$ – среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод второго витка $R2=(Z_{e2}Z_{o2})^{0,5}=4,7$ Ом. Во втором случае принято $R1=R2=50$ Ом.

Формы напряжения на выходе первого витка без учета влияния второго при выполнении условия (2.1), полученные в результате квазистатического и электродинамического подходов для случая $R1=5,7$ Ом, $R2=4,7$ Ом показаны на рисунке 2.8а, а для случая $R1=R2=50$ Ом – на рисунке 2.8б. Моделирование выполнено без учета потерь в проводниках и диэлектрике.



а



б

Рисунок 2.8 – Формы напряжения на выходе витка 1, полученные в результате квазистатического (- -) и электродинамического (—) моделирования при $R1=5,7$ Ом и $R2=4,7$ Ом (а) и $R1=R2=50$ Ом (б)

Из рисунка 2.8а видно, что формы напряжения на выходе витка 1, полученные с помощью электродинамического и квазистатического подходов,

хорошо согласуются качественно: воздействие в витке 1 раскладывается на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Формы импульсов 2 и 3 существенно искажены: наблюдается характерное затягивание длительностей фронта и спада. Между тем импульс 1 практически не искажается из-за его одновременного наведения с началом распространения основного сигнала в первом проводнике. По результатам квазистатического моделирования импульсы 2 и 3 имеют задержки 2,3 нс и 4,46 нс соответственно, а электродинамического – 2,01 нс и 4,56 нс, что, вероятнее всего, вызвано влиянием дисперсии и потерь на излучение при электродинамическом моделировании. Кроме того, такие искажения импульса 3 могут быть вызваны наложением отраженных составляющих отрицательной полярности, что приводит к увеличению его задержки. При $R_1=R_2=50$ Ом (рисунок 2.8б), амплитуды импульсов 1 и 2, полученные разными подходами, ниже, чем на рисунке 2.8а. При этом наблюдается более существенное уменьшение амплитуды для импульса нечетной моды, что, вероятно, вызвано изменением коэффициента отражения на конце витка. Характер отличий между подходами такой же, как на рисунке 2.8а. Амплитуда СКИ на выходе витка для первого случая составила 213 мВ при квазистатическом подходе и 230 мВ – при электродинамическом, а во втором случае – 163 и 116 мВ соответственно.

На рисунке 2.9 показаны формы напряжения на выходе витка 2 при выполнении условий (2.1) и (2.2) в витках 1 и 2 соответственно. Из результатов для первого случая (рисунок 2.9а) видно, что импульсы с выхода витка 1 раскладываются на последовательность импульсов меньшей амплитуды в витке 2. По результатам квазистатического моделирования разложение воздействия на 9 импульсов более явное, а при электродинамическом, как и прежде, наблюдается существенное искажение форм импульсов. Причинами этого являются затягивание фронтов и спадов, а также многократные наложения отраженных составляющих, количество которых увеличивается из-за рассогласования на стыке витков.

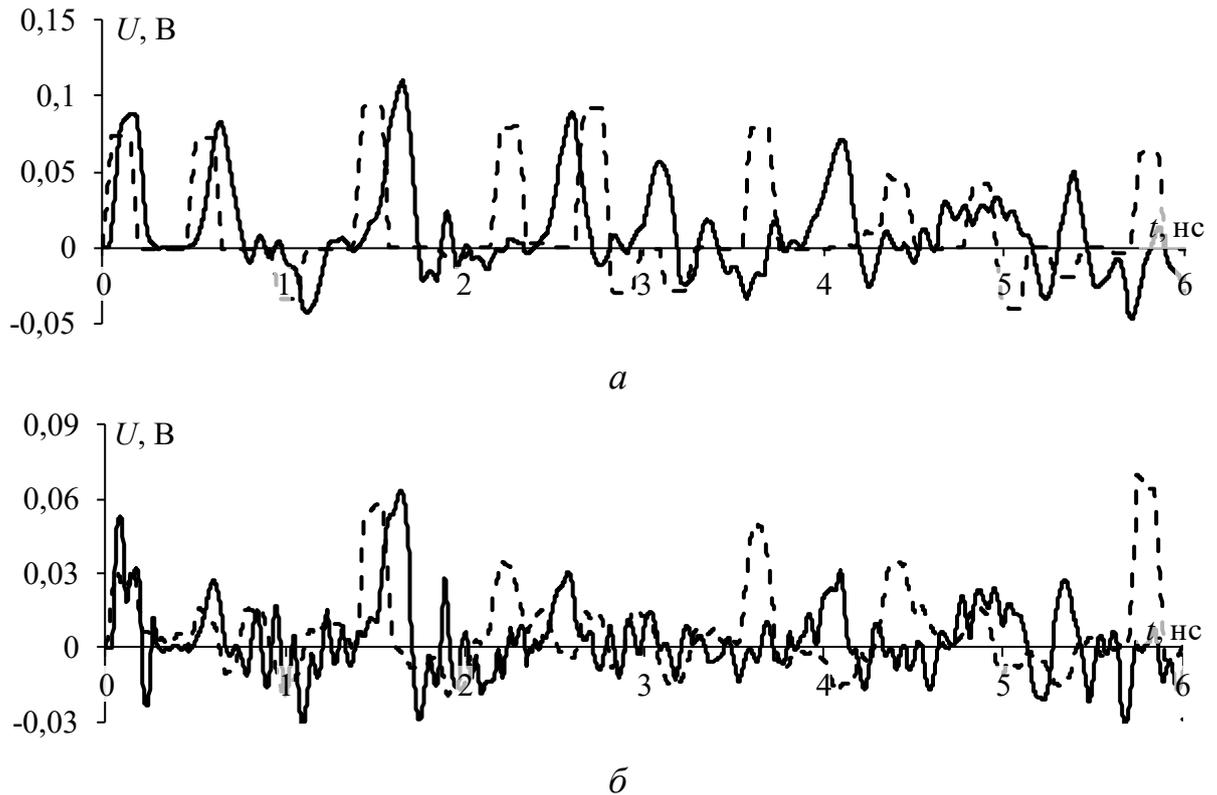


Рисунок 2.9 – Формы напряжения на выходе витка 2, полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования при $R_1=5,7$ Ом и $R_2=4,7$ Ом (а) и $R_1=R_2=50$ Ом (б)

Что касается случая при $R_1=R_2=50$ Ом (рисунок 2.9б), то амплитуда на выходе МЛ уменьшается, а задержки импульсов разложения существенно изменяются, из-за чего практически невозможно выделить основные импульсы разложения на выходе витка 2. Амплитуда напряжения на выходе МЛ из двух витков в первом случае составила 90 мВ и 110 мВ при использовании квазистатического и электродинамического подходов соответственно, а во втором –70 и 90 мВ при использовании тех же подходов.

Таким образом, выполнено сопоставление результатов моделирования, полученных с использованием квазистатического и электродинамического подходов. Выявлено приемлемое качественное и количественное совпадение результатов, полученных разными подходами, при сопротивлении генератора, равного среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка 1, а сопротивлении нагрузки – витка 2. При внутреннем сопротивлении генератора и нагрузки по 50 Ом увеличивается рассогласование на стыках витка и окончаний, из-за чего происходят наложения отраженных

составляющих на основные, что приводит к существенным искажениям форм, амплитуд и задержек импульсов разложения. Особенно это видно по результатам электродинамического моделирования и приводит к невозможности выделения основных 9 импульсов разложения на выходе МЛ. Выявлено различие (до 18%) амплитуд выходного сигнала.

2.2.3 Распространение стандартизированных помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением

Здесь представлены результаты анализа распространения типовых стандартизированных помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением [140]. Для этого выполнено сравнение форм напряжения на выходе каждого из устройств, полученных в результате квазистатического и электродинамического моделирования.

2.2.3.1 Обоснование выбора параметров полосковых устройств

Прежде всего, для обоснования выбора параметров поперечных сечений и длин витка МЛ и МФ, нужно представить условия их выбора при импульсном воздействии. Для его разложения на выходе полосковых устройств нужно обеспечить приход каждого импульса последовательности не ранее окончания предыдущего. В п. 1.3.2 обзора представлены условия выбора (1.2) и (1.6) для симметричных структур, где распространяются чётная и нечётная моды. Как правило, в таких структурах без покрытий скорость распространения нечётной моды больше чётной. Для асимметричных структур условие (1.6) примет вид

$$2l(\tau_{\max} - \tau_{\min}) \geq t_{\Sigma}, \quad (2.3)$$

а условие (1.2) для МФ в следующем –

$$l(\tau_{\max} - \tau_{\min}) \geq t_{\Sigma}, \quad (2.4)$$

где τ_{\max} и τ_{\min} – погонные задержки поздней и ранней мод МЛ и МФ, а t_{Σ} – сумма длительностей фронта (t_r), плоской вершины (t_d) и спада (t_f) воздействия.

Для исследований выбраны структуры с асимметричным поперечным сечением: виток МЛ с лицевой связью (рисунок 2.10а) и двухпроводный МФ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников (рисунок 2.10б).

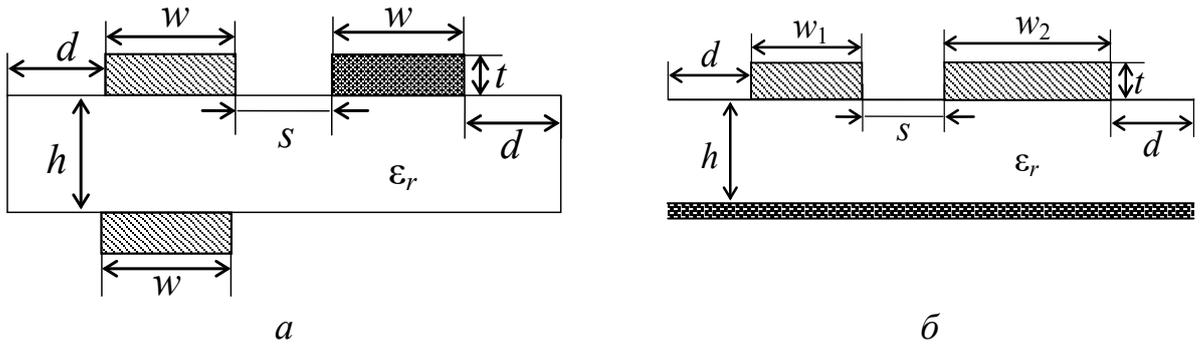


Рисунок 2.10 – Виды поперечного сечения витка МЛ с лицевой связью (а) и двухпроводного МФ на основе МПЛ с разной шириной проводников (б)

Сначала рассмотрим виток МЛ с лицевой связью (рисунок 2.10а). Его схема соединений такая же, как на рисунке 2.1б. Оптимизация параметров поперечного сечения витка выполнена по критерию разложения импульсного воздействия (в виде идеализированной трапеции с общей длительностью 200 пс). Параметры поперечного сечения витка, обеспечивающие условие (2.3) при заданном воздействии: $w=1$ мм, $h=0,71$ мм, $t=35$ мкм, $s=0,1$ мм, $d=3$ мм, $\epsilon_r=4,5$, $l=1$ м. Сопротивления на схеме рисунка 2.1б $R1$ и $R2$ выбраны по 50 Ом.

Теперь рассмотрим двухпроводный МФ (рисунок 2.10б). Его параметры, обеспечивающие выполнение условия (2.4), при том же воздействии: $w_1=0,85$ мм, $w_2=1,7$ мм, $h=0,5$ мм, $t=35$ мкм, $s=0,2$ мм, $d=2,55$ мм, $\epsilon_r=4,5$, $l=1$ м. Значения сопротивлений $R1-R4$ (рисунок 2.10) также приняты по 50 Ом.

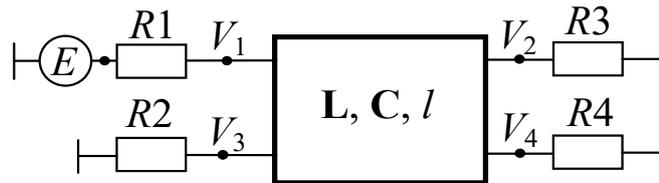


Рисунок 2.11 – Схема соединений двухпроводного МФ

Для демонстрации того, что выбранные параметры обеспечивают условие (2.3) в МЛ и (2.4) в МФ, вычислены матрицы L и C (таблица 2.4).

Таблица 2.4 – Вычисленные матрицы L и C МФ и МЛ

	L , нГн/м	C , пФ/м
МЛ	$\begin{bmatrix} 393,673 & 248,376 \\ 248,376 & 561,958 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 105,801 & -63,0499 \\ -63,0499 & 88,9654 \end{bmatrix}$
МФ	$\begin{bmatrix} 294,908 & 65,5026 \\ 65,5026 & 204,855 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 124,303 & -24,3318 \\ -24,3318 & 195,102 \end{bmatrix}$

Из матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} вычислены значения погонных задержек синфазной и дифференциальной мод МЛ – $\tau_c=4,86$ нс/м, $\tau_d=6,06$ нс/м и МФ $\tau_c=6,42$ нс/м и $\tau_d=5,67$ нс/м. Тогда левая часть (2.3) – 2,4 нс, а (2.4) – 0,75 нс, и при $t_2=200$ пс условия (2.3) и (2.4) выполняются.

Для демонстрации разложения импульсного сигнала длительностью 200 пс выполнено квазистатическое и электродинамическое моделирование (без учёта потерь в проводниках и диэлектрике) формы напряжения на выходе витка МЛ (узел V_3 схемы на рисунке 2.1б) и активного проводника МФ (узел V_2 схемы на рисунке 2.10б). Для квазистатического моделирования использована система TALGAT [132], а электродинамического – EMPro [134]. Полученные формы напряжения на выходе витка МЛ показаны на рисунке 2.12, а на выходе активного проводника МФ – на рисунке 2.13.

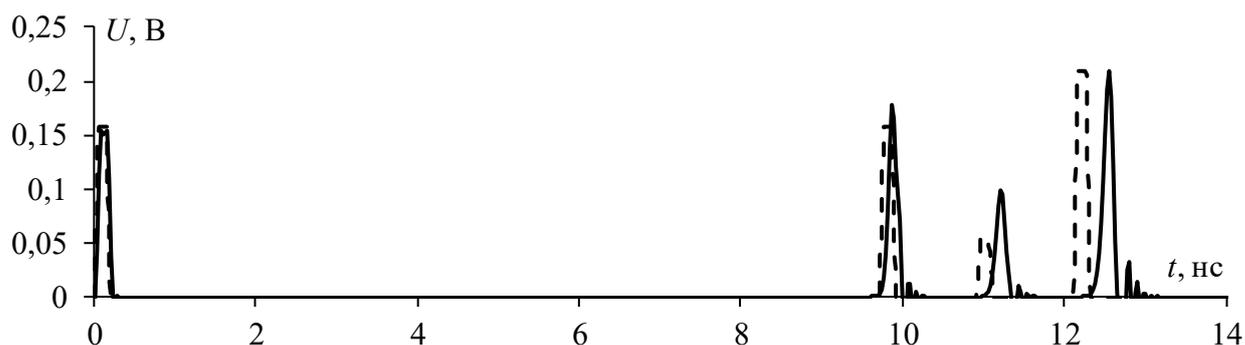


Рисунок 2.12 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при импульсном воздействии, полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования

Из рисунка 2.12 видно, что формы напряжения, полученные разными подходами, хорошо согласуются качественно, поскольку каждая из них представлена четырьмя основными импульсами: перекрестной помехи, четной и нечетной мод и дополнительного. Также видно, что количественное отличие результатов моделирования может быть существенным, как по амплитуде, так и по задержкам импульсов, причем отличие задержек возрастает по мере прихода каждого из импульсов на выход витка. Также отметим, что форма перекрестной помехи не искажается, поскольку она не распространяется по витку, а наводится сразу на его выход. Максимальное отличие откликов, полученных разными подходами, составило 22,1% по амплитуде (для дополнительного

импульса, который приходит на выход между импульсами мод и возникает из-за асимметрии) и 1,1% по задержке (для дифференциальной моды). Вероятной причиной отличий является учёт высших типов волн при электродинамическом моделировании. Они приводят к характерному реальным линиям затягиванию фронта и спада импульсов. Также это подтверждает увеличение разности задержек каждого последующего импульса из-за распространения по витку. Амплитуда выходного сигнала определяется дифференциальной модой и составляет 0,206 В. Несмотря на выявленные различия результатов моделирования, они подтверждают, что при выполнении условия разложения (2.3) импульсный сигнал на выходе асимметричного витка МЛ представлен последовательностью из четырех импульсов. При других формах импульсного воздействия нужна оптимизация в соответствии с их длительностью (например, длительность пикового выброса ЭСР составляет 4 нс [144]).

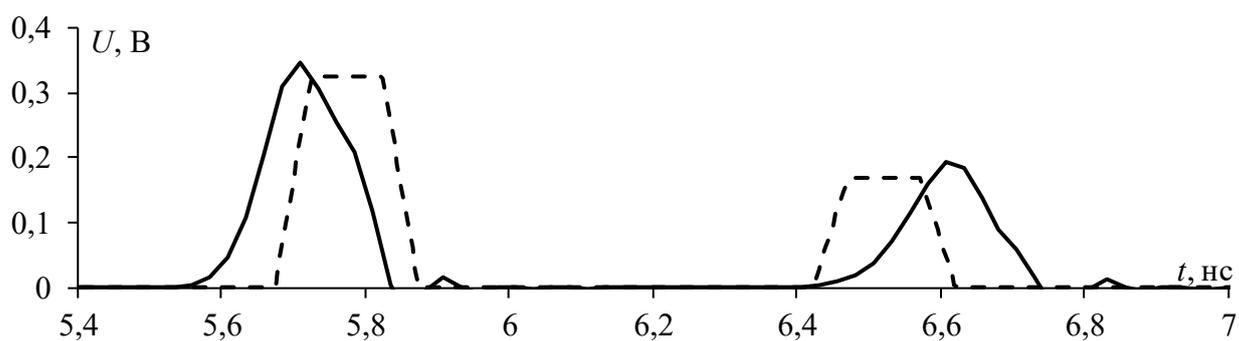


Рисунок 2.13 – Формы напряжения на выходе активного проводника МФ при импульсном воздействии, полученные в результате квазистатического (- -) и электродинамического (—) моделирования

Из сравнения откликов, представленных на рисунке 2.13, видно, что они также хорошо согласуются качественно, поскольку состоят из двух импульсов с разной амплитудой (из-за асимметрии поперечного сечения). Как и для витка МЛ, результаты электродинамического моделирования отличаются по форме, амплитуде и задержкам импульсов разложения. Вероятной причиной различий, как и для витка МЛ, является учёт всех типов волн при электродинамическом моделировании. Отметим, что отличия по амплитудам и задержкам импульсов, полученных разными подходами, не превышают 3,7% и 0,8% соответственно, что говорит о сходимости результатов выше, чем для витка МЛ. Амплитуда

сигнала на выходе определяется импульсом дифференциальной моды и составляет 0,321 В. Также видно, что из-за потерь на излучение задержка импульса дифференциальной моды, вычисленная электродинамическим подходом, меньше вычисленной квазистатическим, а синфазной – наоборот. Несмотря на различия результатов, выполнение условия (2.4) обеспечивает разложение импульсного сигнала на выходе асимметричного МФ на два импульса меньшей амплитуды.

Таким образом, даже при моделировании без потерь его результаты, полученные разными методами, могут существенно различаться. Причиной этого является то, что при электродинамическом моделировании учитываются потери на излучение из-за распространения волн высших типов.

2.2.3.2 Выбор помеховых воздействий

Для моделирования выбраны два воздействия, формы которых показаны на рисунке 2.14. Первое имеет форму затухающей синусоиды (рисунок 2.14а), которая задается как [50]

$$U(t) = E \sin(2\pi ft) e^{-\beta t}, \quad (2.5)$$

где E – пиковое значение э.д.с. источника, $\beta=1/\tau_c$ – коэффициент затухания (при $\tau_c=1$ нс – время, за которое амплитуда уменьшается в $e=2,72$ раза), f – частота (принято $f=1$ ГГц). Второе имеет форму синусоиды, модулированной гауссовым импульсом (рисунок 2.14б), которая задается как [51]

$$U(t) = E \cos[2\pi f(t - t_s)] e^{-\left(\frac{2(t-t_s)}{\alpha}\right)^2}, \quad (2.6)$$

где E – пиковое значение э.д.с. источника, $t_0=(1/f)$ – период несущей частоты (принято $f=1$ ГГц), $\alpha=10t_0$ – эффективная ширина гауссовой формы волны (на уровне $1/e$), $t_s=2\alpha$ – временной сдвиг сигнала. Пиковые значения э.д.с. источников для всех воздействий приняты по 1 В.

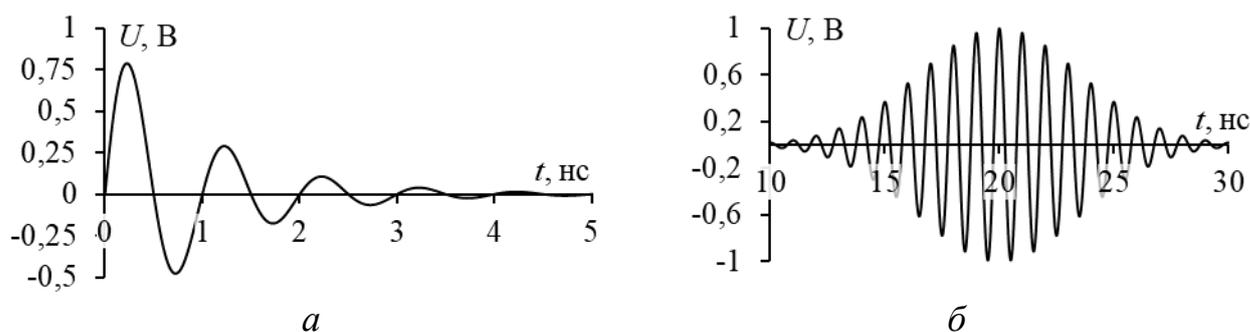


Рисунок 2.14 – Формы э.д.с. затухающей синусоиды (а) и модулированной гауссовым импульсом (б)

2.2.3.3 Моделирование асимметричного витка меандровой линии

Разными подходами выполнено моделирование формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии затухающей синусоидой (рисунок 2.14а). Полученные результаты показаны на рисунке 2.15.

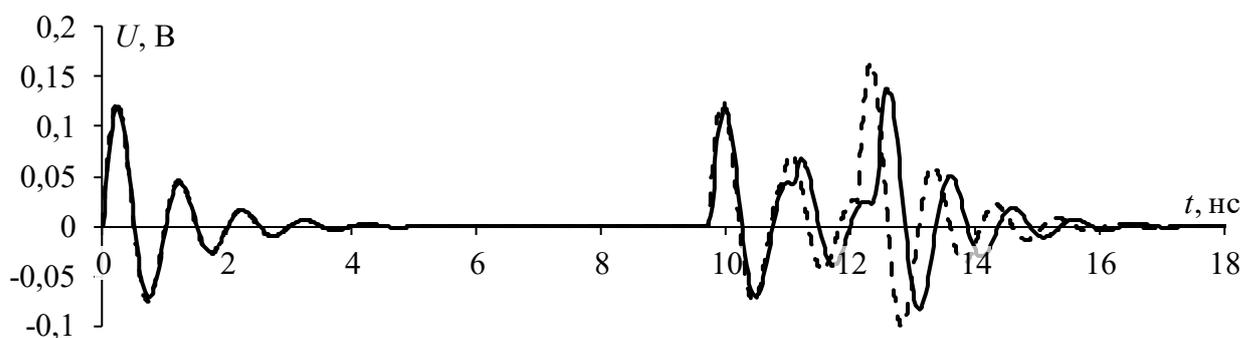


Рисунок 2.15 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии затухающей синусоидой, полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования

Из сравнения форм напряжения на рисунке 2.15 видно, что они согласуются. Как и ранее, первая составляющая отклика (по существу, перекрестная помеха) не подвержена искажениям (обе кривые, полученные разными подходами, совпадают). Искажения форм составляющих мод возрастают по мере их прихода на выход витка. Из-за периодического характера и длительности воздействия условие (2.3) не выполняется, и воздействие лишь частично раскладывается на составляющие, причем дополнительная составляющая не проявляется в явном виде из-за наложения форм синфазной и дополнительной составляющих. Максимальные отличия результатов моделирования составили 10 и 1,5% по амплитуде и задержке

соответственно. Наибольшая амплитуда откликов, вычисленных разными подходами, составила 0,164 В.

Затем вычислены формы напряжения при воздействии синусоидой с Гауссовой модуляцией (рисунок 2.14б). Полученные результаты приведены на рисунке 2.16. Видно, что первые составляющие отклика согласуются между собой. Между тем отличия амплитуд начинают проявляться и возрастают по мере увеличения времени, достигая 38%, при этом различие задержек менее существенно (не более 2%). Различия результатов, как и ранее, вызвано различием использованных численных методов. Амплитуда выходного сигнала при электродинамическом моделировании составила 0,275 В.

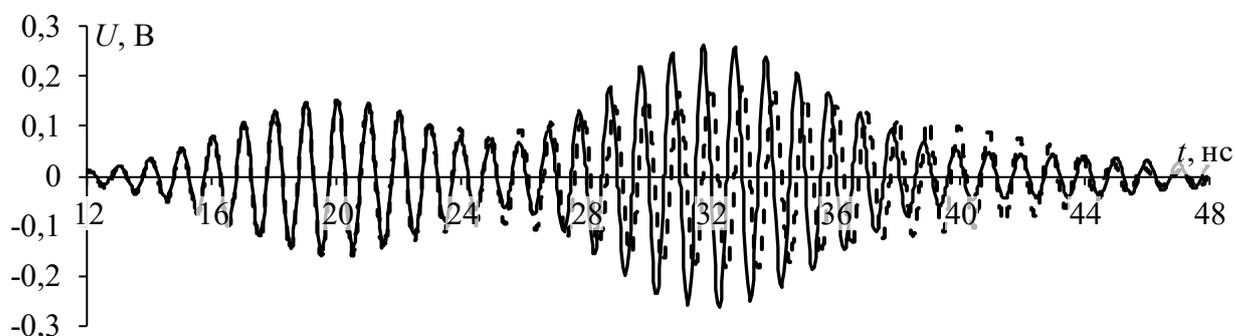


Рисунок 2.16 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией, полученные в результате квазистатического (- -) и электродинамического (—) моделирования

Дополнительно получены и сведены в таблицу 2.5 ослабления амплитуд воздействий на выходе витка МЛ (относительно половины э.д.с.). Видно, что результаты при воздействиях затухающей синусоидой хорошо согласуются, но с гауссовой модуляцией отличаются в 1,2 раза.

Таблица 2.5 – Уменьшение амплитуды воздействий на выходе витка МЛ

Подход	Воздействие	
	Затухающая синусоида	Синусоида с гауссовой модуляцией
Электродинамический	2,79	2,12
Квазистатический	2,67	1,74

2.2.3.4 Моделирование асимметричного модального фильтра

Разными подходами выполнено моделирование формы напряжения на выходе активного проводника двухпроводного МФ при воздействии

затухающей синусоидой (рисунок 2.14а). Полученные результаты показаны на рисунке 2.17. Из него видно, что из-за существенного увеличения длительности воздействия условие (2.4) при заданном наборе параметров не выполняется и воздействие, в отличие от витка МЛ, не раскладывается на составляющие на выходе активного проводника МФ. Это связано с тем, что при одинаковых размерах устройств виток МЛ имеет вдвое большую длину сигнального проводника.

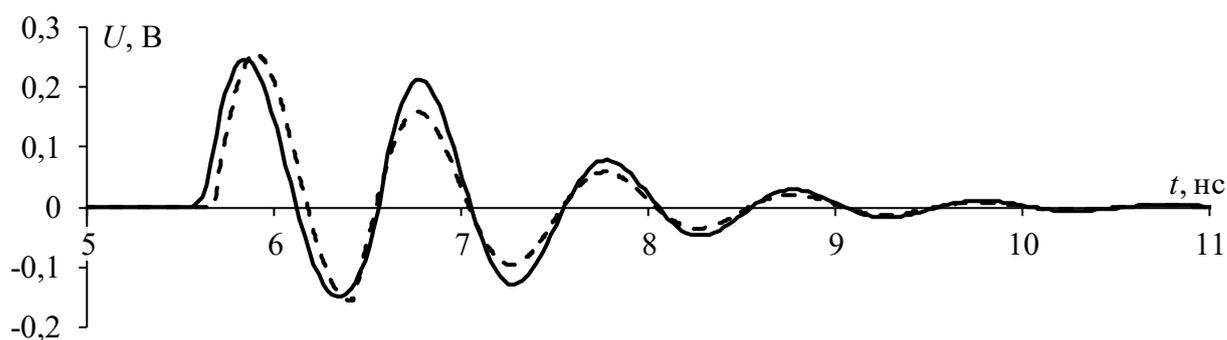


Рисунок 2.17 – Формы напряжения на выходе активного проводника МФ при воздействии затухающей синусоидой, полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования

Из сравнения откликов видно, что наблюдается согласованность, поскольку длительность воздействия существенно увеличилась и модальные искажения слабо влияют на искажение формы сигнала. Пиковое значение амплитуды по результатам квазистатического моделирования составляет 0,245 В, а максимальное отличие результатов его вычисления менее 1,6%. Между тем отличие возрастает для последующих полувольт и для второй положительной полувольты составляет уже 15,9%. Таким образом, результаты двух видов моделирования согласуются лучше для воздействий не подверженных модальным искажениям из-за недостаточной длины устройства. Кроме того, высшие типы волн в исследуемой структуре начинают проявляться после частоты $f=14,4$ ГГц, которая существенно выше частоты воздействия ($f=1$ ГГц). Поэтому в МФ распространяется преимущественно квази-Т волна, а энергия высших типов волн пренебрежимо мала.

Наконец, разными подходами вычислены формы напряжения на выходе МФ при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией (рисунок 2.14б).

Полученные результаты приведены на рисунке 2.18. Из него видно, что из-за существенной длительности воздействия (как и для затухающей синусоиды) разложения воздействия не происходит, так как не выполняется условие (2.4) модального разложения в МФ. Из сравнения результатов видно, что отклики практически полностью совпадают по форме и задержкам полуволн (отклонение не более 0,2%), но наблюдается различие в значениях их пиковых амплитуд, которое достигает 9,2%. Пиковая амплитуда составила 0,362 В.

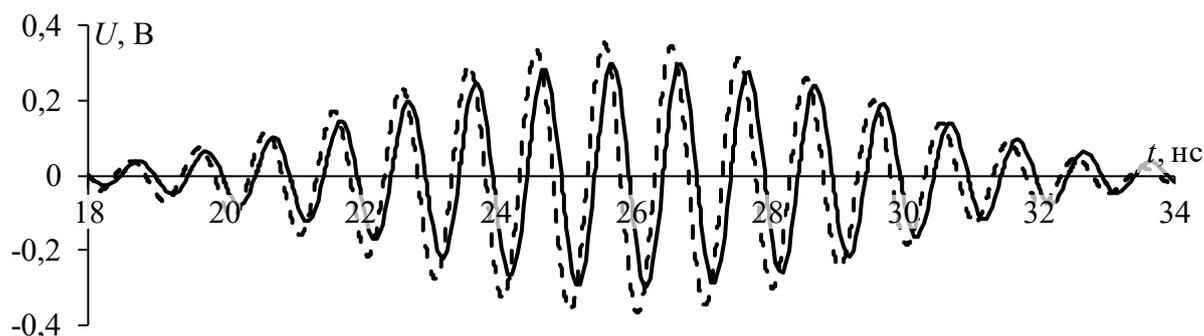


Рисунок 2.18 – Формы напряжения на выходе активного проводника МФ при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией, полученные в результате квазистатического (- -) и электродинамического (—) моделирования

Для наглядного сравнения дополнительно вычислены ослабления рассмотренных воздействий (относительно половины э.д.с.), полученные в результате моделирования разными подходами (таблица 2.6). Результаты из таблицы 2.6 подтверждают выводы, сделанные ранее. Поскольку условие разложения (2.4) при выбранной длительности воздействий не выполняется, то и ослабление их амплитуды обусловлено только влиянием потерь на излучение при распространении. Наиболее существенное отличие результатов получено для воздействия 3: до 19% по сравнению с электродинамическим подходом.

Таблица 2.6 – Уменьшение амплитуды воздействий на выходе МФ

Подход	Воздействие	
	Затухающая синусоида	Синусоида с гауссовой модуляцией
Электродинамический	1,58	1,7
Квазистатический	1,57	1,38

Таким образом, представлены результаты анализа распространения разными подходами типовых помеховых воздействий в полосковых структурах с модальным разложением. Выявлено, что в витке МЛ из-за более сильной

связи и вдвое большей длины сигнального проводника затухающая синусоида и синусоида с Гауссовой модуляцией подвергаются частичному разложению на составляющие, в то время как в рассмотренном МФ этого разложения не происходит. Это говорит о том, что рассмотренный виток МЛ, в отличие от двухпроводного МФ, при их одинаковой длине применим для разложения (хотя и частичного) рассмотренных воздействий.

2.3 Оценка влияния потерь в проводниках и диэлектрике витка меандровой линии на распространение помеховых воздействий

2.3.1 Рассеяние мощности сверхкороткого импульса из-за потерь

Как отмечено в п. 1.3.2 обзора, выполнен анализ влияния потерь в витке МЛ в проводниках и диэлектрике на искажение формы СКИ, но оценка рассеяния мощности из-за потерь не проведена. Поэтому здесь представлены результаты такой оценки из-за потерь в проводниках и диэлектрике [142], а также из-за влияния ϵ_r подложки [141].

Для моделирования выбран виток МЛ на основе МПЛ с симметричным поперечным сечением (рисунок 2.1а). Его параметры выбраны так, чтобы обеспечивалось условие разложения СКИ (1.6): $w=0,3$ мм, $t=0,105$ мм, $s=23$ мкм, $h=0,51$ мм, $\epsilon_r=4,3$. Схема такая же, как на рисунке 2.1б. Значения резисторов $R1$ и $R2$ для минимизации отражения сигнала приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод $(Z_e Z_o)^{0,5}$. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с э.д.с. 1 В с длительностями фронта и спада по 50 нс, а плоской вершины – 100 пс. Для разложения воздействия такой длительности длина витка принята 100 мм.

Для оценки влияния потерь на искажение СКИ вычислены мощности СКИ на входе и выходе витка МЛ без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике. Моделирование форм напряжения на входе и выходе витка выполнено двумя подходами. Поскольку квазистатический подход позволяет учёт только поперечной волны, распространяющейся по витку, то также выполнено моделирование электродинамическим подходом. Каждый из видов

потерь будет вносить свое ослабление в общую мощность выходного сигнала. Сопоставление полученных результатов позволит сделать ряд предположений о наличии потерь на излучение в витке МЛ. Мощность сигнала на выходе генератора и на нагрузке может быть вычислена как

$$P = \int_0^{t_{max}} \left| \frac{U^2(t)}{R} \right| dt = \frac{1}{R} \int_0^{t_{max}} |U^2(t)| dt, \quad (2.7)$$

где $U(t)$ – форма напряжения, R – сопротивление генератора или нагрузки, t_{max} – учитываемая длительность $U(t)$.

Сначала выполнено последовательное моделирование формы сигнала на входе и выходе витка МЛ без учета потерь, с учетом потерь в проводниках, с учетом потерь в диэлектрике и с одновременным учетом потерь в проводниках и диэлектрике. Для учета потерь в проводниках вычислена матрица погонных сопротивлений \mathbf{R} с учетом скин-эффекта и эффекта близости на основе модели из [145]. Для вычисления матрицы погонных проводимостей \mathbf{G} использован тангенс угла диэлектрических потерь $tg\delta=0,025$. Вычисленные на частоте 10 ГГц матрицы \mathbf{R} и \mathbf{G} имеют вид

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 57,96 & 6,95 \\ 6,95 & 57,96 \end{bmatrix} \text{ Ом/м}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0,11 & -0,051 \\ -0,051 & 0,11 \end{bmatrix} \text{ См/м}.$$

На рисунке 2.19 показаны формы трех основных импульсов разложения на выходе конце витка МЛ, вычисленные с учетом и без учета потерь квазистатическим и электродинамическим подходами. Из него видно, что качественно результаты хорошо согласуются: исходное воздействие на выходе витка МЛ разложено на последовательность из трех основных импульсов (перекрестной помехи, импульсов нечетной и четной мод).

Необходимо отметить, что, вне зависимости от использованного подхода, потери оказывают наименьшее влияние на импульс перекрестной помехи. Это связано с природой ее возникновения: наведенный сигнал начинает распространяться одновременно с началом распространения основного сигнала по первому проводнику витка и влияние потерь на него незначительно.

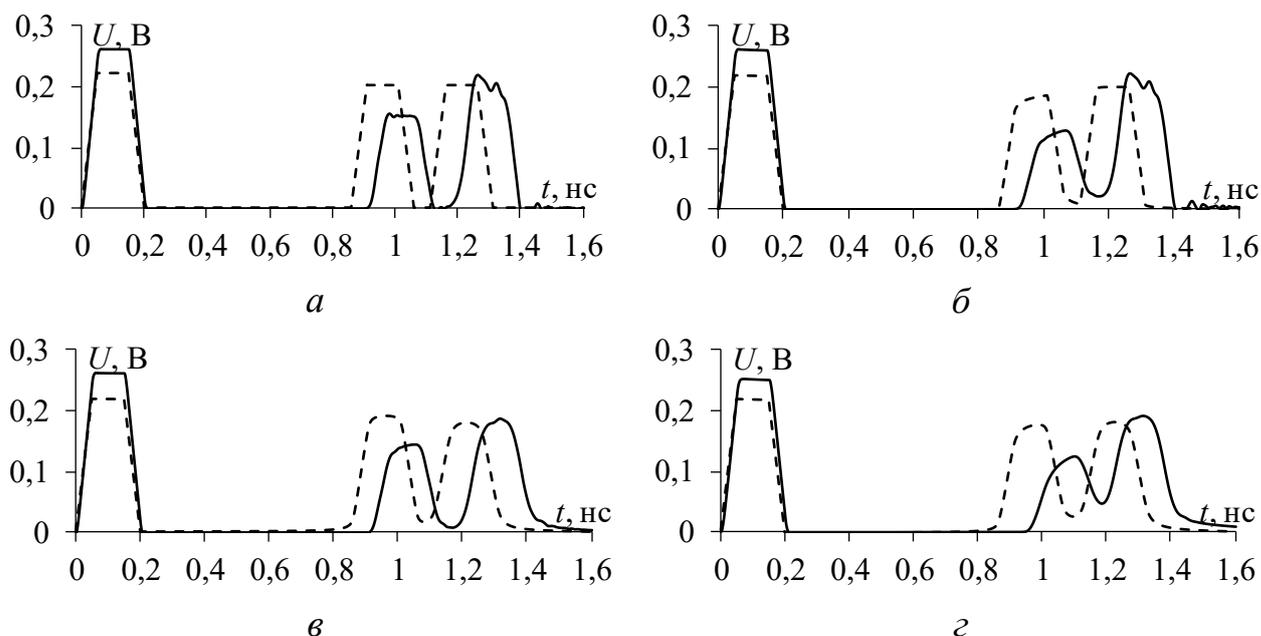


Рисунок 2.19 – Формы напряжения на выходе витка МЛ, вычисленные квазистатическим (---) и электродинамическим (—), без учёта потерь (а) и с учётом потерь в проводниках (б), диэлектрике (в), проводниках и диэлектрике (г)

Из результатов электродинамического моделирования видно, что потери оказывают более существенное влияние на импульсы нечетной и четной мод: наблюдается характерное затягивание фронта и спада импульсов, из-за чего их форма становится более пологой, что характерно для реальных межсоединений печатных плат. Из результатов моделирования без учета потерь электродинамическим подходом (рисунка 2.19а) видно, что импульсы нечетной и четной мод искажены. Это объяснимо спецификой такого моделирования: учетом распространения всех типов волн в межсоединении. Вероятной причиной искажений может являться рассогласование.

В таблицу 2.7 сведены результаты вычисления мощности на входе (P_{in} – в узле $V1$) и выходе (P_{out} – в узле $V3$) витка и их разности (ΔP) по отношению к мощности без потерь по результатам квазистатического моделирования, а в таблицу 2.8 – электродинамического. Оценена сходимость значений мощности от увеличения количества отсчетов напряжения, а все дальнейшие вычисления выполнены при их оптимальном количестве. Все вычисления выполнены в диапазоне времени, соответствующем полному затуханию сигнала.

Таблица 2.7 – Мощности на входе и выходе витка МЛ
по результатам квазистатического моделирования

Вид потерь		P_{in} , мВт	P_{out} , мВт	ΔP_{in} , %	ΔP_{out} , %
В проводниках	В диэлектрике				
–	–	898	333	–	–
+	–	887	322	1,22	3,30
–	+	845	285	5,90	14,41
+	+	836	276	6,90	17,12

Из таблицы 2.7 видно, что для случая без учета потерь $P_{in}=898$ мВт, а $P_{out}=333$ мВт. Такое различие (более чем в 2 раза) однозначно объяснить трудно, но, вероятно, оно вызвано отражениями из-за рассогласованности каждой из мод с внутренним сопротивлением генератора и нагрузки. Такое рассогласование вызывает большое количество отражений сигнала от концов витка, каждое из которых вносит существенный вклад в общую мощность сигнала на концах витка. Также из таблицы 2.7 видно последовательное уменьшение мощности сигнала на входе и выходе витка при учете каждого вида потерь. Например, для случая одновременного учета потерь в проводниках и диэлектрике уменьшение мощности сигнала на входе и выходе (относительно случая без потерь), составило 6,9 и 17,12% соответственно. Также видно уменьшение мощности сигнала при учете потерь. Но их влияние в диэлектрике на выходную мощность по результатам электродинамического моделирования выражено меньше (5,46%), чем по результатам квазистатического (6,44%). Это может быть вызвано различием подходов к учету потерь в диэлектрике.

Таблица 2.8 – Мощности на входе и выходе витка МЛ
по результатам электродинамического моделирования

Вид потерь		P_{in} , мВт	P_{out} , мВт	ΔP_{in} , %	ΔP_{out} , %
В проводниках	В диэлектрике				
–	–	924	359	–	–
+	–	876	336	5,19	6,41
–	+	889	318	3,79	11,42
+	+	845	295	8,55	17,83

Наконец, из таблицы 2.8 видно, что полученные оценки мощности при квазистатическом и электродинамическом анализе согласуются качественно: потери в проводниках и диэлектрике оказывают существенное влияние на рассеяние мощности сигнала, а уменьшение мощности сигнала в конце витка

МЛ из-за потерь может достигать 20% от случая без потерь. Количественные отличия оценок обусловлены разными подходами к моделированию.

Как видно из представленного анализа рассеяния мощности, в витке без потерь мощность сигнала на его входе и выходе различна. На это может влиять ϵ_r подложки. Поэтому выполнено моделирование форм напряжения на входе и выходе витка при $\epsilon_r=1, 1, 2, 4, 5, 6$. На рисунке 2.20 показаны формы напряжения на выходе витка МЛ при разных значениях ϵ_r и $R1=R2=\sqrt{Z_e Z_o}$.

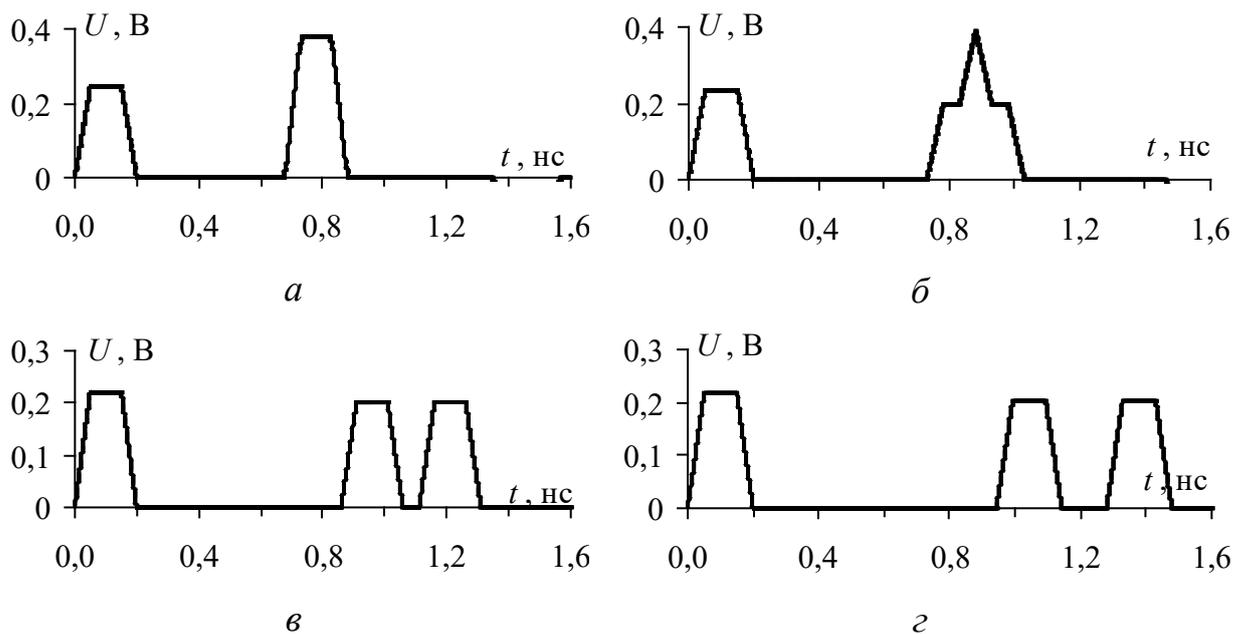


Рисунок 2.20 – Формы напряжения сигнала на выходе витка МЛ без учёта потерь при $\epsilon_r = 1, 1$ (а), 2 (б), 4,3 (в), 6 (г)

Из рисунка 2.20 видно увеличение разности погонных задержек четной (τ_e) и нечетной (τ_o) мод витка при увеличении ϵ_r . При малых значениях ϵ_r условие (1.6) не выполняется, из-за чего импульсы чётной и нечётной мод накладываются друг на друга, что приводит к росту амплитуды напряжения. При $\epsilon_r > 4,3$, разница погонных задержек мод достаточна, чтобы импульсы четной и нечетной мод не накладывались друг на друга. Для наглядности результаты вычисления мощности на входе и выходе витка МЛ при $R1=R2=(Z_e Z_o)^{0,5}$ и $R1=R2=50$ Ом сведены в таблицу 2.9.

Таблица 2.9 – Вычисленная мощность сигнала на входе и выходе витка МЛ при разных сопротивлениях R_1 и R_2

ϵ_r	1,1	2	4,3	6
$(Z_e Z_o)^{0,5}$, Ом	70	61,1	48,7	43,3
$R_1=R_2=(Z_e Z_o)^{0,5}$				
P_{in} , мВт	483	696	962	1085
P_{out} , мВт	469	396	408	454
$R_1=R_2=50$ Ом				
P_{in} , мВт	873	956	922	864
P_{out} , мВт	631	479	397	392

Из таблицы 2.9 видно, что при $\epsilon_r=1,1$ для $R_1=R_2=(Z_e Z_o)^{0,5}$ мощности сигнала на входе и выходе витка близки, а при увеличении ϵ_r их разница возрастает. При $R_1=R_2=50$ Ом этого не наблюдается, поскольку из-за отражений часть мощности сигнала возвращается обратно в генератор. Также из таблицы 2.9 видно, что увеличение ϵ_r при $R_1=R_2=(Z_e Z_o)^{0,5}$ приводит к увеличению мощности сигнала на входе из-за уменьшения R_1 от 483 до 1085 мВт. При этом изменение P_{out} неоднозначно: сначала увеличивается, а после уменьшается при увеличении ϵ_r . При $\epsilon_r=4,3$ значение $(Z_e Z_o)^{0,5}$ близко к значению 50 Ом, а значения P_{in} и P_{out} близки к значениям для случая при $R_1=R_2=50$ Ом. При $R_1=R_2=50$ Ом наблюдается обратная по характеру зависимость. Значение P_{in} изменяется неоднозначно: сначала увеличивается, а после уменьшается; значение мощности на выходе P_{out} последовательно уменьшается при увеличении ϵ_r .

Отметим, что изменение $(Z_e Z_o)^{0,5}$ приводит к появлению отражений сигнала от концов витка, причем они различны для каждой из мод, что усложняет анализ баланса мощности в витке и влияния ϵ_r на мощность сигнала на входе и выходе витка при описанных режимах согласования. Для таких оценок целесообразно дополнительно оценить коэффициенты отражения от каждого из стыков витка (в том числе от стыка между полувитками) каждой из мод при каждом режиме согласования.

Таким образом, показано, что в витке МЛ может рассеиваться до 19 % и 21% мощности СКИ из-за влияния потерь в проводниках и диэлектрике (по результатам квазистатического и электродинамического моделирования

соответственно). Также оценено влияние ϵ_r подложки на баланс мощности на входе и выходе витка МЛ. Выявлено, что увеличение ϵ_r приводит к рассогласованию с окончаниями из-за изменения среднего геометрического волновых сопротивлений чётной и нечётной мод витка. Это приводит к уменьшению мощности из-за отражений, и баланс мощностей на входе и выходе витка не сохраняется.

2.3.2 Частотная зависимость рассеяния мощности гауссова импульса из-за потерь

В общем случае в линиях передачи есть три вида потерь: в проводниках, в диэлектрике и на излучение. Методы для вычисления и анализа первых двух видов известны и широко применяются. В части потерь на излучение нет однозначных методов вычисления их вклада [146]. Здесь выполнены оценки вклада потерь в рассеяние мощности гауссова импульса в витке МЛ [143].

Оценка потерь на излучение является довольно сложной задачей из-за необходимости учёта большого числа факторов. Электродинамическое моделирование является трехмерным и позволяет учесть высшие типы волн и поэтому при отсутствии учёта потерь в проводниках и диэлектрике позволит оценить вклад потерь на излучение в рассеяние мощности в витке МЛ.

Оценка потерь на излучение выполнена за счёт вычисления E и H составляющих напряженности поля, создаваемого в ближней зоне, для последующего преобразования «ближняя-дальняя зона» и расчёта мощности поля в дальней зоне. Эта мощность может быть определена, как мощность потерь на излучение, поскольку в моделируемом пространстве отсутствуют другие источники излучения. Получение частотных зависимостей мощности потерь целесообразно выполнить с помощью метода матриц линий передачи (TLM) [127]. Для решения задачи нахождения поля в ближней зоне при использовании TLM метода популярным решением является применение гибридного симметричного подвешенного порта, который подключается к различным точкам структуры [147]. После этого, напряжения в этих точках

представляются в виде эквивалентных источников напряжения, которые затем используются для вычисления компонент поля в ближней зоне. После нахождения поля в ближней зоне выполняется вычисление поля в дальней зоне с применением принципа эквивалентности [148], который заключается в создании мнимой поверхности, окружающей исследуемый объект. Путём вычисления токов на поверхности, вычисляется напряженность поля в дальней зоне, которая и используется для нахождения мощности потерь на излучение на заданной частоте. Для построения зависимости мощности потерь в частотном диапазоне нужно рассчитать их для каждой частотной точки диапазона.

Для анализа выбран виток МЛ на основе МПЛ (рисунок 2.1). Параметры поперечного сечения витка выбраны так, чтобы обеспечить согласование с трактом 50 Ом: $w=2500$ мкм, $t=45$ мкм, $s=300$ мкм, $h=2000$ мкм, подложка – стеклотекстолит марки FR-4. Длина витка на рисунке 2.1б принята $l=90$ мм, а сопротивления $R1$ и $R2$ по 50 Ом.

Сначала выполнена оценка частотной зависимости мощности потерь в витке при исходных параметрах, а после – в диапазоне параметров сигнальных проводников. Сначала принято $w=1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5$ мм при $l=90$ мм, а после при $l=30, 60, 90, 120$ мм при $w=2,5$ мм. В качестве воздействия принят гауссов импульс с граничной частотой 5 ГГц [49].

Для оценки рассеяния мощности в исследуемой линии, вычислены частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ в диапазоне 1–10 ГГц при исходных параметрах витка (рисунок 2.21). Из зависимостей видно, что полоса пропускания линии по уровню минус 3 дБ составила 1,24 ГГц, а максимальные отражения (по значениям $|S_{11}| > 3$ дБ) наблюдаются в полосе 2,12–3,6 ГГц.

Для оценки влияния потерь на рассеяние мощности вычислены мощности потерь (общих, в проводниках, диэлектрике и на излучение) в диапазоне 1–10 ГГц с шагом 0,25 ГГц. Полученные зависимости (абсолютные значения вычисленной мощности и их усредненное значение) после нормировки относительно падающей мощности представлены на рисунке 2.22.

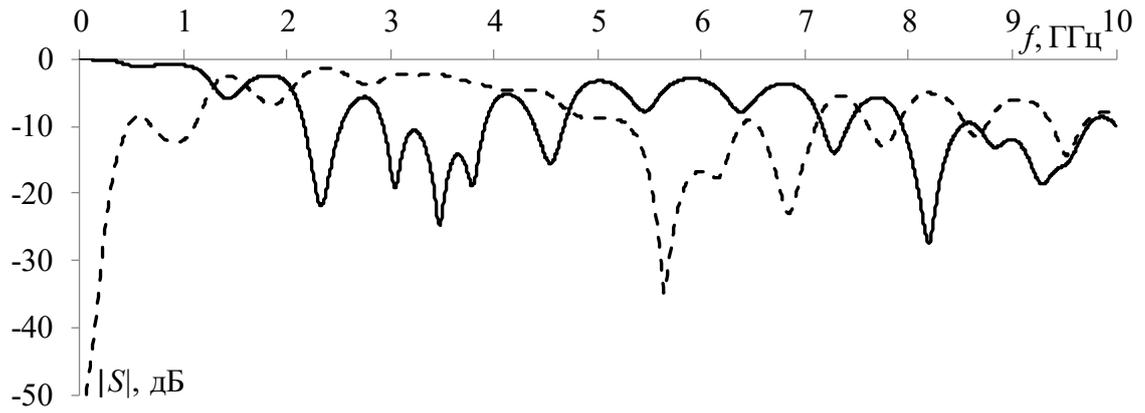


Рисунок 2.21 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (- -) и $|S_{21}|$ (—) витка МЛ

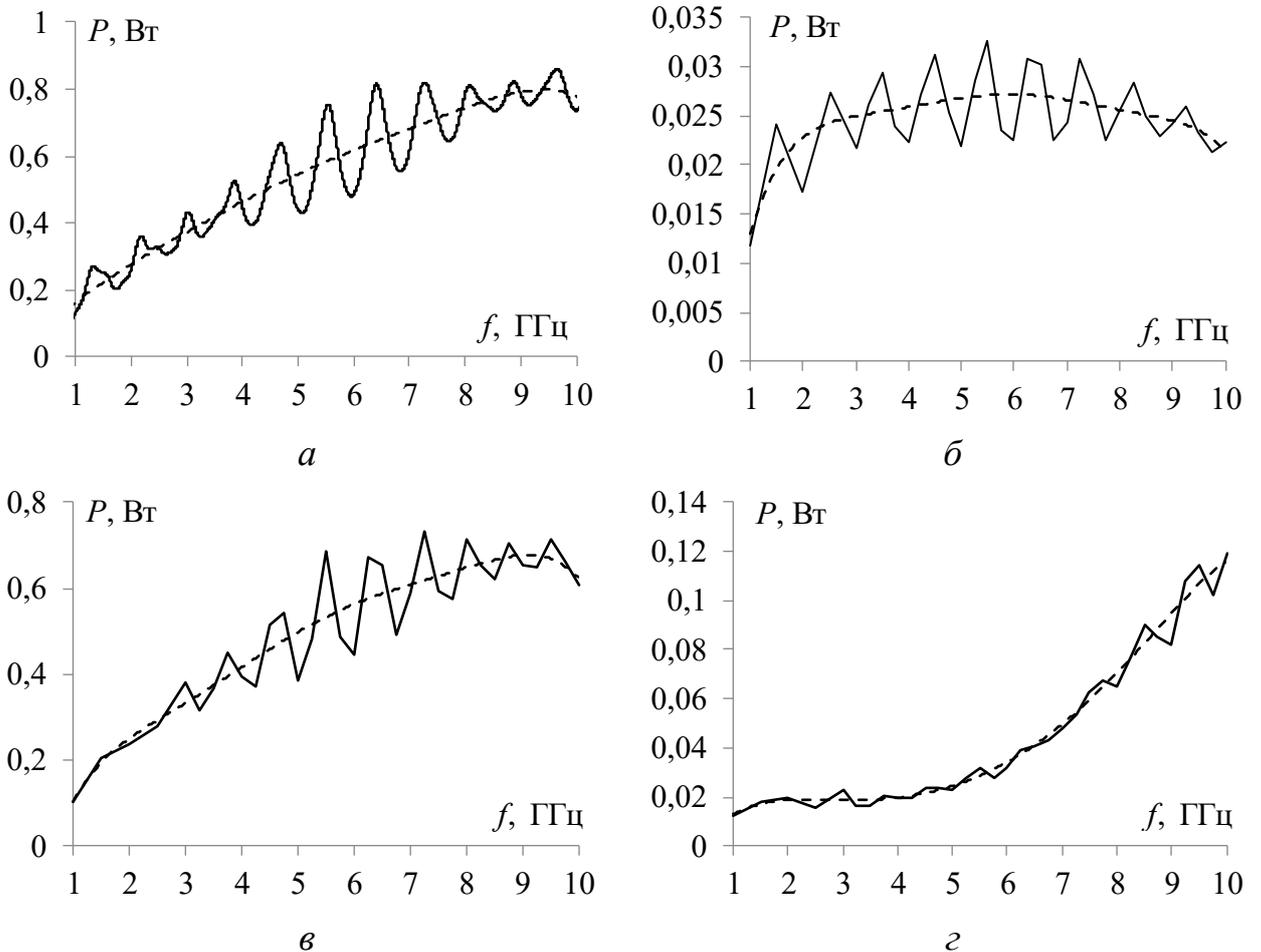


Рисунок 2.22 – Частотные зависимости (- -) общих потерь (а) и потерь в проводниках (б), диэлектрике (в) и на излучение (г) и их средние значения (—)

Видно, что с ростом частоты потери значительно возрастают, составляя более 80% падающей мощности. Среднее значение мощности потерь в проводниках значительно ниже, чем в диэлектрике (более чем в 30 раз в области высоких частот). Наибольший вклад в рассеяние мощности сигнала вносят потери в диэлектрике. Среднее значение мощности потерь в

диэлектрике значительно возрастает с ростом частоты. Так, увеличение частоты от 1 до 5 ГГц приводит к увеличению мощности потерь в диэлектрике в 3.8 раза. Мощность потерь на излучение в области низких частот незначительна, однако существенно возрастает в области высоких частот и может достигать 11,9 % от мощности сигнала при $f=10$ ГГц.

На рисунке 2.23 представлены частотные зависимости $|S_{11}|$ при различных значениях w и l .

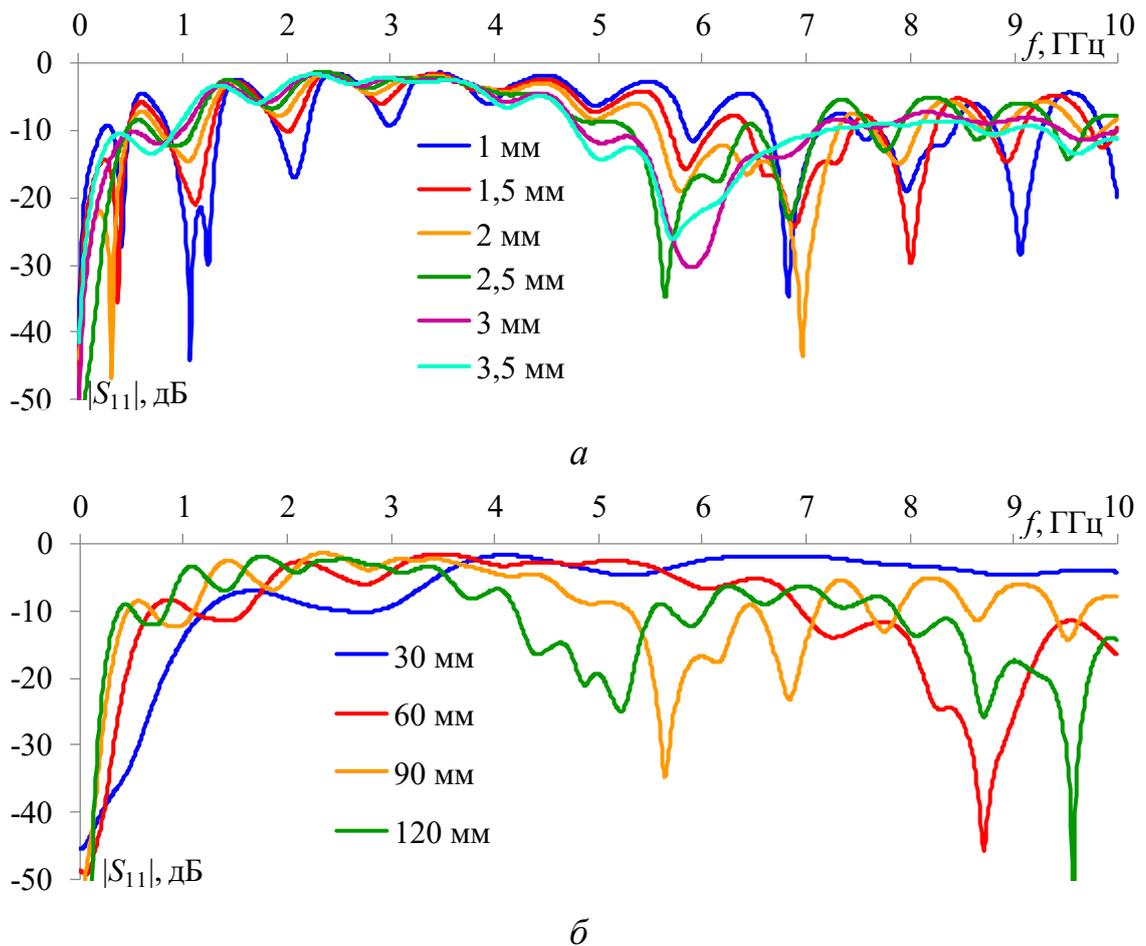


Рисунок 2.23 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ витка при различных значениях w (а) и l (б)

Из рисунка 2.23а видно, что увеличение w приводит к сглаживанию частотной характеристики (амплитуды резонансов уменьшаются), в особенности, в области низких частот. В области высоких частот (после 7 ГГц) наблюдается схожий характер. Однако увеличение w приводит к выраженному резонансу в окрестности частоты $f=5,9$ ГГц. Из рисунка 2.23б наблюдается обратный характер зависимости от l . Увеличение длины витка l приводит к

появлению большого количества резонансов в области частот до 2 ГГц, а также в области выше 3,5 ГГц. При всех l (кроме 30 мм) частоты наиболее выраженных резонансов $|S_{11}|$ разные.

Получены аналогичные зависимости мощности потерь (рисунок 2.24). Видно, что изменение w практически не влияет на характер зависимости, в то время как изменение l (рисунок 2.24б) приводит к увеличению среднего уровня общих потерь во всем частотном диапазоне. Наиболее существенное изменение наблюдается при увеличении l от 30 до 60 мм. Также видно, что увеличивается как количество резонансов, так и скорость нарастания среднего значения общих потерь при увеличении частоты.

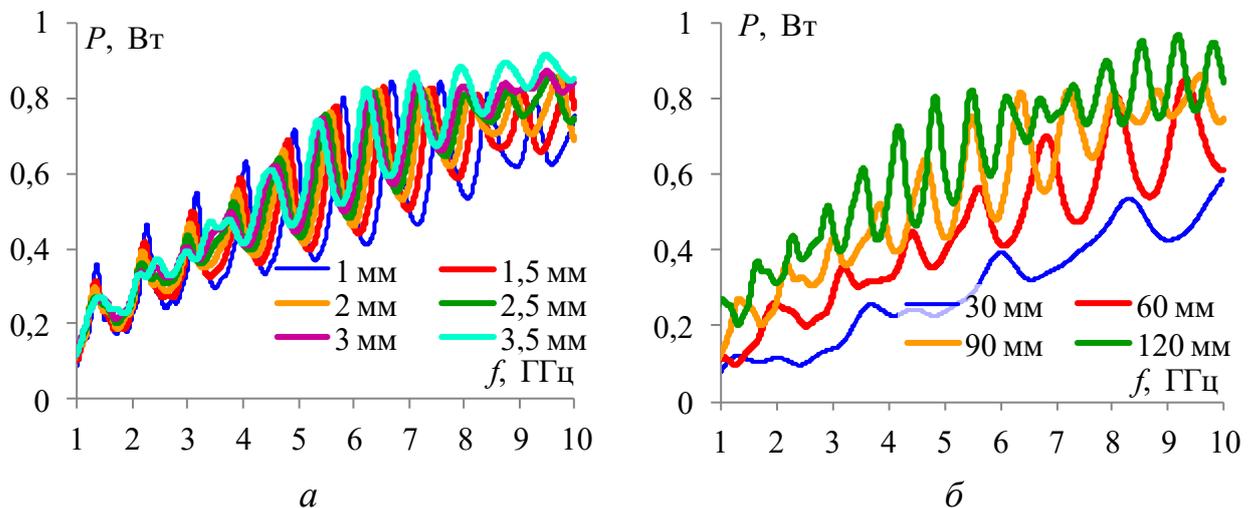


Рисунок 2.24 – Частотные зависимости мощности общих потерь при разных w (а) и l (б)

На рисунке 2.25 отдельно представлены зависимости от l для $f=0,5, 5$ и 10 ГГц. Видно, что увеличение l от 30 до 120 мм приводит к увеличению мощности общих потерь в 2,9 раза при $f=0,5$ и 5 ГГц и в 1,4 раза при $f=10$ ГГц.

Затем получены частотные зависимости мощности потерь в проводниках (рисунок 2.26) при тех же значениях w и l . Из них видно, что мощность потерь существенно зависит как от w , так и от l . На рисунке 2.27 отдельно представлены зависимости от w и l для $f=0,5, 5$ и 10 ГГц.

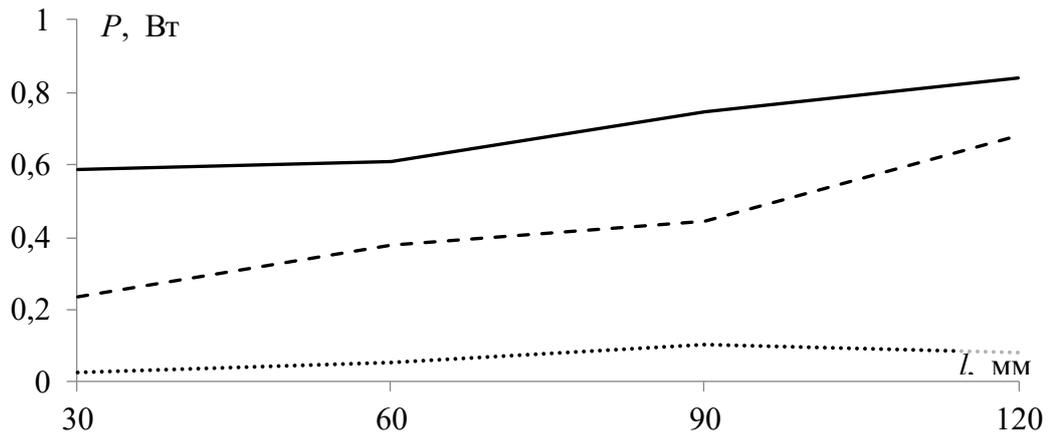


Рисунок 2.25 – Зависимости мощности общих потерь от l при $f=0,5$ (\cdots), 5 ($- -$) и 10 ($—$) ГГц

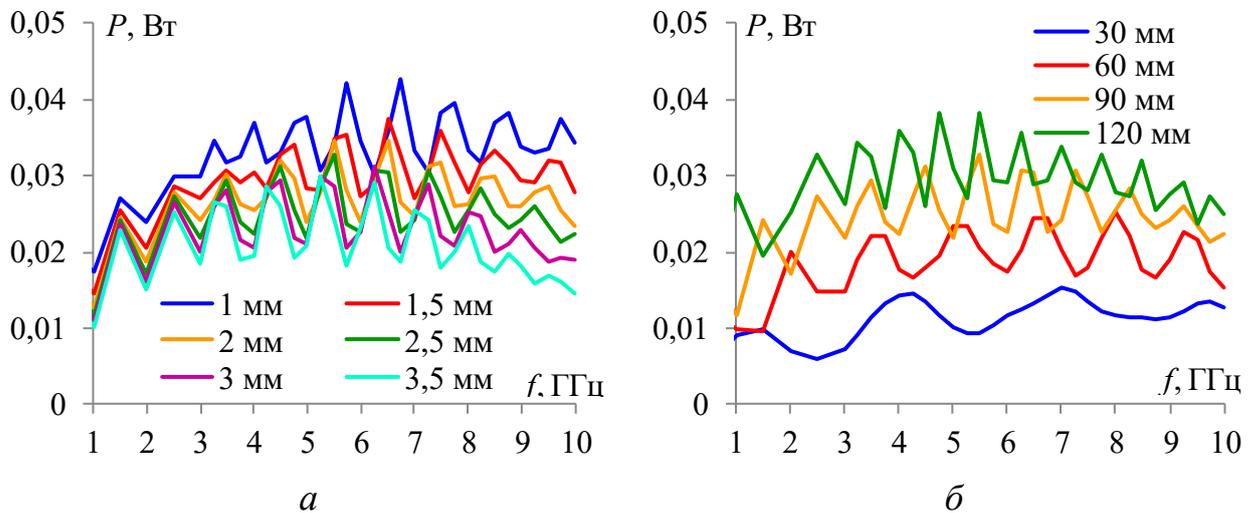


Рисунок 2.26 – Частотные зависимости мощности потерь в проводниках при разных w (a) и l (b)

Из рисунка 2.26а видно, что при увеличении w мощность уменьшается во всем диапазоне f , но наиболее существенное уменьшение в области высоких частот, что хорошо видно из более детальных зависимостей на рисунке 2.27а. Уменьшение мощности при увеличении w может быть вызвано уменьшением влияния скин-эффекта благодаря увеличению площади поперечного сечения проводников. Примечательно то, что для всех значений w мощность потерь в проводниках сначала увеличивается с ростом частоты, а после начинает уменьшаться. Причём с ростом w , уменьшение менее существенное, что говорит о глобальном максимуме зависимости, который сдвигается в область более высоких частот с увеличением w . При увеличении l потери в проводниках возрастают на всех частотах, что видно из зависимостей на рисунке 2.26б.

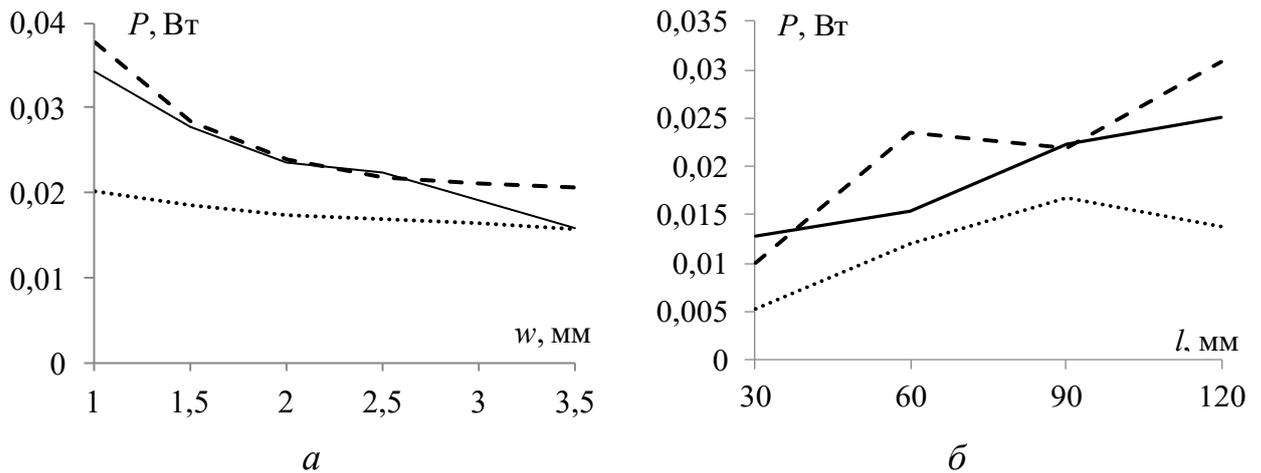


Рисунок 2.27 – Зависимости мощности потерь в проводниках от w (а) и l (б) при $f=0,5$ ($\cdot \cdot \cdot$), 5 ($- -$) и 10 ($—$) ГГц

Из рисунка 2.27а видно, что при $f=0,5$ ГГц увеличение w слабо влияет на мощность, но ведет к её существенному уменьшению при $f=5$ и 10 ГГц: в 1,3 и 2,4 раза соответственно. Для ряда значений w мощности на частотах 5 и 10 ГГц имеют близкие значения. Из рисунка 2.27б видно, что увеличение l от 30 до 120 мм увеличивает среднее значение мощности более чем в 3 раза. Увеличение l приводит к значительному росту потерь на частоте 10 ГГц (в 2 раза), тогда как зависимости при $f=0,5$ и 5 ГГц неоднозначные.

Затем получены зависимости мощности потерь в диэлектрике от l и w (рисунок 2.28). Видно, что изменение w не влияет на характер зависимостей, а их среднее значение изменяется несущественно, несмотря на увеличение уровня мощности потерь на резонансных частотах.

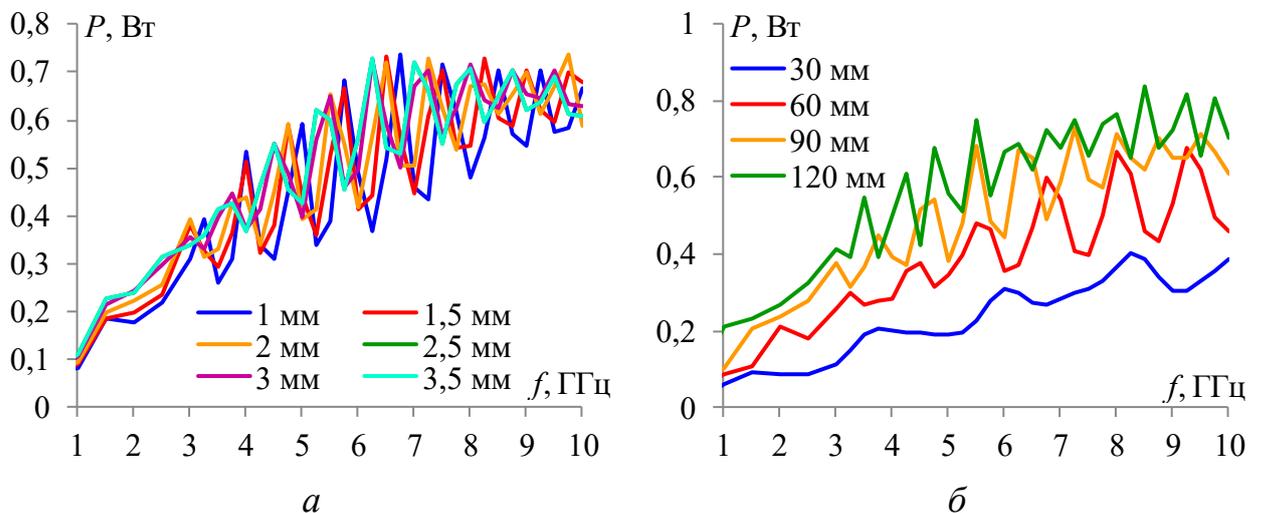


Рисунок 2.28 – Частотные зависимости мощности потерь в диэлектрике при разных w (а) и l (б)

Наиболее существенное изменение мощности потерь в диэлектрике при увеличении l наблюдается в области низких частот, причём, отличающееся от потерь в проводниках: чем ниже относительное увеличение l , тем меньше увеличивается мощность потерь. Например, при увеличении l от 30 до 120 мм при $f=0,5$ ГГц увеличение составляет 4,1 раза, а при $f=10$ ГГц – лишь 1,82. Зависимости мощности потерь в диэлектрике от l при $f=0,5$, 5 и 10 ГГц показаны на рисунке 2.29. Видно, что мощность потерь в диэлектрике для $f=0,5$ и 10 ГГц при $l=30$ мм отличаются в 24 раза, а при $l=120$ мм эта разница менее значительна и составляет лишь 11 раз.

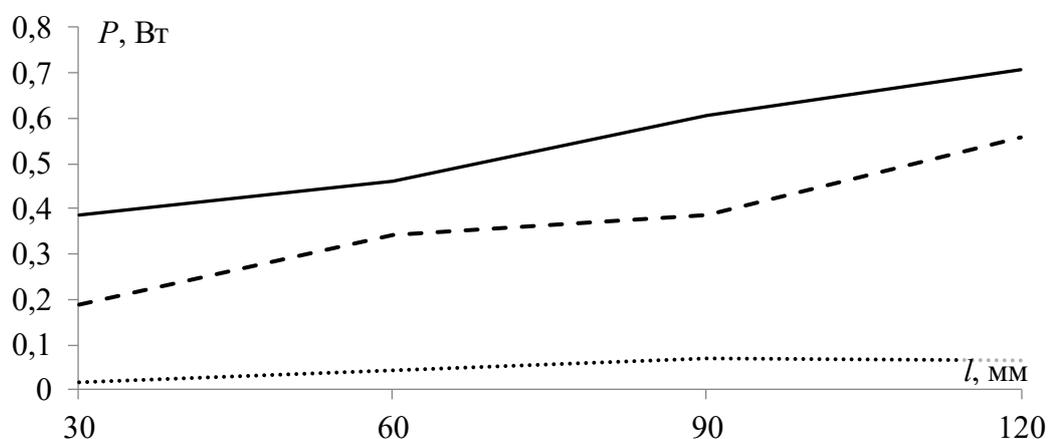


Рисунок 2.29 – Зависимости мощности потерь в проводниках от l при $f=0,5$ ($\cdot\cdot\cdot$), 5 ($- -$) и 10 ($—$) ГГц

Оценено влияние w и l на мощность потерь на излучение (рисунок 2.30).

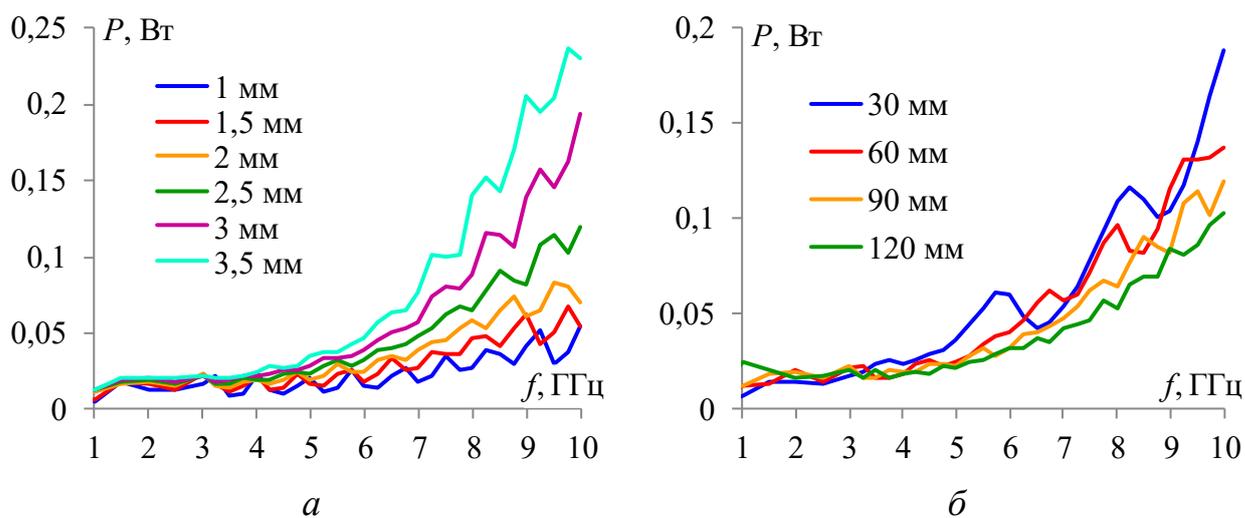


Рисунок 2.30 – Частотные зависимости мощности потерь на излучение при разных w (a) и l ($б$)

В отличие от потерь в диэлектрике, потери на излучение сильно зависят от w , что хорошо видно из зависимостей на рисунке 2.30а. Мощность потерь на излучение в области низких частот незначительна и практически не меняется при увеличении w , однако в области высоких частот её увеличение существенно. Зависимость мощности потерь на излучение при $f=0,5, 5$ и 10 ГГц от w показана на рисунке 2.31а, из которого видно, что увеличение w слабо влияет на изменение мощности при $f=0,5$ и 5 ГГц, но при $f=10$ ГГц она возрастает более чем в 4 раза. Это может привести к возникновению нежелательного излучения в области высоких частот.

Рост l напротив, приводит к уменьшению мощности потерь на излучение в области более высоких частот, что наглядно видно из рисунка 2.31б. Как и в случае w , l слабо влияет на мощность потерь в области низких частот (рисунок 2.30б), но значительно – в области высоких, что также можно видеть из рисунка 2.31б. При увеличении l мощность потерь на излучение при $f=0,5$ ГГц возрастает, но при $f=5$ ГГц этот рост прекращается и наблюдается обратное. Аналогичный, но более выраженный характер уменьшения мощности потерь при увеличении l наблюдается при $f=10$ ГГц. Причины такого характера зависимости с ростом частоты могут быть связаны с изменением фазы. Поэтому для выявления истинных причин целесообразно в дальнейшем выполнить более детальный анализ влияния l в диапазоне частот.

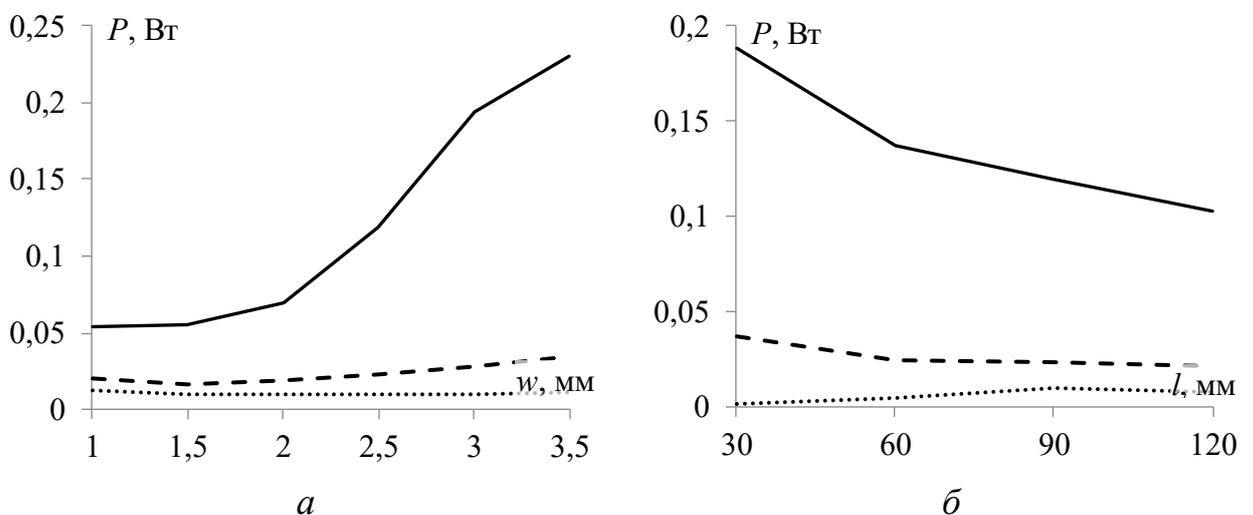


Рисунок 2.31– Зависимости мощности потерь в на излучение от w (а) и l (б) при $f=0,5$ ($\cdot\cdot\cdot$), 5 ($- -$) и 10 ($—$) ГГц

Таким образом, выполненные оценки позволяют судить о влиянии длины и ширины сигнальных проводников витка МЛ на рассеяние мощности, как из-за общих потерь, так и каждого из видов потерь в отдельности. В результате оценок выявлено, что в области высоких частот из-за потерь в витке может рассеиваться до 80% мощности сигнала, что может быть использовано для ослабления высокочастотных помеховых сигналов. Между тем это может накладывать ограничение на применение витка (для защиты от импульсных СШП воздействий) в цепях вблизи чувствительных элементов РЭС, поскольку распространение мощных СШП сигналов по витку МЛ будет приводить к возникновению излучаемых помехоэмиссий, что повлечёт формирование нежелательных индуцированных токов высокой амплитуды на проводящих поверхностях и цепях РЭС.

2.4 Основные результаты раздела

1. Оценено влияние количества ячеек дискретизации границ структуры на результаты электродинамического моделирования временного отклика витка МЛ на основе МПЛ. Выявлено, что влияние может быть весьма существенным: до 12% по амплитуде составляющих отклика. Показано, что для получения более точных результатов целесообразна адаптивная сетка, хотя затраты времени могут возрастать (в 8,1 раза на рассмотренном примере).

2. В результате анализа распространения воздействий реальных СШП генераторов в витке МЛ на основе МПЛ выявлено, что среди рассмотренных воздействий лишь одно (импульс генератора СИНУС-160) подвергается разложению в витке с таким набором параметров из-за его относительно малой длительности. Его ослабление составило 3,14 и 3,45 раза по результатам квазистатического и электродинамического моделирования соответственно.

3. В результате сопоставления форм напряжения на выходе МЛ из двух витков, полученных разными методами, выявлено их приемлемое совпадение при выборе сопротивления генератора, равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод первого витка, и

сопротивлении нагрузки, равном среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод второго витка. При выборе внутреннего сопротивления генератора и нагрузки по 50 Ом увеличивается рассогласование на стыках витка и окончаний, из-за чего происходят наложения отраженных составляющих на основные, что приводит к существенным искажениям форм, амплитуд и задержек импульсов. Выявлено различие до 18% амплитуд сигнала на выходе, полученных разными подходами.

4. В результате анализа распространения типовых стандартизированных помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах (МЛ и МФ) выявлено, что при идеализированном импульсном воздействии длительностью 200 пс, даже при моделировании без потерь его результаты, полученные разными методами, могут существенно различаться. Также показано, что в рассмотренном витке МЛ, из-за более сильной связи и вдвое большей длины сигнального проводника, затухающая синусоида и синусоида с Гауссовой модуляцией подвержены частичному разложению на составляющие, в то время как в рассмотренном МФ этого разложения не происходит.

5. Представлены результаты анализа рассеяния мощности СКИ в витке МЛ из-за потерь в проводниках и диэлектрике. Показано, что из-за потерь рассеяние мощности может достигать 21% по результатам моделирования электродинамическим подходом. Оценки влияния на баланс мощности на входе и выходе витка МЛ ϵ_r подложки показали, что её увеличение приводит к уменьшению мощности из-за отражений и баланс мощностей на входе и выходе витка не сохраняется.

6. В результате оценки вклада разных видов потерь в рассеяние мощности гауссова импульса при его распространении по витку МЛ, выявлено влияние длины и ширины сигнальных проводников витка на рассеяние мощности, как из-за общих потерь, так и каждого из видов потерь отдельно. Показано, что в области высоких частот из-за потерь в витке может рассеиваться до 80% мощности сигнала, что можно использовать для ослабления высокочастотных помеховых сигналов. Это может ограничивать его применение (для защиты от

СШП воздействий) в цепях, которые находятся рядом с чувствительными элементами: распространение мощных СШП сигналов по витку увеличит излучаемые помехоэмиссии, что индуцирует нежелательные токи высокой амплитуды в проводящих поверхностях и цепях РЭС.

Таким образом, совокупность результатов показала необходимость совершенствования подходов к моделированию, анализу и проектированию полосковых устройств с модальным разложением.

3. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

Здесь приведены результаты совершенствования полосковых устройств с модальным разложением разными способами. Предложен способ трассировки витка МЛ на заданной площади печатной платы посредством его сворачивания в меандр со слабой связью [149–151]. Кроме того, предложено уменьшение площади, занимаемой на печатной плате витком МЛ, путём добавления между неосновными полувитками проводников, заземленных с двух концов [152]. Наконец, предложено дополнительное ослабление амплитуды импульсного сигнала в витке за счёт асимметрии его поперечного сечения [153].

3.1 Трассировка витка меандровой линии для его проектирования на заданной площади печатной платы

Здесь представлены результаты анализа возможности трассировки витка МЛ на заданной площади платы $80 \times 80 \text{ мм}^2$ [149]. Выполнен комплексный анализ с применением различных подходов.

3.1.1 Оптимизация параметров и квазистатическое моделирование

Выполнен поиск оптимальных параметров поперечного сечения витка для размещения на площади печатной платы $80 \times 80 \text{ мм}^2$. Ограничения размеров приняты в качестве примера и связаны с тем, что такие размеры витка дают возможность оценки излучаемых помехоэмиссий в ТЕМ-камере [154]. Согласно методике измерений, устройство на плате размерами $100 \times 100 \text{ мм}^2$ со сплошным полигоном земли шириной 10 мм по периметру платы (для обеспечения электрического контакта с корпусом ТЕМ-камеры) помещается внутрь камеры [155, 156]. Поэтому виток МЛ нужно разместить на площади платы $80 \times 80 \text{ мм}^2$.

В качестве основы печатной платы выбран материал Rogers 4003С с $\epsilon_r = 3,38 \pm 0,05$ на частоте 10 ГГц (при $T = 23^\circ\text{C}$), с толщиной основы 0,508 мм и фольги $t = 35 \text{ мкм}$.

Для исследований выбран симметричный виток МЛ на основе МПЛ (рисунок 2.1). Параметрическая оптимизация поперечного сечения витка выполнена по критерию разложения СКИ длительностью 1 нс. В результате получены оптимальные параметры сигнальных проводников витка: $w=300$ мкм, $s=100$ мкм. Их совокупность дает $(Z_e Z_o)^{0,5}=77,9$ Ом и погонные задержки мод $\tau_e=5,41$ нс/м и $\tau_o=4,81$ нс/м, что при длине витка $l=1$ м позволяет разложить импульс длительностью 1,2 нс. Вычисленные формы напряжения на входе и выходе витка в тракте 50 Ом показаны на рисунке 3.1. Видно, что сигнал представлен последовательностью из 3 основных импульсов.

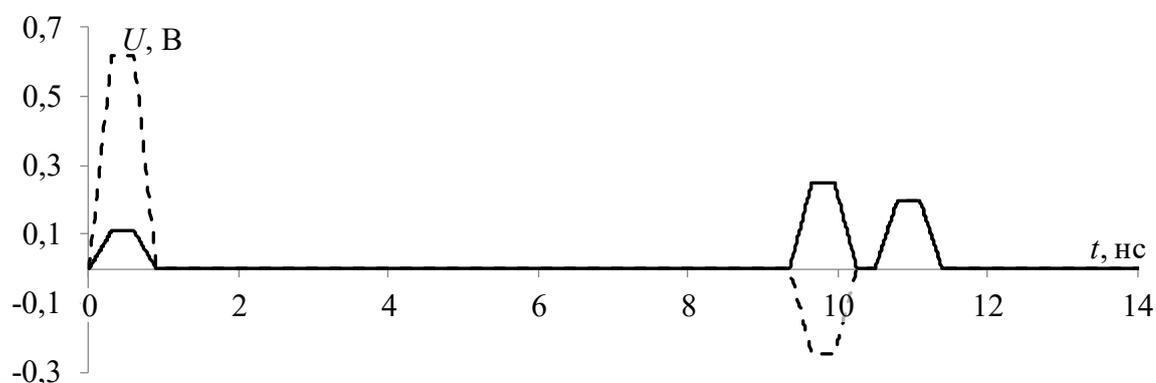


Рисунок 3.1 – Формы напряжения на входе (- -) и выходе (—) исходного витка

Для размещения витка длиной 1 м на плате с размером 80×80 мм² нужно из одного витка с сильной связью сформировать меандр со слабой связью между неосновными полувитками для минимизации влияния перекрестных связей между ними. Поперечное сечение структуры показано на рисунке 3.2а (где s_1 – расстояние между сигнальными проводниками, а s_2 – расстояние между неосновными полувитками), а схема соединений – на рисунке 3.2б. Параметры поперечного сечения позволяют сформировать до 19 полувитков длиной 65,86 мм (без учета скруглений) при $s_2=10w$, что позволило увеличить общую длину витка до 2502,68 мм. Коэффициенты ёмкостной, индуктивной и электромагнитной связи, вычисленные по выражению (3.1) [157], составили $K_C=0,00273$, $K_L=0,01854$, $k=0,011$ соответственно

$$K_C = \frac{-C_{12}}{C_{11}}, \quad K_L = \frac{L_{12}}{L_{11}}, \quad k = \left(1 - \sqrt{\frac{(1-K_L)(1-K_C)}{(1+K_L)(1+K_C)}} \right) \left(1 - \sqrt{\frac{(1-K_L)(1-K_C)}{(1+K_L)(1+K_C)}} \right)^{-1}. \quad (3.1)$$

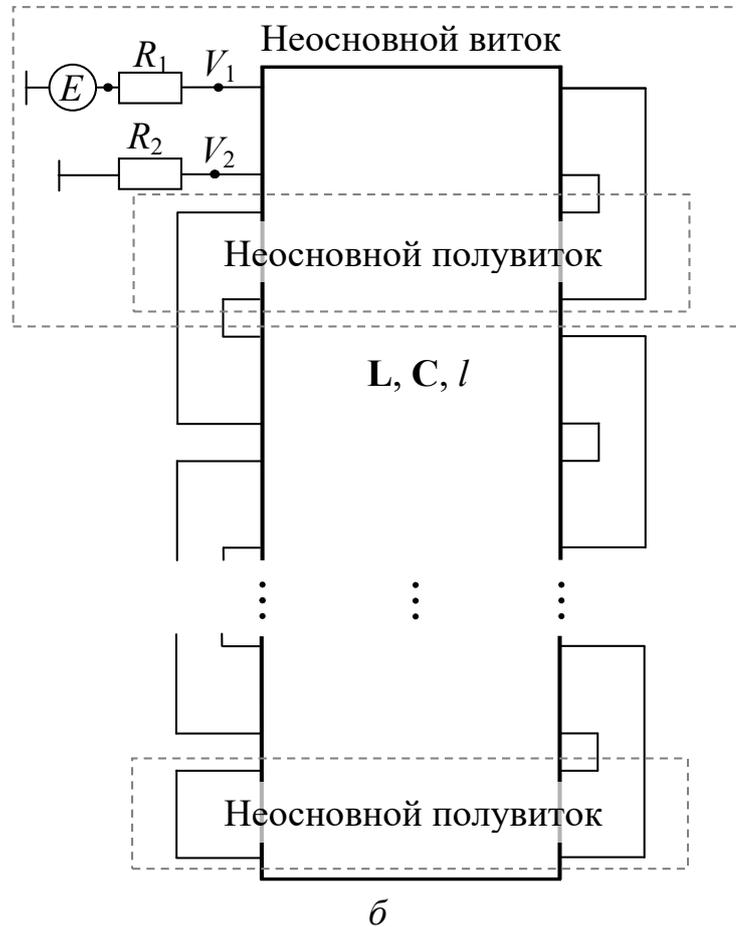
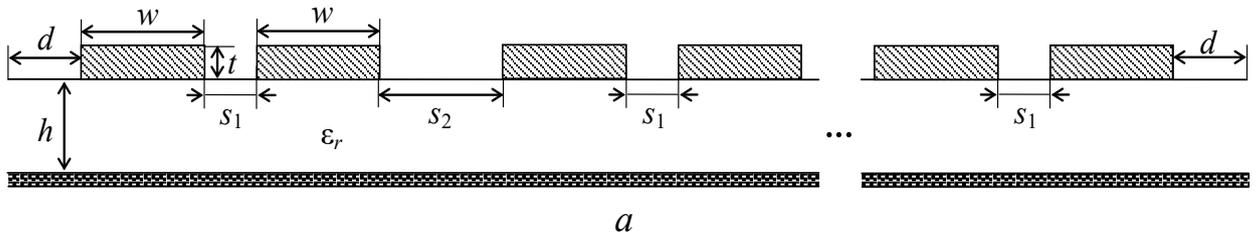


Рисунок 3.2 – Поперечное сечение (а) и схема соединений (б) витка, свернутого в меандр со слабой связью между неосновными полувитками

Формирование меандра со слабой связью приводит к дополнительным неоднородностям, из-за этого нужно выполнить анализ искажения формы выходного напряжения при последовательном увеличении числа полувитков N . Такое моделирование выполнено при $N=2, 5, 10$ и 19 (при неизменной длине сигнального проводника $2502,68$ мм). Результаты приведены на рисунке 3.3. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с общей длительностью 900 пс (длительности фронта, плоской вершины и спада по 300 пс).

Из рисунка 3.3 видно, что импульс на выходе витка раскладывается на импульсы перекрёстной наводки, нечетной и четной мод (как и в исходном витке). Ослабление входного воздействия при $N=19$ составило $2,36$ раза.

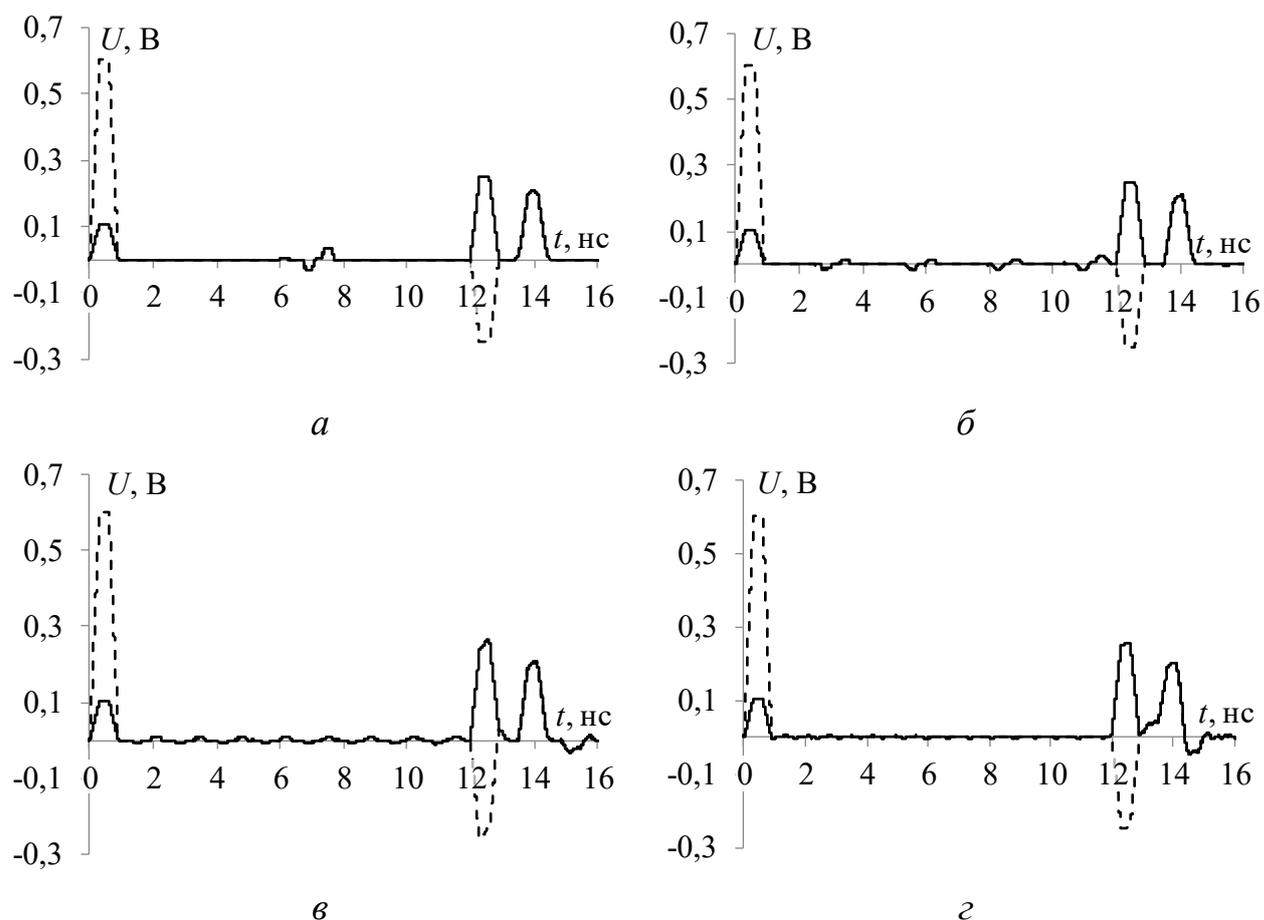


Рисунок 3.3 – Формы напряжения на входе (---) и выходе (—) витка при $N=2$ (а), 5 (б), 10 (в) и 19 (г)

Также из рисунка 3.3 видно, что увеличение количества полувитков ведет к искажению формы импульсов мод из-за увеличения количества и наложения отражений. Отражения также вызваны рассогласованием витка с окончаниями (среднее геометрическое характеристических импедансов чётной и нечётной мод составляет 77,9 Ом, а сопротивления окончаний 50 Ом). Отражения приводят к тому, что при $N=19$ фронт и спад чётной моды искажается ступенькой положительной полярности на фронте и отрицательной полярности на спаде. Амплитуды положительная и отрицательная ступеньки равны. Для выявления причин возникновения импульсов выполнено аналогичное моделирование при воздействии длительностью 300 пс. Полученные формы напряжения на выходе витка показаны на рисунке 3.4.

Из рисунка 3.4 видно проявление разнополярных импульсов, которые приходят до и после импульса четной моды с амплитудами 53 и 60 мВ. О

физике возникновения импульсов однозначно сказать затруднительно. Они могут быть из-за асимметрии витка относительно центра структуры [103]. Но более вероятной причиной являются отражения.



Рисунок 3.4 – Формы напряжения на входе (---) и выходе (—) витка при $N=19$ при воздействии импульсом длительностью 300 пс

Таким образом, получены результаты квазистатического моделирования для предложенного способа трассировки витка меандровой линии на заданной площади печатной платы. Выявлено, что сворачивание витка МЛ в меандр со слабой связью между полувитками приводит к появлению большого количества отражений от концов каждого полувитка, что может оказывать дополнительное влияние на искажение формы помехового сигнала.

3.1.2 Влияние потерь на форму выходного напряжения

Выполнено квазистатическое моделирование с учётом потерь для оценки их влияния на форму сигнала на выходе исследуемого витка [150].

Для учёта потерь при моделировании вычислены матрицы, учитывающие потери в проводниках (\mathbf{R} , Ом/м) и диэлектрике (\mathbf{G} , См/м) при каждом N . Вычисление матрицы \mathbf{G} выполнено с учетом тангенса угла диэлектрических потерь материала $\tan\delta=0,0027$. Вычисление матрицы \mathbf{R} выполнено с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в плоскости земли согласно модели из [145]. На рисунке 3.5 показаны формы напряжения, полученные для разных случаев учёта потерь в проводниках и диэлектрике для исходного витка, а на рисунке 3.6 – при $N=2, 5, 10$ и 19 . В качестве воздействия принят импульс длительностью 900 пс.

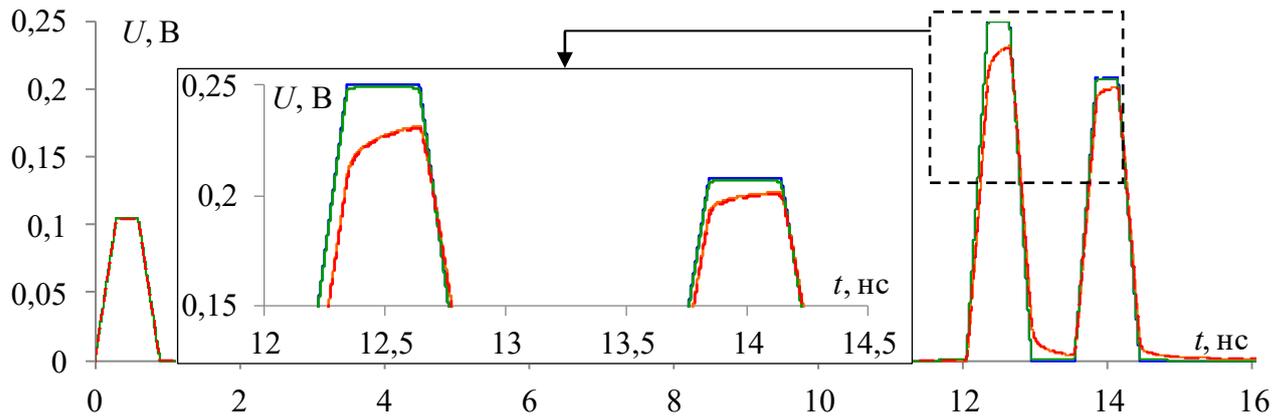


Рисунок 3.5 – Формы напряжения на выходе витка МЛ без учёта потерь (—), с учётом потерь в проводниках (—), в диэлектрике (—), в проводниках и диэлектрике (—)

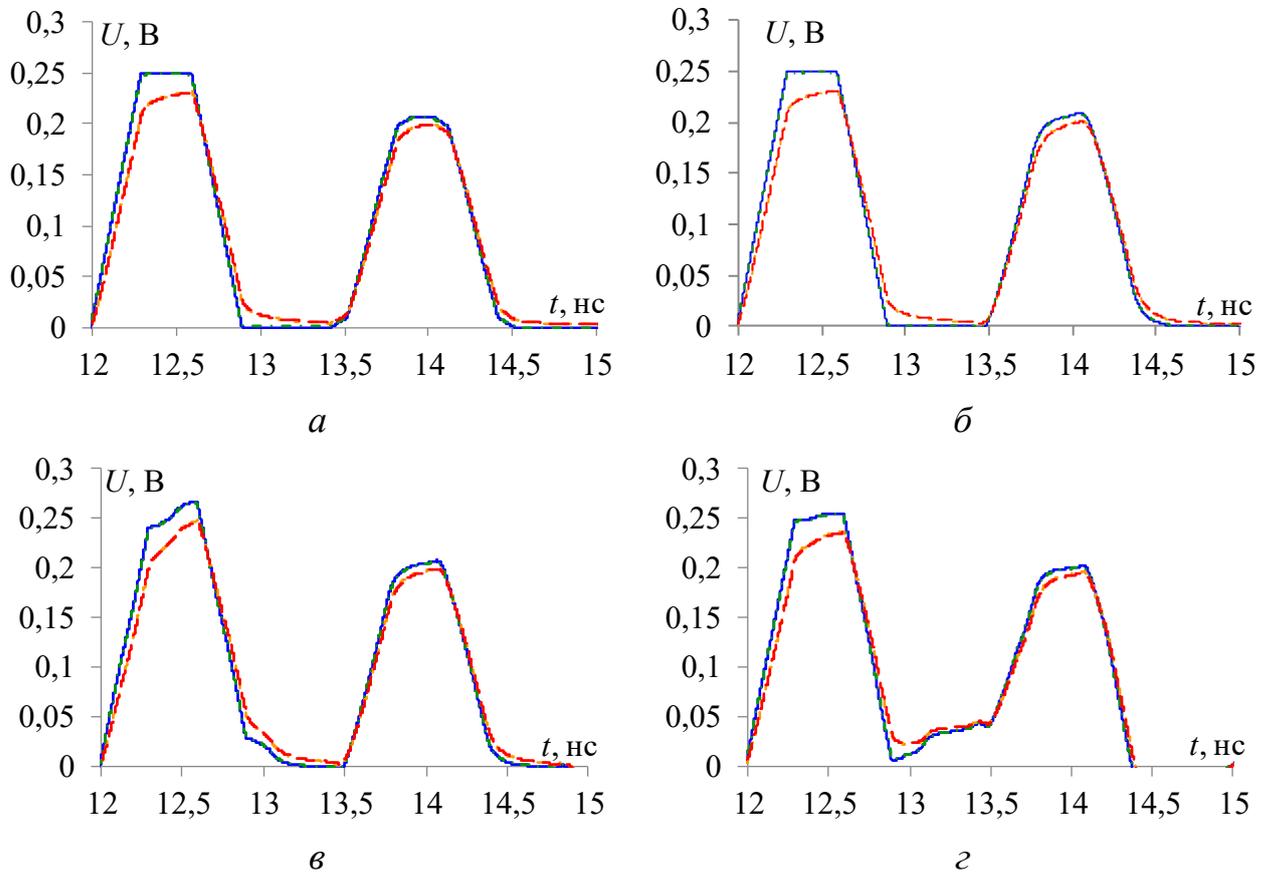


Рисунок 3.6 – Формы напряжения на выходе витка без учёта потерь (—), с учётом потерь в проводниках (—), в диэлектрике (—), в проводниках и диэлектрике (—) при $N=2$ (а), 5 (б), 10 (в) и 19 (г)

Как было показано ранее (в п. 2.3), в витке МЛ на основе МПЛ потери в диэлектрике оказывают существенное влияние на сглаживание формы напряжения на выходе, однако из рисунка 3.5 этого не наблюдается (кривые

для случаев без учёта потерь и с учётом потерь в диэлектрике накладываются). Это связано с малым $\tan\delta$ рассматриваемого материала. Основной вклад в искажение формы напряжения вносят потери в проводниках. Между тем уменьшение амплитуды незначительно: 17 мВ (6,8%). Аналогичные выводы можно сделать из анализа форм напряжения на рисунке 3.5. Видно, что потери несущественно влияют на искажение форм напряжения, а основной вклад в искажения вносят отражения от концов полувитков, причем при увеличении N этот вклад увеличивается.

Таким образом, в результате анализа влияния потерь в проводниках и диэлектрике выявлено, что основной вклад в искажение формы напряжения вносят потери в проводниках, а потери в диэлектрике несущественны из-за малого $\tan\delta$ рассматриваемого материала основы печатной платы.

3.1.3 Влияние учёта перемычек на задержку импульсного сигнала при квазистатическом моделировании

Кроме потерь, на форму напряжения в витке МЛ могут влиять перемычки на концах неосновных витков. В приведенных ранее результатах квазистатического анализа перемычки между полувитками представлены в виде идеализированных проводников, по которым сигнал распространяется без искажений и задержки. Поскольку в реальности это не так, для анализа их влияния сначала выполнено квазистатическое моделирование без учёта потерь, при котором перемычки представлены одиночными линиями передачи [151]. Нужно отметить, что взаимовлияния между проводниками перемычек не учтены при моделировании, поскольку их длина различна, из-за чего их трудно корректно представить в виде пары связанных линий. При моделировании длина перемычек равны половине длины окружности с диаметром $D=2w+s_1$. Результаты моделирования при $N=2, 5, 10, \text{ и } 19$ показаны на рисунке 3.7.

Из рисунка 3.7 видно, что влияние перемычек наблюдается уже при $N=2$ в виде задержки импульсов мод. С ростом N влияние перемычек существенно возрастает, поскольку растёт общая задержка в них.

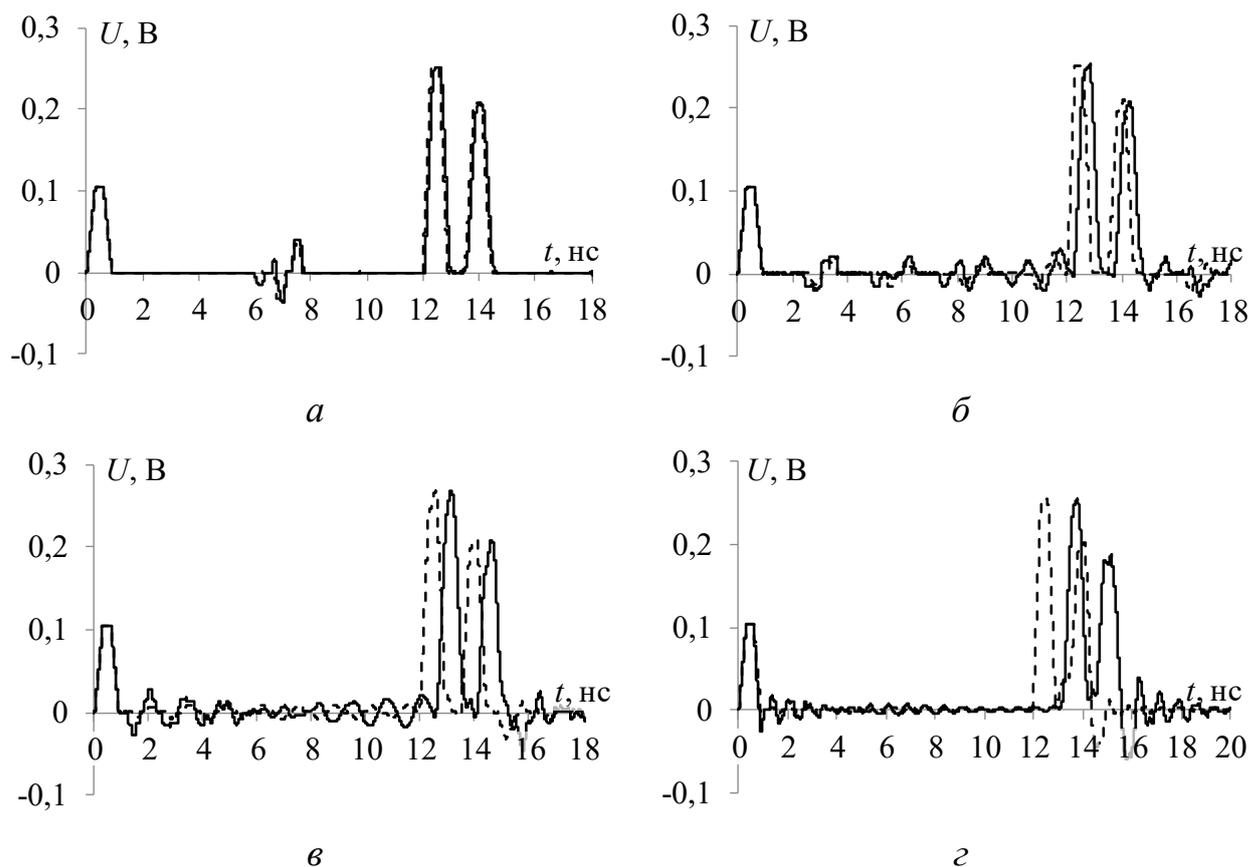


Рисунок 3.7 – Формы напряжения на выходе витка при $N=2$ (а), 5 (б), 10 (в) и 19 (г) без учёта (---) и с учётом (—) перемычек

Также можно отметить существенное изменение формы, задержки и амплитуды импульса чётной моды (рисунок 3.7). Наибольшее влияние учёт перемычек оказывает на форму напряжения при $N=19$, поскольку увеличение длины проводника при этом составило 209,85 мм. Задержка импульса нечётной моды увеличивается с 11,92 до 13,06 нс, а чётной – с 13,48 до 14,56 нс.

Дополнительно моделировались формы напряжения на выходе витка при $N=2, 5, 10$ и 19 квазистатическим и электродинамическим подходами при постоянной общей длине проводника. Результаты электродинамического моделирования (случай 1) приняты за эталон. Квазистатическое моделирование выполнено без учёта перемычек (случай 2) и с их учётом в виде двух одиночных отрезков (случай 3), отрезка связанной линии постоянной длины (случай 4) и такого же отрезка с ёмкостями 0,23 пФ на землю (случай 5) для учёта поворота проводника. Значение ёмкости получено на основе выражений из [158]. На рисунке 3.8 показаны формы напряжения при $N=2$ и 19.

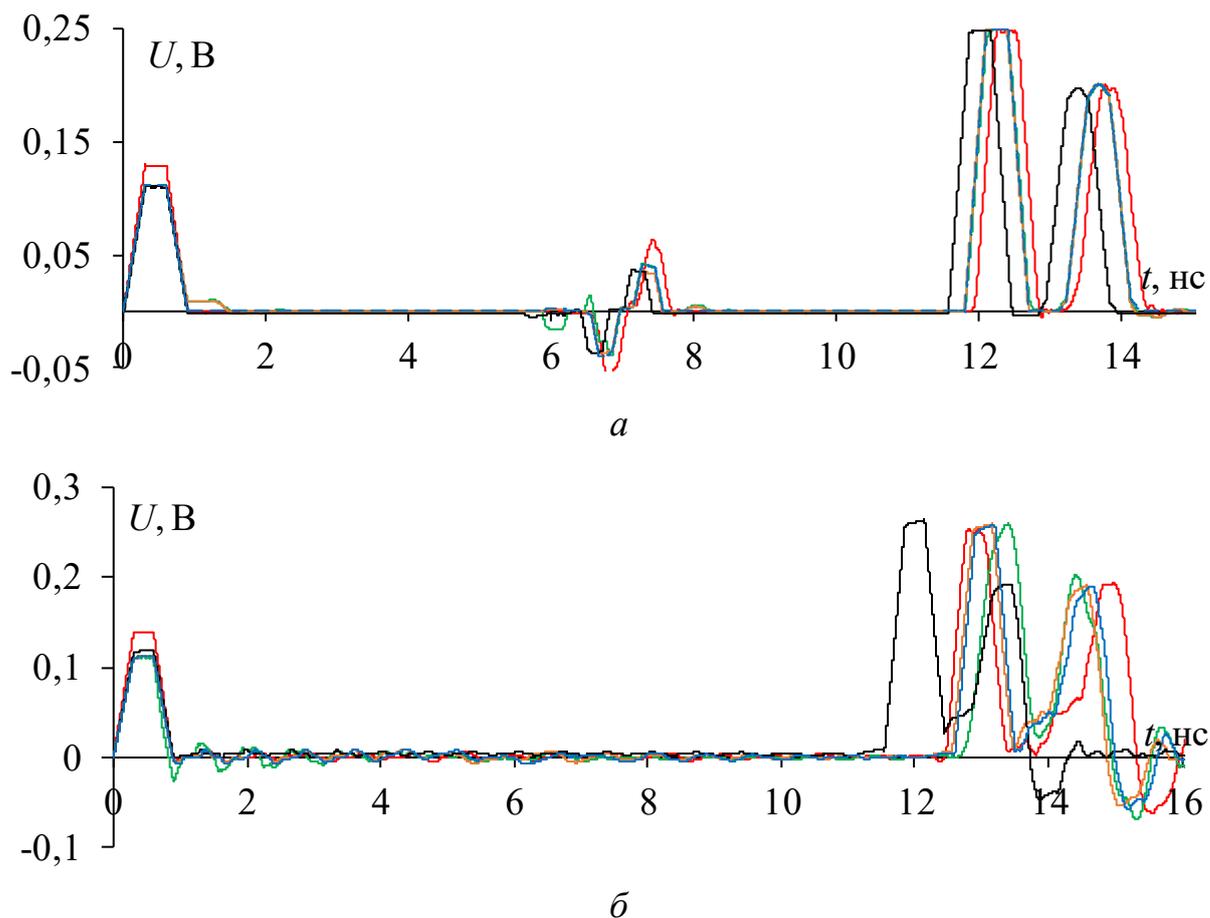


Рисунок 3.8 – Формы напряжения в конце линии при $N=2$ (а) и 19 (б) для случаев: 1 (—), 2 (—), 3 (—), 4 (—) и 5 (—)

Из рисунка 3.8а видно, что 2 перемычки оказывают несущественное влияние на основные импульсы разложения. Лучшая сходимость результатов со случаем 1 наблюдается при учёте перемычек в виде отрезка связанной линии, а учёт ёмкости меняет результаты. Из рисунка 3.8б видно, что при $N=19$ перемычки между полувитками оказывают существенное влияние на форму напряжения. Так, результаты для случаев 1 и 2 имеют значительные отличия, а лучшее согласование выявлено для случая 5. Задержки импульсов по уровню 0,5 от амплитуды сведены в таблицу 3.1. Видно, что для случая 2 задержки существенно меньше (по сравнению со случаем 1).

При увеличении N возрастает разница между результатами, полученными для случая 2 и другими. Это вызвано увеличением общей длины перемычек, которая составила 12,25 и 209,86 мм при $N=2$ и 19 соответственно. При $N=19$

сходимость имеют случаи 1 и 5, а наиболее существенное отклонение 327 пс (2,5%) при этом наблюдается у третьего импульса.

Таблица 3.1 – Задержки (нс) второго (t_2) и третьего (t_3) импульсов

N	Задержка	Случай 1	Случай 2	Случай 3	Случай 4	Случай 5
2	t_2	12,1	11,73	11,97	11,95	11,96
	t_3	13,53	13,09	13,38	13,38	13,39
5	t_2	11,86	11,71	12,19	12,12	12,14
	t_3	13,73	13,05	13,58	13,58	13,6
10	t_2	12,3	11,73	12,57	12,43	12,46
	t_3	14	13,04	13,93	13,9	13,95
19	t_2	12,6	11,7	12,98	12,72	12,86
	t_3	14,57	12,97	14,18	14,13	14,24

Таким образом, в результате анализа выявлено, что уже при $N=5$ учёт перемычек необходим для получения более достоверных результатов. Лучшая сходимость с результатами электродинамического подхода наблюдается для случая учёта перемычек в виде отрезка связанной линии с ёмкостями.

3.1.4 Электродинамическое моделирование

Выполнено электродинамическое моделирование витка, позволяющее учесть частотные зависимости параметров материалов, высшие типы волн, потери на излучение и т.д. При этом учтены отводы для монтажа соединителей. Для моделирования построены модели при $N=2, 5, 10$ и 19 . Отметим, что при $N=19$ длина проводника с учётом перемычек и отводов составила 2650,61 мм. Итоговые геометрические модели для исходного витка и витка при $N=1, 2, 5$ и 10 показаны на рисунке 3.9, а при $N=19$ – на рисунке 3.10. Для уменьшения затрат на моделирование ширина опорного полигона по периметру моделей для всех случаев (кроме случая с $N=19$) принята равной 5 мм.

Для каждой модели вычислены частотные зависимости S -параметров, которые затем использованы для вычисления отклика на воздействие импульсом длительностью 900 нс с учётом потерь в проводниках, диэлектрике и на излучение. Вычисленные частотные зависимости S -параметров модели исходного витка показаны на рисунке 3.11, а витка при $N=2, 5, 10$ и 19 – на рисунке 3.12.

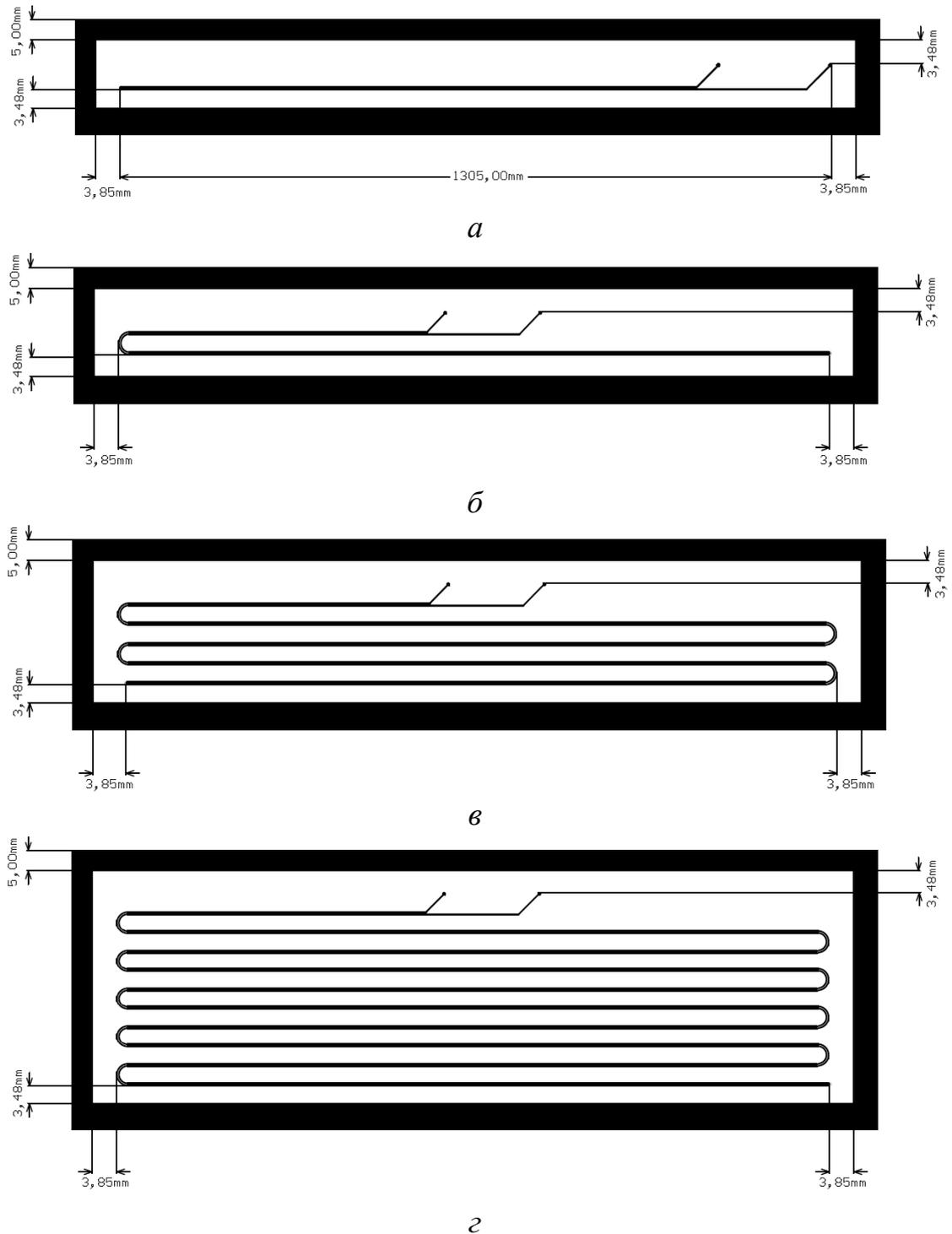


Рисунок 3.9 – Модели исходного витка (*a*) и витка при $N=2$ (*б*) 5 (*в*), 10 (*г*)

Из рисунка 3.11 видно, что частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ имеют многорезонансный характер, а полоса пропускания витка составляет 103,2 МГц. Вероятной причиной такой узкой полосы является рассогласование витка с трактом. Так же видно, что из-за рассогласования коэффициент отражения во всей полосе частот имеет достаточно высокие значения и достигает минус 1,3 дБ на частоте 267 МГц. С ростом частоты средние значения $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$

уменьшаются. Из зависимостей, представленных на рисунке 3.12, видно, что они существенно зависят от N : наблюдается изменение амплитуд и частот резонансов, но полоса пропускания при этом изменяется незначительно. При $N=19$ максимальный коэффициент $|S_{21}|$ меньше, чем для исходного витка и составляет минус 1,65 дБ.

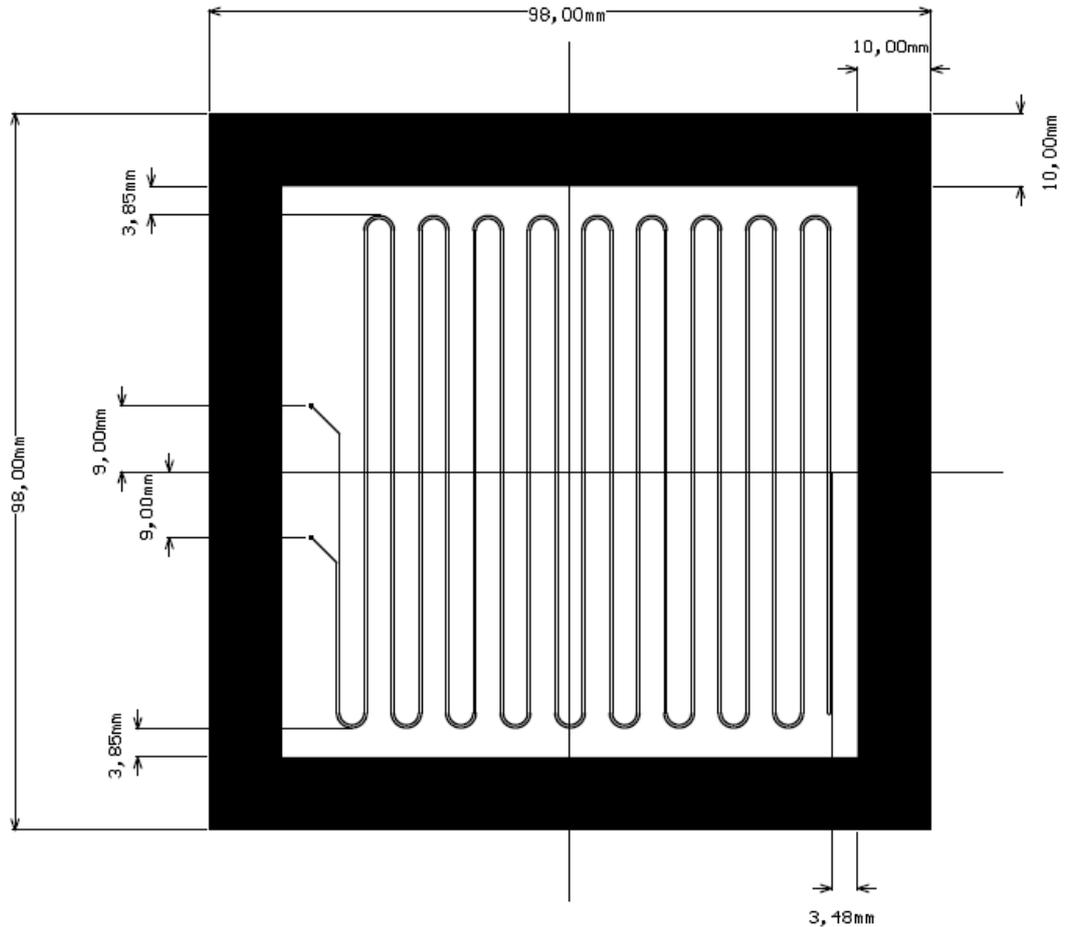


Рисунок 3.10 – Модель витка при $N=19$ на плате $100 \times 100 \text{ мм}^2$

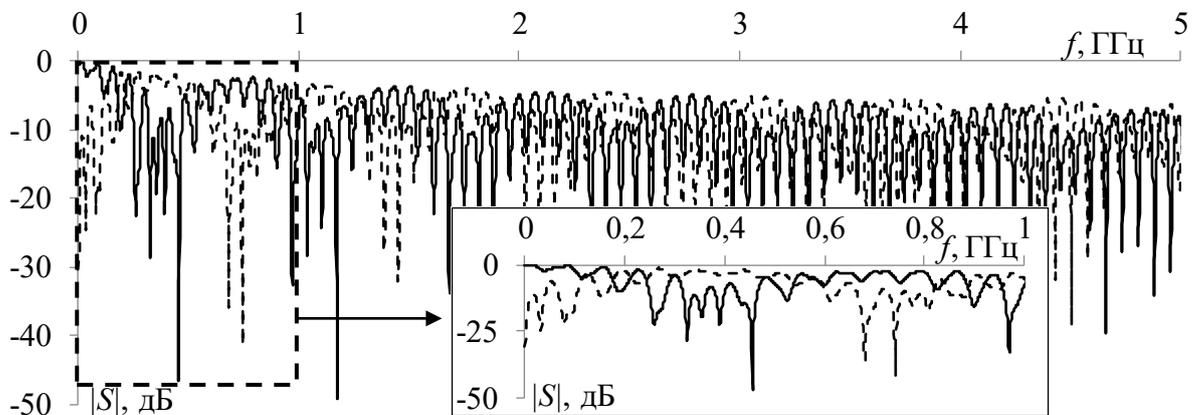
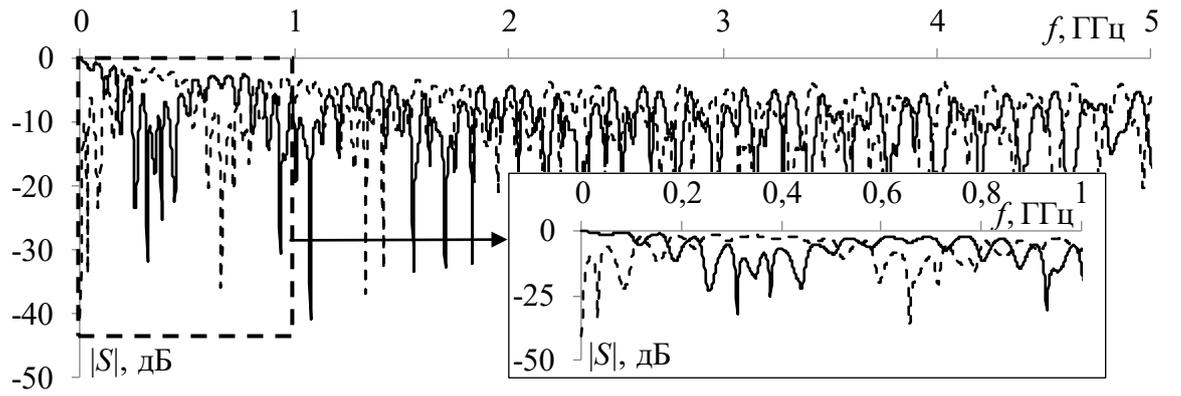
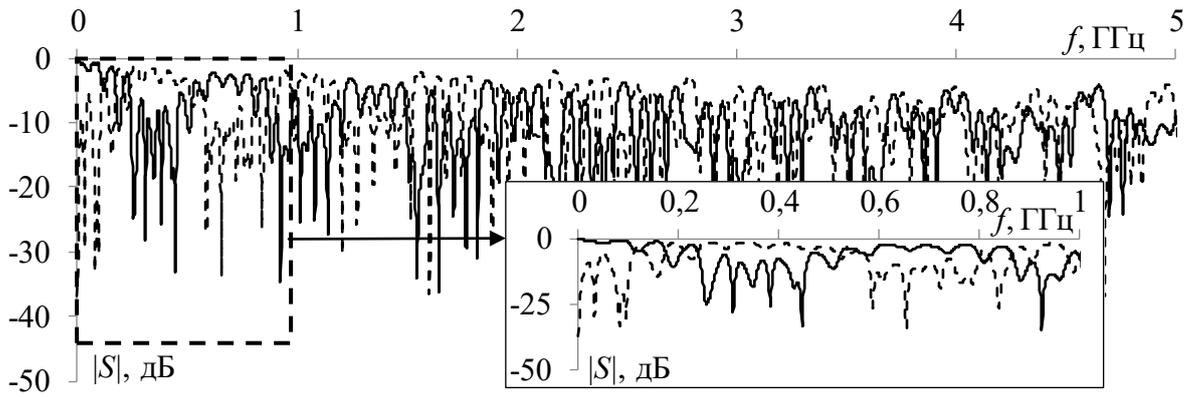


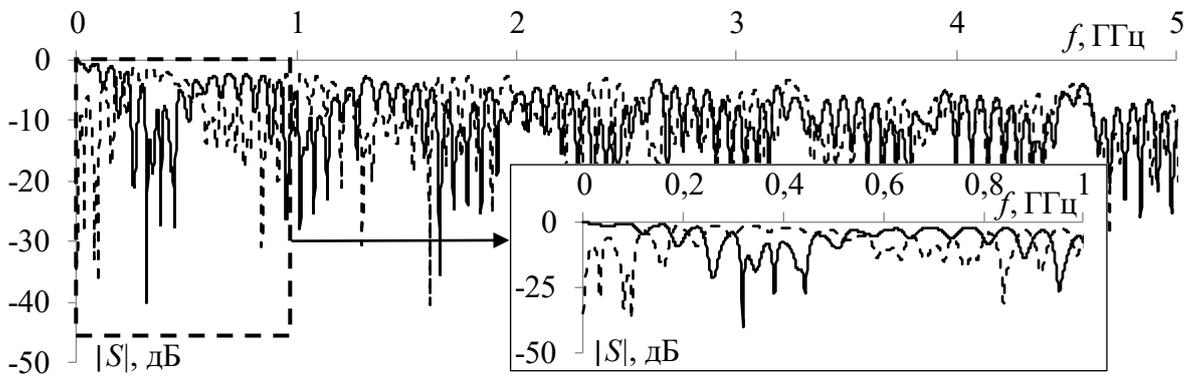
Рисунок 3.11 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (- -) и $|S_{21}|$ (—) исходного витка



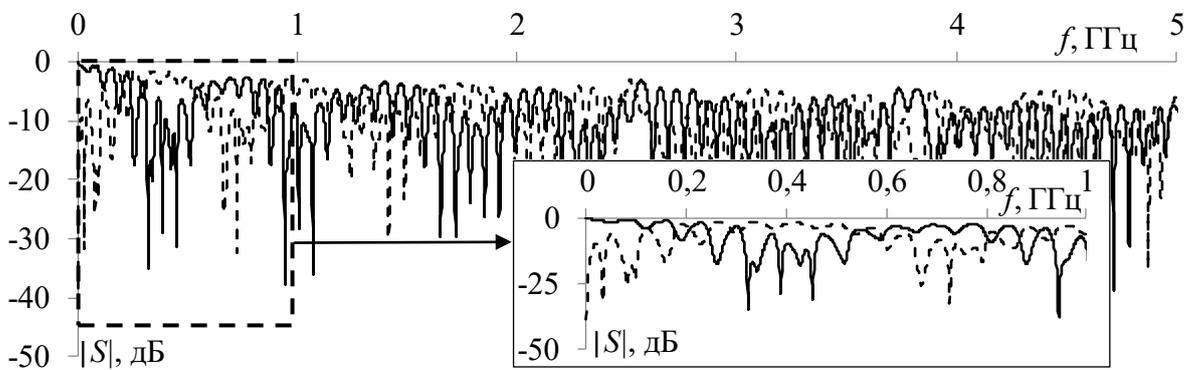
a



б



в



г

Рисунок 3.12 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (---) и $|S_{21}|$ (—) витка при $N=2$ (а), 5 (б), 10 (в) и 19 (г)

На рисунке 3.13 приведены результаты вычисления временного отклика в конце исходной линии на импульсное воздействие (параметры воздействия такие же, как при квазистатическом моделировании).



Рисунок 3.13 – Формы напряжения на входе (- -) и выходе (—) исходного витка

Как видно из рисунка 3.13, на выходе импульсы нечётной и чётной мод частично накладываются друг на друга. Амплитуда сигнала ниже, чем по результатам квазистатического моделирования, и составляет 198 мВ. Также заметна задержка перекрёстной наводки из-за особенностей расположения проводников (учет отводов для монтажа соединителей). Форма импульсов мод на выходе витка искажена влиянием потерь и дисперсией, длительность фронта и спада из-за этого увеличена, а плоской вершины, наоборот, уменьшена. Формы напряжения при разных N показаны на рисунке 3.14.

Результаты на рисунке 3.14 подтверждают результаты квазистатического моделирования: сигнал на выходе витка раскладывается на перекрёстную помеху, нечётную и чётную моды. Также на выход витка до импульсов мод приходят отражения. Амплитуда выходного сигнала уменьшается с ростом N и при $N=19$ составила 184 мВ (ослабление составило 3,26 раза). Также нужно подтвердить приход разнополярных импульсов до и после импульса чётной моды (как на рисунке 3.4). Для этого выполнено моделирование при длительности воздействия 300 пс, а его результаты показаны на рисунке 3.15.

Из результатов на рисунке 3.15 видно, что, как и при квазистатическом моделировании, приходят дополнительные импульсы до и после импульса чётной моды. Амплитуды положительного и отрицательного импульсов

составляют 30 и 36 мВ соответственно, что на 23 и 24 мВ меньше, чем при квазистатическом моделировании.

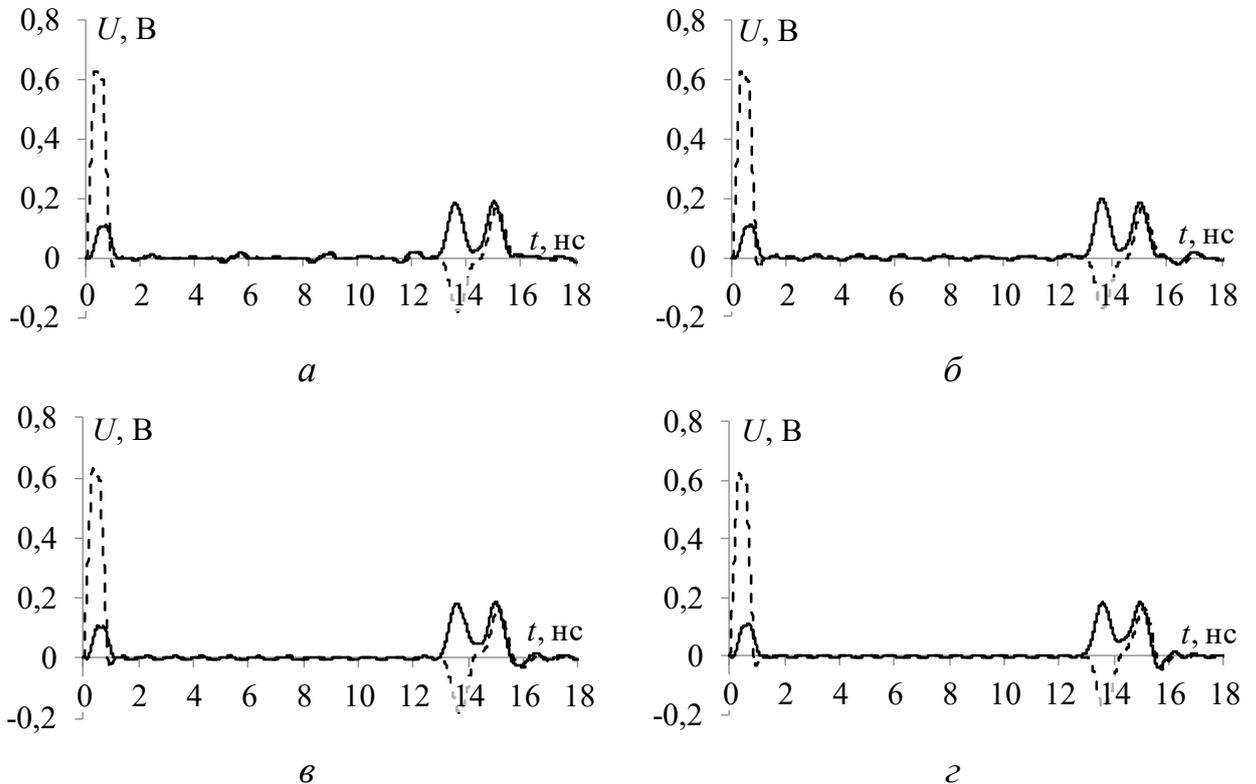


Рисунок 3.14 – Формы напряжения на входе (---) и выходе (—) витка при $N=2$ (а), 5 (б), 10 (в) и 19 (г)



Рисунок 3.15 – Формы напряжения на входе (---) и выходе (—) витка при $N=19$ и воздействии длительностью 300 пс

Таким образом, результаты электродинамического моделирования подтверждают полученные ранее. Отличия заключаются в более выраженном влиянии потерь, дисперсии и отражений, что дополнительно уменьшает амплитуду импульсов разложения на выходе витка, с трассировкой в виде меандра. Совокупность полученных результатов подтверждает возможность

сворачивания витка МЛ в меандр для его размещения на заданной площади печатной платы.

3.2 Уменьшение размеров витка меандровой линии на плате за счёт применения дополнительных заземленных проводников

Как показано в п. 3.1, виток МЛ можно разместить на заданной площади печатной платы за счёт его трассировки в виде меандра со слабой связью между неосновными полувитками. Однако возможно дополнительное уменьшение его размеров за счёт введения дополнительных заземленных проводников между неосновными полувитками [152]. Здесь представлены результаты анализа такой возможности на основе результатов моделирования разными подходами.

3.2.1 Модификация витка меандровой линии за счёт дополнительных проводников

Для оценки возможности уменьшения размеров витка МЛ на печатной плате рассмотрим поперечное сечение исходного витка (рисунок 3.2) и его модификацию за счёт добавления дополнительных заземленных проводников (рисунок 3.16, где w_2 – ширина дополнительного проводника, а s_2 – расстояние между крайним проводником неосновного витка и дополнительным).

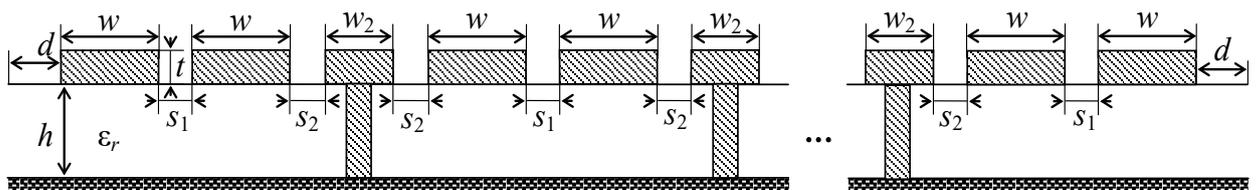


Рисунок 3.16 – Поперечное сечение меандровой линии, свернутой в меандр, с дополнительными заземленными проводниками

Модель модифицированного витка показана на рисунке 3.17. Схема его соединений такая же, как на рисунке 3.2б, поскольку дополнительные проводники с двух концов соединены с опорной плоскостью.

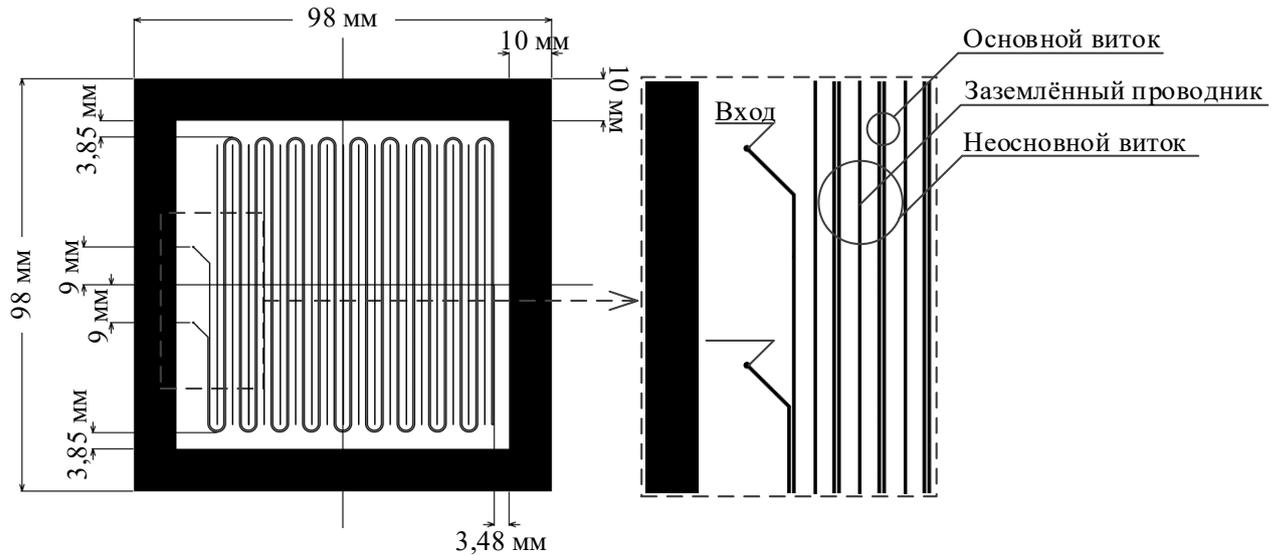


Рисунок 3.17 – Модель модифицированного витка при $N=19$ на плате $100 \times 100 \text{ мм}^2$

3.2.2 Взаимовлияния неосновного витка

Оценены коэффициенты K_C и K_L между близкими (от дополнительного проводника) проводниками витка. Эти коэффициенты для витка без дополнительных проводников такие же, как в п. 3.1. Поперечное сечение одного неосновного витка показано на рисунке 3.18. Рассмотрено 10 наборов w_2 и s_2 (таблица 3.2).

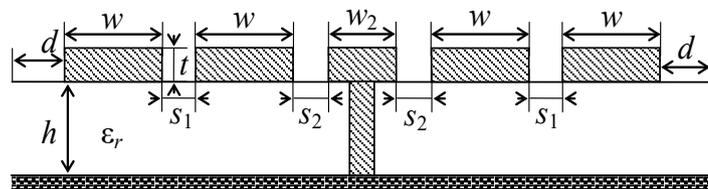


Рисунок 3.18 – Поперечное сечение одного неосновного витка с дополнительным заземленным проводником

Таблица 3.2 – Наборы параметров дополнительного проводника

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
w_2 , мкм	300					100				
s_2 , мкм	1200	900	600	300	100	1200	900	600	300	100

По выражениям из [159] вычислены коэффициенты K_C и K_L для каждого набора и сведены в таблицу 3.3. Из нее видно, что для случая $w_2=300$ мкм при уменьшении s_2 от 1600 до 100 мкм значение K_C возрастает в 7,65 раза, а K_L – в 2,5 раза. Для $w_2=100$ мкм увеличение K_C составило 17,9 раза, а K_L – в 5 раз. При этом уменьшение w_2 от 300 до 100 мкм при $w_2=1600$ мкм увеличивает K_C в

1,27 раза, а K_L – в 1,21 раза. При $w_2=100$ мкм увеличение значения K_C составило 2,96 раза, а K_L – в 2,12 раза.

Таблица 3.3 – Вычисленные значения коэффициентов K_C и K_L

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
K_C	0,0026	0,0039	0,0064	0,0118	0,0199	0,0033	0,0053	0,0103	0,0261	0,0591
K_L	0,0171	0,0228	0,0311	0,0427	0,0496	0,0207	0,0292	0,0435	0,0714	0,1051

Наибольший интерес с точки зрения уменьшения занимаемой площади представляют наборы 5 и 9. Для них расстояние между сигнальными проводниками (основного витка) составит 500 и 700 мкм соответственно. При сравнении K_C и K_L для каждого из наборов видно, что набор 5 более предпочтителен, чем набор 9, поскольку приводит к меньшим значениям коэффициентов при близких значениях расстояния между проводниками основного витка. Необходимо отметить, что выбор 10 набора избыточен, поскольку приводит к большим коэффициентам K_C и K_L , хотя и обеспечивает наименьшее расстояние между сигнальными проводниками. Отметим, что при наборе 5 ширина витка уменьшается на 2,5 мм на каждый виток со слабой связью и при $N=19$ общее уменьшение ширины составит 45 мм. При выборе набора 9 уменьшение составляет 2,3 мм на виток и на 41,4 мм при $N=19$. Таким образом, при любом из наборов можно получить либо существенное уменьшение размеров витка при исходной длительности воздействия, либо увеличить длительность сигнала (в 2 раза) при исходных размерах.

3.2.3 Влияние дополнительного проводника на форму напряжения

Сначала для наборов 1–10 выполнено квазистатическое моделирование временного отклика на выходе витка без дополнительного проводника и с ним при $N=2, 5, 10, 19$ на воздействие с э.д.с. 1 В и длительностью 1 нс. При квазистатическом моделировании нельзя учесть искажения из-за перекрестных связей между проводниками на скруглении витка. Поэтому длина одного полувитка со слабой связью изменяется так, чтобы обеспечить общую длину витка 2650,61 мм (как у исходного витка) при любом N . В качестве примера на

рисунке 3.19 показаны формы напряжения на выходе витка с дополнительным проводником и без него для набора 1 при разных N .

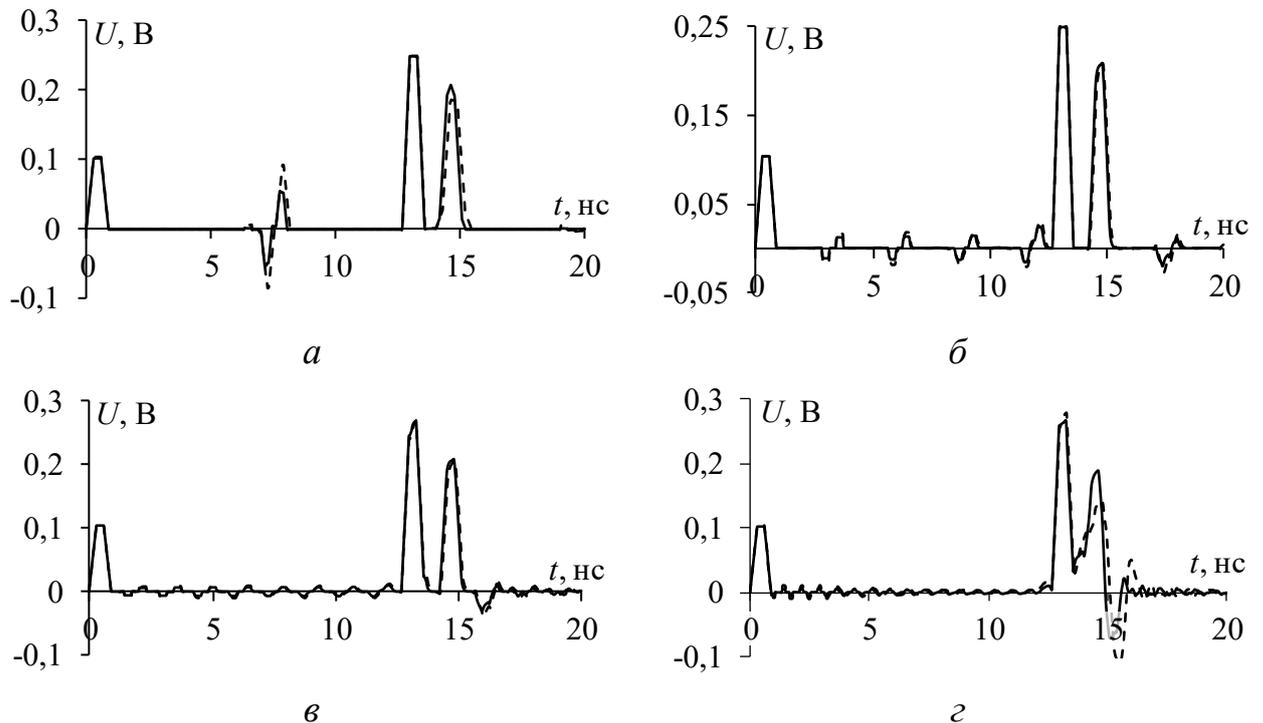


Рисунок 3.19 – Формы напряжения на выходе витка без дополнительного проводника (- -) и с ним (—) при $N=2$ (а), 5 (б), 10 (в) и 19 (г) для набора параметров 1

Из рисунка 3.19 видно, что при каждом N сигнал на выходе витка раскладывается на 3 составляющих. Также видно последовательное искажение формы напряжения для каждого из случаев. Отметим, что при увеличении N форма первого импульса (перекрестной помехи) во всех случаях не искажается. На спаде второго импульса наблюдаются искажения (уже при $N=10$) из-за наложения на его отраженных от концов полувитков составляющих. Примечательно, что отражения имеют наибольший уровень только при $N=2$, а при других N он уменьшается из-за увеличения количества отражений. С дополнительным проводником амплитуды отраженных составляющих ниже, чем без него. Поэтому искажения из-за отражений оказывают меньшее влияние, что видно из рисунка 3.19г. Схожие выводы сделаны для других наборов.

Затем оценено влияние потерь в проводниках и диэлектрике на формы напряжения на выходе с дополнительным проводником для всех наборов при $N=19$. Подход к вычислению потерь такой же, как в п. 3.1. Вычисленные формы

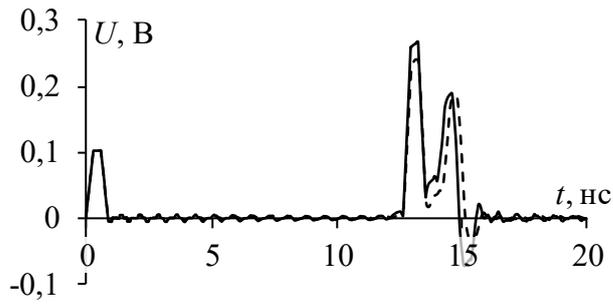
напряжения на выходе витка показаны на рисунке 3.20. Из всех форм напряжения видно, что потери не оказывают влияния на амплитуду и форму первого импульса. Как уже отмечалось ранее, это связано с тем, что этот импульс является наведенным из-за сильной электромагнитной связи и начинает проявляться одновременно с началом распространения основного сигнала (еще не искаженного потерями) по витку.

Также из рисунка 3.20 видно, что учет потерь приводит лишь к сглаживанию формы импульсов и дополнительному уменьшению их амплитуд, что характерно для реальных межсоединений. Отметим, что для наборов 1 и 6 (когда s_2 максимально) задержка чётной моды увеличивается. Несмотря на это, амплитуда третьего импульса не уменьшается (а для набора 6 – увеличивается) из-за влияния потерь для наборов 1 и 6, а для остальных наборов она уменьшается на 5–7%. Наконец, из представленных результатов видно, что потери не влияют на форму, но приводят к уменьшению амплитуды второго импульса, а значит и амплитуды выходного напряжения. В таблицу 3.4 сведены амплитуды напряжения без учета и с учетом потерь.

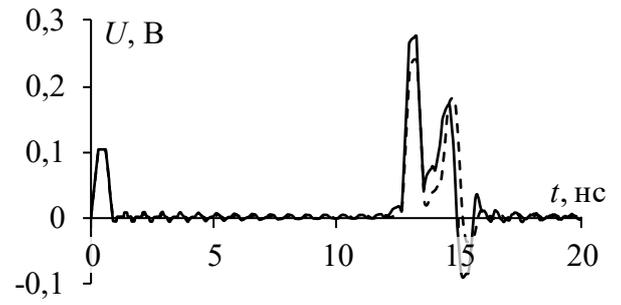
Таблица 3.4 – Амплитуды напряжения (мВ) на выходе витка для разных наборов дополнительных проводников без учета и с учетом потерь

№	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
$\delta, \%$	9,74	5,79	5,64	7,56	10,76	12	6,08	5,82	17,28	10,58

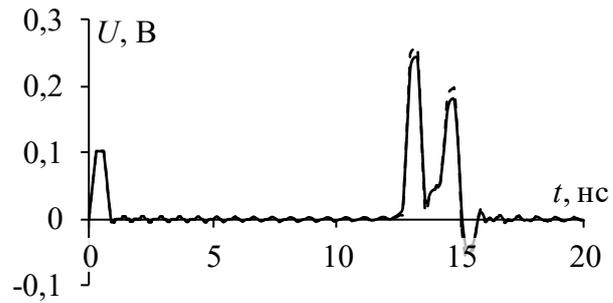
Из таблицы 3.4 видно, что из-за влияния потерь амплитуда напряжения на выходе витка уменьшается на 5–10%, а для некоторых наборов – на 17%. Несмотря на такое уменьшение, общая амплитуда оказывается высокой из-за того, что сигнал не раскладывается на моды. Наиболее предпочтительными с точки зрения минимальной амплитуды являются наборы параметров 1–3 и 6–8. Уменьшение ширины на один неосновной виток для них составит 300, 900 и 1500 мкм и 500, 1100 и 1700 мкм, что позволит уменьшить общую ширину витка на 5,4, 16,2 и 27 мм и 9, 19,8 и 30,6 мм при близких значениях амплитуды выходного сигнала.



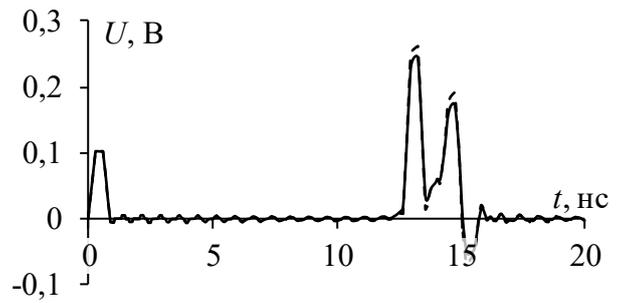
набор 1



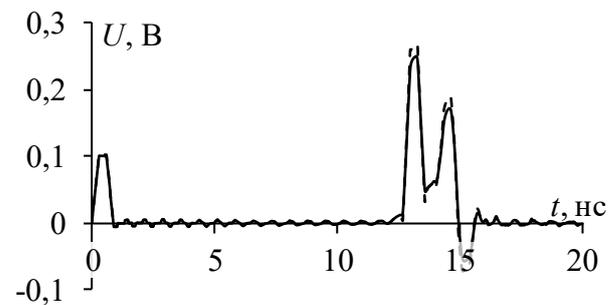
набор 6



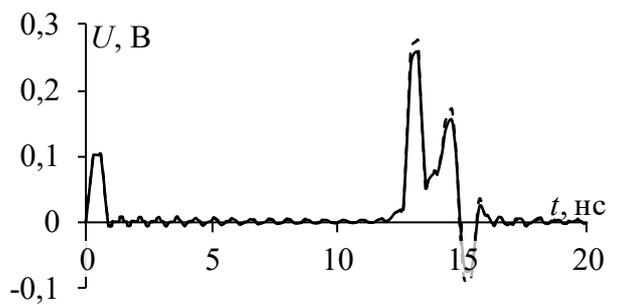
набор 2



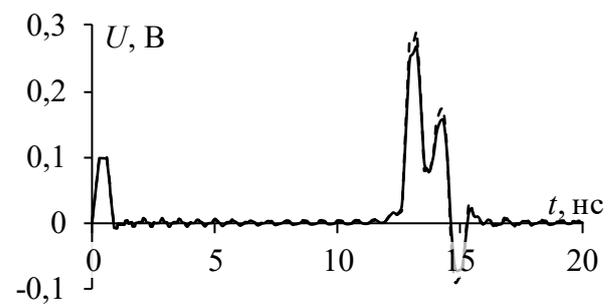
набор 7



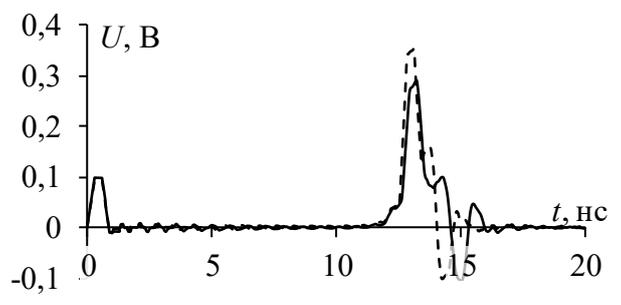
набор 3



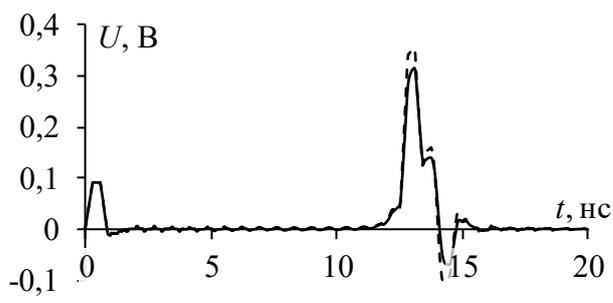
набор 8



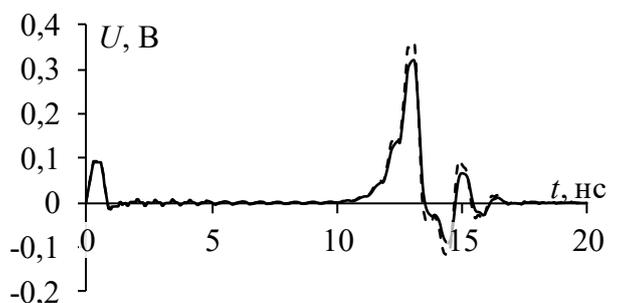
набор 4



набор 9



набор 5



набор 10

Рисунок 3.20 – Формы напряжения на выходе витка без учета потерь (---) и с потерями (—) при $N=19$

3.2.4 Подтверждение выявленных закономерностей с помощью электродинамического моделирования

Для подтверждения выявленных при квазистатическом моделировании закономерностей выполнено электродинамическое моделирование витка при $N=19$. Рассмотрены все 10 наборов параметров. При электродинамическом моделировании строится трехмерная модель витка, поэтому можно учесть длину перемычек на концах неосновных витков. Этот учет необходим, поскольку изменение w_2 и s_2 приводит к уменьшению длины перемычек, а это ведет к уменьшению общей длины сигнального проводника l .

Для обеспечения постоянной $l=2650,61$ мм для каждого из наборов параметров вычисляется длина прямого участка проводника, как разность l и суммы длин перемычек неосновных витков и общей длины проводников первого витка. При этом длина перемычки внешнего проводника (l_{out}) вычисляется по выражению

$$l_{out} = \frac{1}{2} \pi (2s_2 + 2s_1 + 3w + w_2), \quad (3.2)$$

а внутреннего (l_{in}) –

$$l_{in} = \frac{1}{2} \pi (2s_2 + w + w_2). \quad (3.3)$$

Длина перемычки последнего полувитка вычисляется как длина полуокружности, соединяющая середины проводников витка

$$l_{end} = \frac{1}{2} \pi \cdot (s_1 + w). \quad (3.4)$$

Полученные формы напряжения показаны на рисунке 3.21. Из них видно, что амплитуда импульса перекрестной помехи при электродинамическом моделировании выше в среднем на 15–20%. Это различие объяснить однозначно сложно, поскольку она не распространяется по витку, а отражения, потери и дисперсия практически не оказывают влияния на него. Одной из возможных причин является более строгий учет связи между проводниками. Увеличение времени (до 0,5 нс) прихода мод вызвано наличием проводных

отводов (одиночных отрезков) у электродинамической модели. Влияние на увеличение задержек также оказывает затягивание фронта и спада импульсов из-за чего их формы становятся близкими к треугольной. При моделировании электродинамическим подходом амплитуды импульсов мод ниже, чем при квазистатическом. Причем, в отличие от квазистатического моделирования, более существенное влияние потери оказывают на импульс нечётной моды. Отметим, что именно его амплитудой ранее определялось ослабление сигнала. Также отметим, что уменьшение s_2 ведет к уменьшению разности задержек импульсов мод и уменьшению амплитуды чётной моды. Наложение импульсов мод приводит к последовательному росту амплитуды нечётной моды так, что для набора 8 она определяет амплитуду выходного сигнала. Таким образом, результаты полноволнового анализа показывают большее уменьшение амплитуды импульсного воздействия на практике из-за потерь и дисперсии. В таблицу 3.5 сведены амплитуды выходного напряжения для рассмотренных наборов, полученные при моделировании разными подходами.

Таблица 3.5 – Амплитуды напряжения (мВ) на выходе витка, полученные разными подходами для разных наборов

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Квазистатический	241	244	251	269	315	242	247	259	292	321
Электродинамический	184	179	181	217	233	181	175	187	237	232

Из таблицы 3.5 видно, что результаты моделирования двумя подходами отличаются на 23–29%, а амплитуда напряжения для наборов 1–3 и 6–8 не превышает 187 мВ (ослабление более 3 раз). Таким образом, в результате полноволнового моделирования подтверждаются выявленные закономерности подавления импульсного воздействия, полученные ранее при квазистатическом моделировании. Использование одного из этих наборов позволит уменьшить размеры витка на плате с сохранением свойств ослабления импульсных СШП помех. Между тем, более предпочтительны наборы 6–8, поскольку при близком ослаблении позволяют обеспечить меньшую ширину витка на плате. Её максимальное уменьшение соответствует набору 8 и составляет 30,6 мм (45% от исходной ширины 67,3 мм).

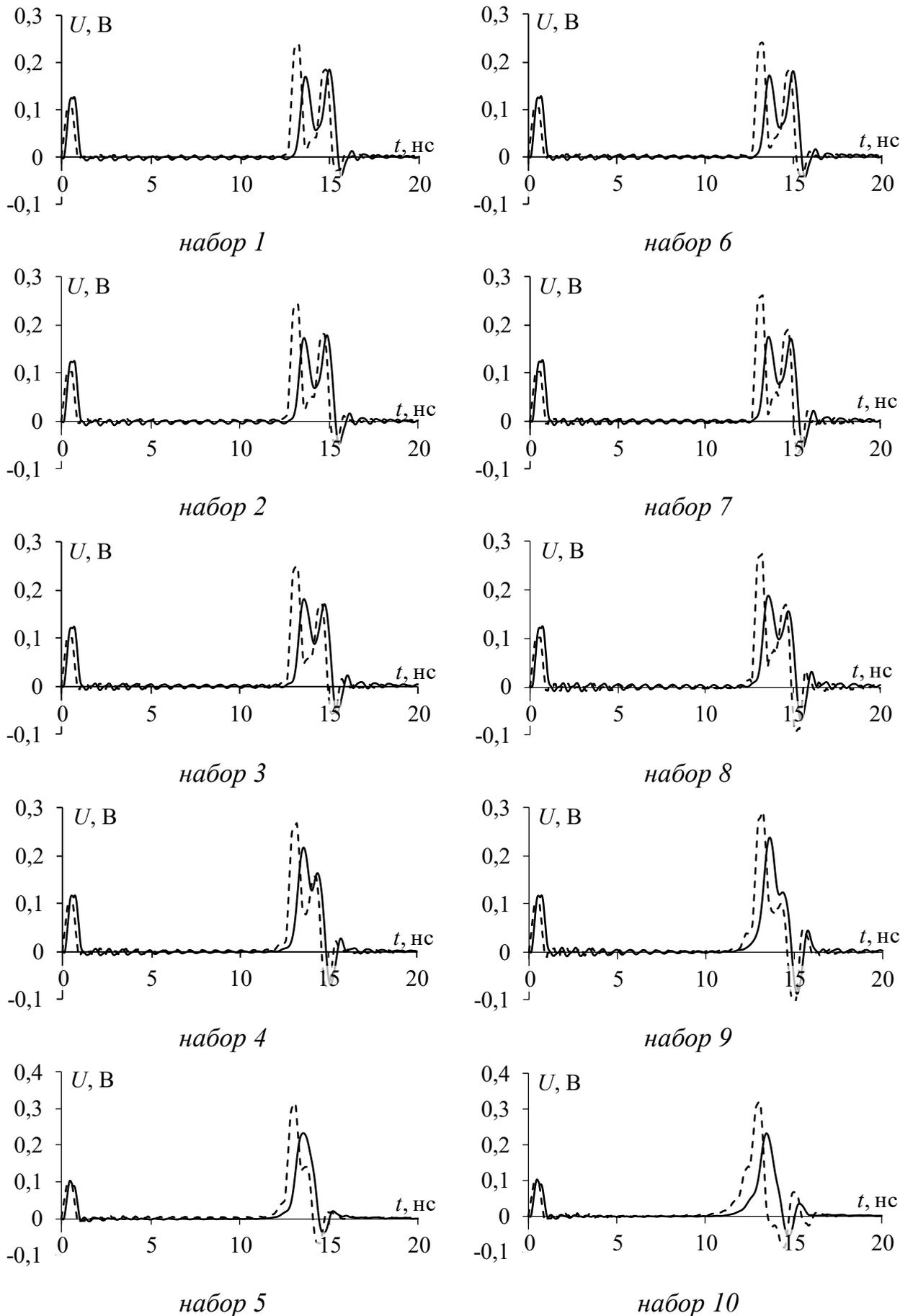


Рисунок 3.21 – Формы напряжения на выходе МЛ, полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования

Таким образом, совокупность и сходимость результатов моделирования разными подходами подтверждает возможность применения дополнительных заземленных проводников для уменьшения размеров витка МЛ на плате. На рассмотренном примере показана возможность уменьшения на 45% ширины витка МЛ по сравнению с исходной.

3.3 Увеличение ослабления амплитуды импульсного сигнала за счёт асимметрии поперечного сечения витка меандровой линии

Здесь оценена возможность увеличения ослабления импульсных СШП помех за счёт влияния асимметрии поперечного сечения витка МЛ. Предложена методика проектирования устройств на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением [153]. В её основе лежит комплекс аналитических и численных методов для анализа во временной области и оптимизации. Апробация методики и оценки влияния асимметрии выполнены на примере витка МЛ на основе МПЛ.

3.3.1 Разработка методики проектирования полосковых устройств с асимметричным поперечным сечением

Как показано в п. 2.2.3, на выход витка МЛ с асимметричным поперечным сечением (рисунок 2.10) приходят 4 импульса разложения. Из-за асимметрии поперечного сечения, кроме основных, также распространяется дополнительный импульс с задержкой, которая определяется линейной комбинацией задержек мод. Дополнительный импульс является ресурсом для увеличения ослабления импульсных СШП помех, поскольку увеличение его амплитуды приводит к уменьшению амплитуды импульсов мод, а значит, увеличению ослабления. В п. 2.2.3 также показано, что для разложения импульсного воздействия в витке со схемой из рисунка 2.1б нужно обеспечить приход каждого импульса последовательности не ранее окончания предыдущего. Для этого выбором параметров и длины витка должно быть обеспечено условие (2.3). Еще одним условием является минимизация отражений от ближнего конца витка (1.3).

В п. 3.1 предложен подход для проектирования витка МЛ на заданной площади печатной платы, который заключается в сворачивании витка в меандр со слабой связью между неосновными витками. Поперечное сечение такого меандра показано на рисунке 3.22 (где связь определяется выбором s_2).

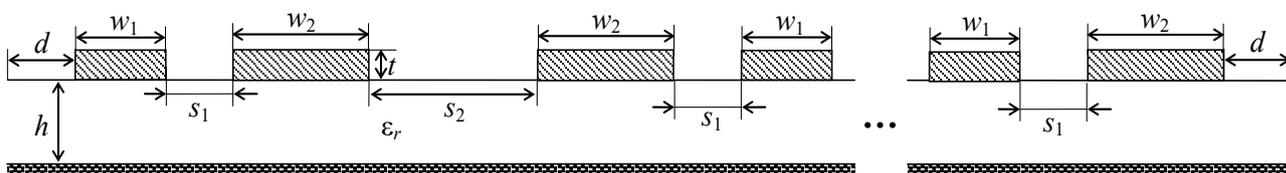


Рисунок 3.22 – Поперечное сечение витка, свернутого в меандр со слабой связью

В п. 3.1 и 3.2 представлены результаты оценок влияния различных факторов на искажение формы импульсного сигнала на входе витка МЛ, которые получены в результате численного моделирования разными методами. Таким образом, процесс проектирования является поэтапным: на каждом этапе целесообразно применение того или иного численного метода для анализа, чтобы оптимизировать процесс проектирования и минимизировать временные затраты. Поэтому нужно обосновать выбор методов для вычисления и анализа временного отклика, приведенных в п. 1.4, на каждом из этапов проектирования и предложить методику такого проектирования с их помощью.

Как было отмечено ранее, электродинамическое (или полноволновое) моделирование является заключительным этапом перед изготовлением прототипа и его измерений, так как требует высоких вычислительных затрат. Для этого целесообразно использовать систему EMPro [134], где для моделирования объемных структур применяется FDTD [125]. На более раннем этапе анализа целесообразно использовать простой, но эффективный квазистатический подход, основанный на применении MoM, хорошо зарекомендовавшего себя при решении задач электромагнитного поля [123]. Для такого моделирования может быть использована система TALGAT [132]. Наконец, для самых грубых оценок на предварительном этапе анализа целесообразно использовать аналитический метод расчёта отклика [107], основанный на моделях из [106]. Для оценки влияния устройств защиты на

характеристики СШП воздействия после его разложения, целесообразно использовать N -нормы (таблица 1.1) [136].

На основе подходов к анализу, описанных выше, предлагается методика проектирования полосковых устройств защиты от импульсных СШП помех на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением. Она состоит из следующих этапов.

1. Задание параметров подложки и окончаний $R1$ и $R2$, формы э.д.с. $E(t)$ воздействия и требуемой площади S на печатной плате.

2. Параметрическая оптимизация поперечного сечения витка по критерию обеспечения условий (1.3) и (2.3), обеспечивающих последовательный приход составляющих отклика и минимизацию отражений от ближнего конца витка.

3. Параметрическая оптимизация по критерию минимальной амплитуды напряжения на выходе витка (норма N_1) с помощью аналитической модели временного отклика [107].

4. Оптимизация структуры витка, свернутого в меандр со слабой связью между неосновными витками, для размещения на заданной площади S .

5. Численное моделирование формы напряжения на выходе моделей устройств с оптимальными параметрами с учётом потерь квазистатическим и/или электродинамическим подходом.

6. Повторное выполнение п. 3–6 по критерию минимизации норм N_2 – N_5 для заданного воздействия (при необходимости).

Далее будут представлены результаты апробации методики на примере витка МЛ на основе МПЛ.

3.3.2 Влияние асимметрии поперечного сечения

витка меандровой линии на ослабление импульсного сигнала

Для апробации методики выполнено проектирование витка МЛ с боковой (на основе МПЛ) и лицевой связью и анализ влияния асимметрии на уменьшение амплитуды выходного сигнала.

3.3.2.1 Виток с боковой связью

В соответствии с первым шагом методики определены исходные данные. В качестве основы печатной платы выбран материал Arlon AD1000 с толщиной $h=0,508$ мм (толщина фольги $t=18$ мкм), $\varepsilon_r=10,2\pm 0,35$ и $\tan\delta=0,0023$ на частоте 10 ГГц. В качестве воздействия взят импульс с длительностью $t_\Sigma=900$ пс. Сопротивления приняты $R1=R2=50$ Ом, а площадь – $S=80\times 80$ мм².

Затем выполнена оптимизация параметров витка (рисунок 2.10б) по критериям (1.3) и (2.3). Варьировались ширина сигнальных проводников (w_1 и w_2), расстояние между ними (s), а также длина витка l . В результате получены и сведены в таблицу 3.6 два набора (далее 1 и 2) параметров, обеспечивающие условия (1.3) и (2.3). Набор 2 выбран для демонстрации влияния асимметрии на амплитуду дополнительного импульса и общего ослабления выходного сигнала. Кроме того, в таблицу 3.6 сведены вычисленные матрицы **L** и **C**, а также $(Z_c Z_d)^{0,5}$. Отклонение $(Z_c Z_d)^{0,5}$ от 50 Ом составило около 5% для каждого из наборов.

Таблица 3.6 – Оптимальные наборы параметров витка

№	w_1 , мкм	w_2 , мкм	s , мкм	l , мм	L , нГн/м	C , пФ/м	$(Z_c Z_d)^{0,5}$, Ом
1	500	1000	600	1209	$\begin{bmatrix} 409,5 & 54,3 \\ 54,3 & 293,4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 179,5 & -12,7 \\ -12,7 & 271,6 \end{bmatrix}$	47,58
2	500	3000	600	749,5	$\begin{bmatrix} 405,6 & 30,3 \\ 30,3 & 144,5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 179,5 & -13,3 \\ -13,3 & 632,1 \end{bmatrix}$	47,46

Затем выполнен аналитический расчёт временного отклика с помощью модели из [107]. Для сопоставления его результатов выполнено и численное моделирование. При квазистатическом моделировании не учитывалась перемычка между проводниками, но при электродинамическом моделировании она учитывалась. На рисунке 3.23 показаны формы напряжения на выходе витка, полученные аналитически и в результате численного моделирования.

Из рисунка 3.23 видно, что формы напряжения качественно согласуются, поскольку представлена 4 импульсами разложения, но есть количественные отличия результатов электродинамического моделирования от остальных.

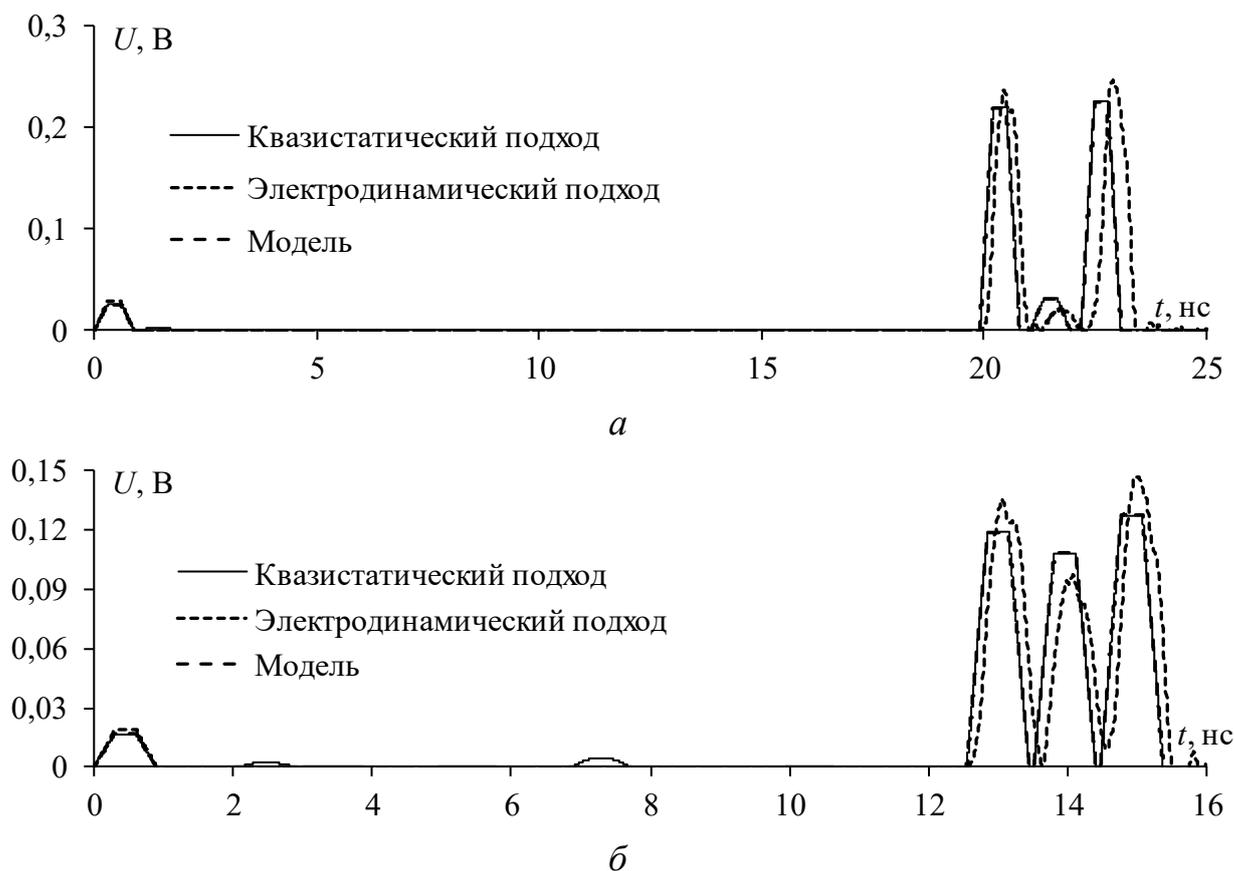


Рисунок 3.23 – Формы напряжения на выходе витка, вычисленные разными подходами, для наборов 1 (а) и 2 (б)

Для их сравнения в таблицу 3.7 сведены амплитуды и задержки каждого из основных импульсов. Также из сравнения результатов для наборов 1 и 2 видно, что увеличение асимметрии привело к увеличению в 4,6 раза амплитуды дополнительного импульса и уменьшению остальных, что позволило увеличить ослабление с 2,8 до 4,2 раза (по результатам электродинамического анализа).

Таблица 3.7 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для наборов 1 и 2, полученные разными подходами

Набор	Метод	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
1	Модель [107]	26	0,15	220	20,05	32	21,19	226	22,36
	Квазист.	26	0,15	220	20,05	32	21,19	226	22,36
	Электродин.	31	0,15	236	20,25	21	21,46	244	22,79
2	Модель [107]	17	0,15	118	12,7	108	13,66	128	14,63
	Квазист.	17	0,15	118	12,7	108	13,67	128	14,63
	Электродин.	18	0,15	134	12,82	96	13,79	146	14,76

Из таблицы 3.7 видно, что результаты, полученные аналитически и в TALGAT, полностью совпадают для двух наборов. Также отметим приемлемое отличие задержек, полученных при электродинамическом моделировании,

которое для наборов 1 и 2 не превышает 1,4%. Однако отличие амплитуд дополнительного импульса при этом достигает 52% для набора 1 и 12,5% для набора 2. Отметим, что ослабление сигнала на выходе витка определяется импульсами мод, а их отклонение не превышает 5,7 и 12,3% для наборов 1 и 2 соответственно. Это подтверждает возможность применения аналитического расчёта формы напряжения при оптимизации для получения быстрых оценок на раннем этапе проектирования.

Затем выполнена оптимизация структуры витка для его размещения на площади $S=80\times 80$ мм². Поскольку запланировано изготовление прототипов, то учтены отводы для включения витка в тракт. В итоге исходный виток для набора 1 свернут в меандр из 17 неосновных полувитков, а для набора 2 – из 11 (рисунок 3.24). Поперечное сечение устройств соответствует рисунку 3.22. После оптимизации расстояние между неосновными витками (s_2) и длина каждого из них (l_i) составили $s_2=2$ мм и $l_i=71,12$ мм и $s_2=2,3$ мм и $l_i=68,14$ мм для наборов 1 и 2 соответственно.

Выполнено численное моделирование формы напряжения на выходе моделей витка из рисунка 3.22 с потерями. Полученные формы напряжения показаны на рисунке 3.25.

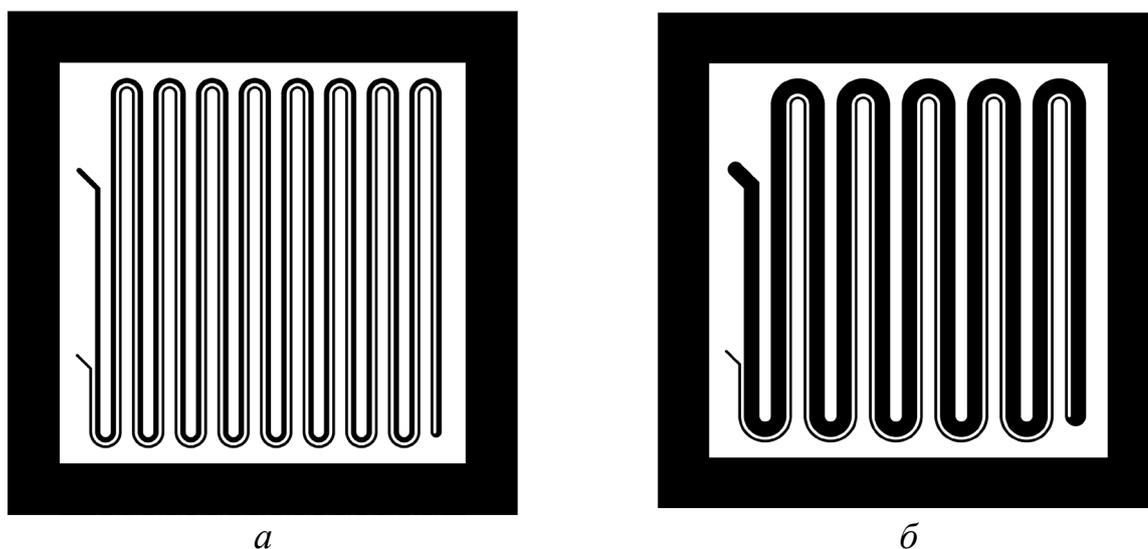


Рисунок 3.24 – Вид сверху модели витка для наборов параметров 1 (а) и 2 (б)

При электродинамическом моделировании можно учесть отводы для включения устройства в тракт, поэтому при квазистатическом моделировании

учёт их влияния выполнен с помощью дополнительной задержки входного воздействия. Для наборов 1 и 2 она составила 357,4 и 384,7 пс соответственно. Из результатов видно, что потери приводят к сглаживанию форм импульсов из-за затягивания фронта и спада. Между импульсами 1 и 2 наблюдаются искажения, вызванные отражениями сигнала от неоднородностей из-за перемычек между неосновными полувитками. Результаты разных методов согласуются, однако для набора 1 согласование лучше как по амплитуде, так и по задержке импульсов, а для набора 2 более существенные различия могут быть вызваны влиянием отражений.

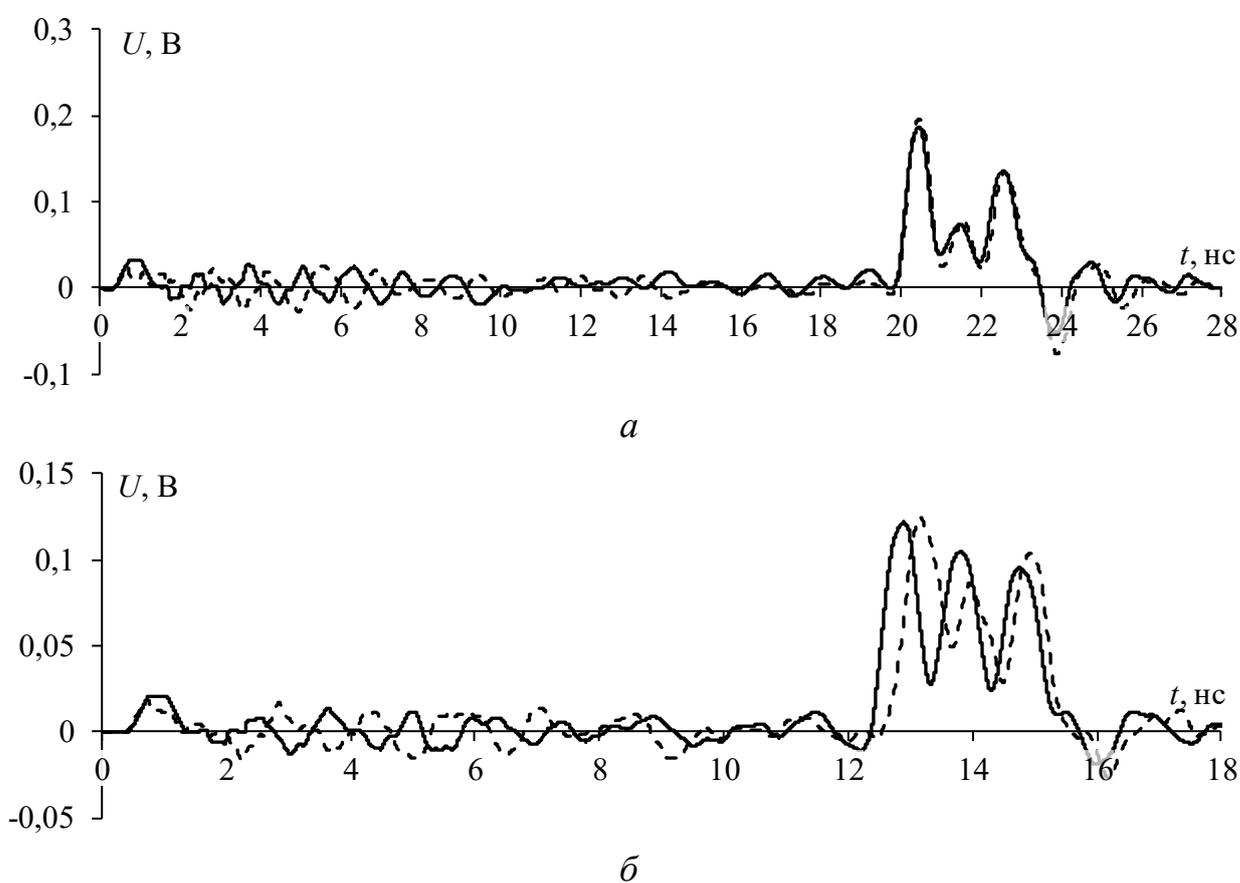


Рисунок 3.25 – Формы напряжения на выходе свернутого витка, полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования, для наборов 1 (а) и 2 (б)

Для количественного сравнения, в таблицу 3.8 сведены амплитуды и задержки составляющих временного отклика. Отметим, что увеличение асимметрии позволяет существенно уменьшить амплитуду основных составляющих, что даёт рост ослабления в 1,57 раза.

Таблица 3.8 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для наборов параметров 1 и 2, полученные разными подходами

Набор	Подход	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
1	Квазистатический	26	0,51	188	20,09	74	21,05	136	22,18
	Электродинамический	24	0,53	196	20,14	79	21,2	134	22,28
2	Квазистатический	20	0,6	122	12,56	104	13,48	95	14,46
	Электродинамический	18	0,56	125	12,89	85	13,68	104	14,63

Из таблицы 3.8 видно, что для наборов 1 и 2 различие задержек менее 3,7 и 11,1%, а амплитуд – 8 и 22% соответственно. Различия амплитуд для набора 1 наблюдаются для первого импульса, а для набора 2 – для третьего. Несмотря на выявленные различия, согласованность результатов приемлема.

На следующем этапе выполнена оценка характеристик воздействия до и после его разложения в витке с помощью N -норм (таблица 3.9).

Таблица 3.9 – Вычисленные N -нормы для наборов параметров 1 и 2

Набор	Подход	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
	Исходное воздействие	0,5	1,83	3,13	3,13	11,2
1	Квазистатический	0,19	0,53	3,82	5,4	5,97
	Электродинамический	0,196	0,556	3,018	5,662	6,106
2	Квазистатический	0,13	0,37	2,25	3,23	4,27
	Электродинамический	0,125	0,34	2,668	4,081	4,338

Из таблицы 3.9 видно, что нормы, вычисленные для формы напряжения, полученной разными методами, хорошо согласуются. Наибольшее уменьшение N_1 получено для набора 2 за счёт более высокой амплитуды дополнительного импульса. Уменьшение нормы N_2 вызвано уменьшением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь на сглаживание формы импульсов. Для N_3 и N_4 существенного уменьшения не наблюдается, они могут даже увеличиваться. Это связано с тем, что из-за влияния потерь на сглаживание форм импульсов происходит увеличение их ширины с их наложением. Из-за этого также наблюдается не столь существенное уменьшение N_5 .

Таким образом, совокупность полученных результатов подтверждает возможность дополнительного ослабления СШП помех в витке МЛ за счёт асимметрии его поперечного сечения. Выявлено, что увеличение асимметрии за счёт увеличения ширины одного из проводников витка позволяет существенно (до 1,57 раза) увеличить ослабление импульсного сигнала.

3.3.2.2 Виток с лицевой связью

Затем выполнена апробация методики на примере витка МЛ с лицевой связью. Рассмотрен виток с одним (рисунок 2.10б) и двумя (рисунок 3.26) опорными проводниками (далее виток 1 и 2). В качестве основы выбран материал Arlon AD1000 с теми же толщиной диэлектрика и фольги, что и для витка на основе МПЛ. Параметры воздействия и окончаний приняты такими же, как при моделировании витка на основе МПЛ. Поскольку у витка с лицевой связью опорные проводники выполнены не в виде полигонов, то их строгое измерение в ТЕМ-камере затруднительно. Поэтому площадь $S=100 \times 100 \text{ мм}^2$.

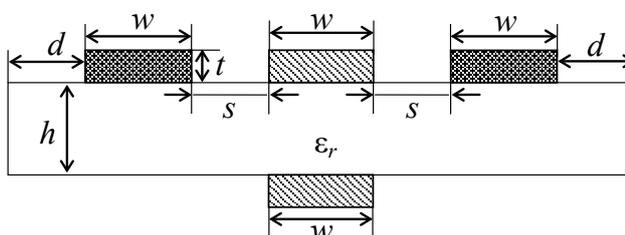


Рисунок 3.26 – Поперечное сечение витка МЛ с лицевой связью и двумя опорными проводниками

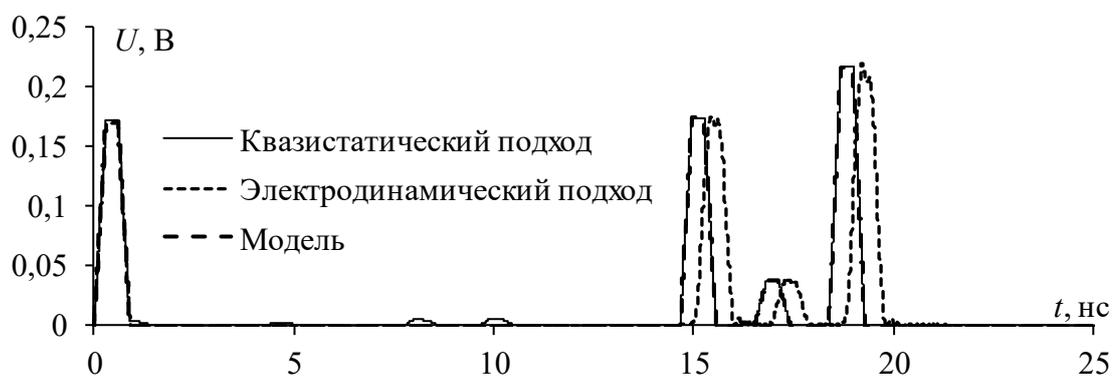
Выполнена оптимизация по критерию выполнения условий (1.3) и (2.3). В витке с одним опорным проводником обеспечить условие (1.3) трудно из-за фиксированных параметров h , ϵ_r и t . Поэтому при его оптимизации принято отклонение $R1$ и $R2$ не более 10 Ом. Полученные параметры и вычисленные для них матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} , а также $(Z_c Z_d)^{0,5}$ сведены в таблицу 3.10. Видно, что введение дополнительного проводника позволило увеличить общую длину витка и уменьшить отклонение $(Z_c Z_d)^{0,5}$ от сопротивления тракта с 20 до 0,2%.

Таблица 3.10 – Полученные наборы параметров витков 1 и 2 с лицевой связью

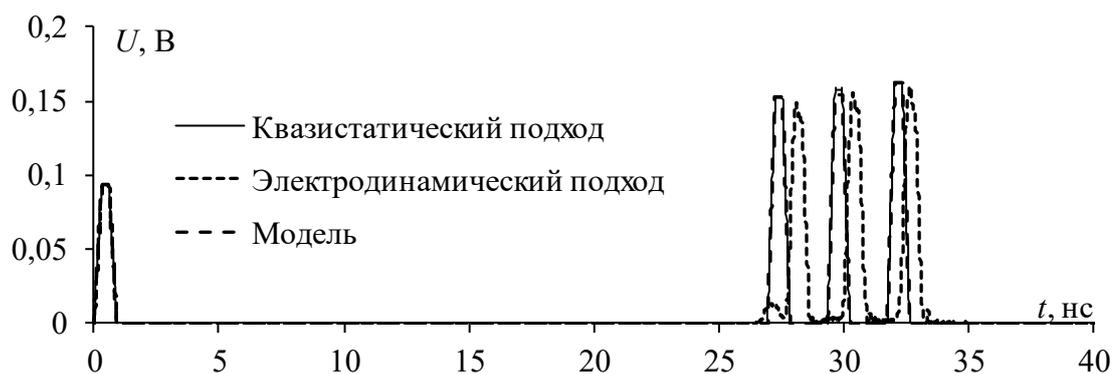
Виток	w , мкм	s , мкм	l , мм	\mathbf{L} , нГн/м	\mathbf{C} , пФ/м	$(Z_c Z_d)^{0,5}$, Ом
1	500	200	1036,5	$\begin{bmatrix} 580,4 & 358,2 \\ 358,2 & 712,8 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 167,4 & -110,5 \\ -110,5 & 155,8 \end{bmatrix}$	60
2	350	200	1815,7	$\begin{bmatrix} 410,1 & 151,4 \\ 151,4 & 579,9 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 165,5 & -64,2 \\ -64,2 & 143,2 \end{bmatrix}$	49,9

Выполнены аналитическое вычисление и численное моделирование формы выходного напряжения (рисунок 3.27). Видно, что они накладываются друг на друга по результатам вычислений аналитически и квазистатическим подходом,.

Отличия результатов электродинамического подхода видно по дополнительной задержке составляющих и искажению их формы. В отличие от витка на основе МПЛ, амплитуды импульсов для электродинамического моделирования практически совпадают с амплитудами других подходов. В таблицу 3.11 для сопоставления сведены параметры импульсов на выходе витков 1 и 2.



а



б

Рисунок 3.27 – Формы напряжений на выходе витков 1 (а) и 2 (б), полученные разными методами

Таблица 3.11 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для витков 1 и 2, полученные разными подходами

Виток	Метод	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
1	Модель [107]	171,77	0,151	173,9	14,81	37,8	16,67	217,19	18,53
	Квазист.	172,46	0,15	173,96	14,81	37,81	16,67	217,24	18,83
	Электродин.	170,4	0,15	174,71	15,21	39	17,1	219,6	18,99
2	Модель [107]	93,59	0,16	152,34	27,1	158,38	29,5	163	31,9
	Квазист.	93,56	0,16	152,27	27,1	154,81	29,5	162,79	31,9
	Электродин.	91,97	0,18	148,26	27,87	155,65	30,14	160,11	32,4

Из таблицы 3.11 видно, что задержки и амплитуды, вычисленные по модели и квазистатическим подходом, незначительно отличаются. Кроме этого, видно, что добавление дополнительного опорного проводника и оптимизация

ширины проводника приводит практически к равенству амплитуд импульсов разложения и уменьшению амплитуды выходного сигнала с 219,6 до 160,1 мВ по результатам электродинамического моделирования. Однако из-за этого уменьшается разность погонных задержек мод на 0,22 нс по сравнению с витком 1. Между тем благодаря увеличению общей длины линии 2, в ней возможно разложение импульсов с общей длительностью до 2,4 нс.

Выполнена оптимизация витков 1 и 2 для их размещения на площади $S=100\times 100\text{ мм}^2$. При разработке моделей на них также размещены контактные площадки для монтажа соединителей. В результате виток 1 свернут в меандр из 11 неосновных полувитков, а виток 2 – из 20 (рисунок 3.28).

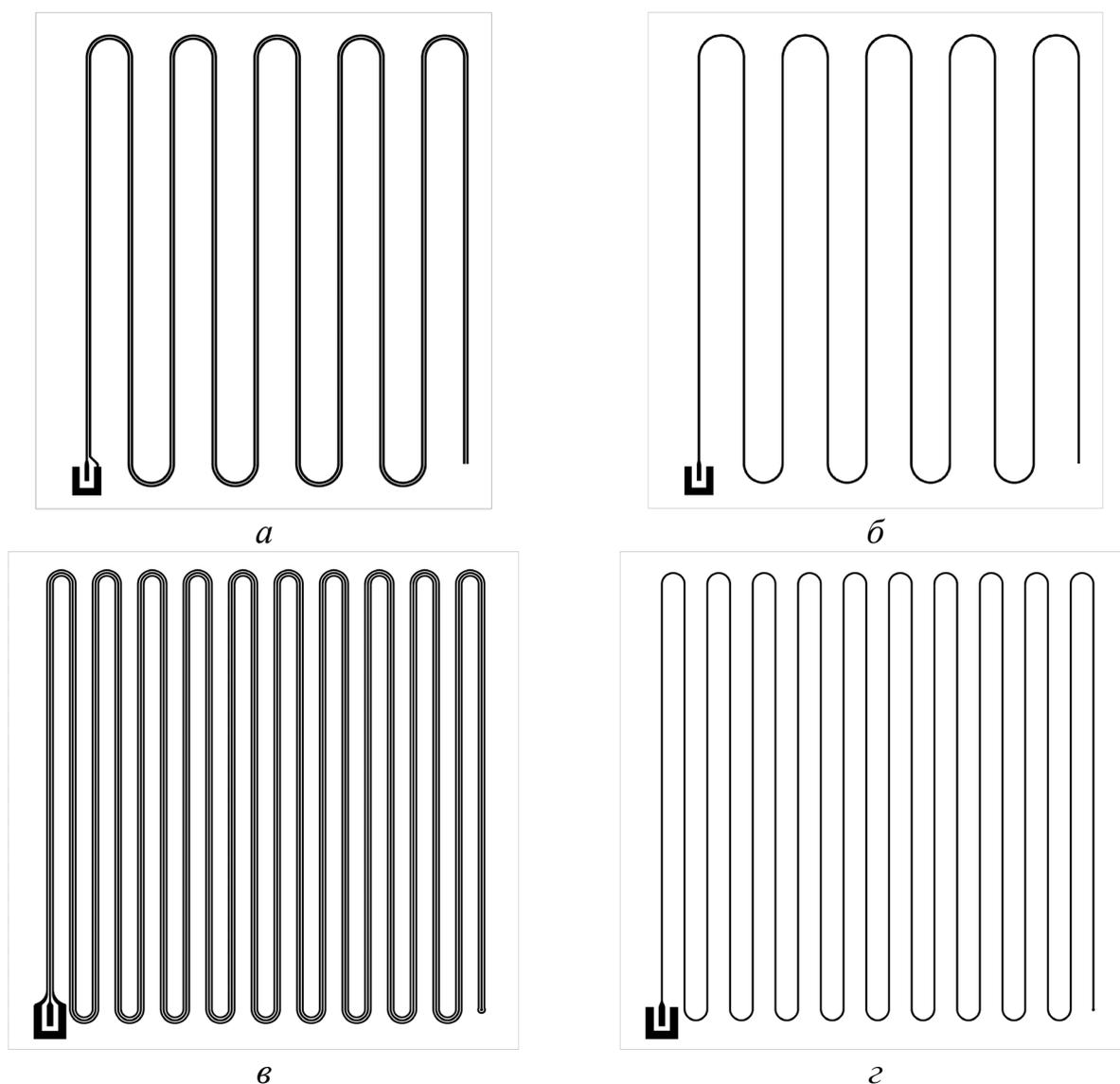
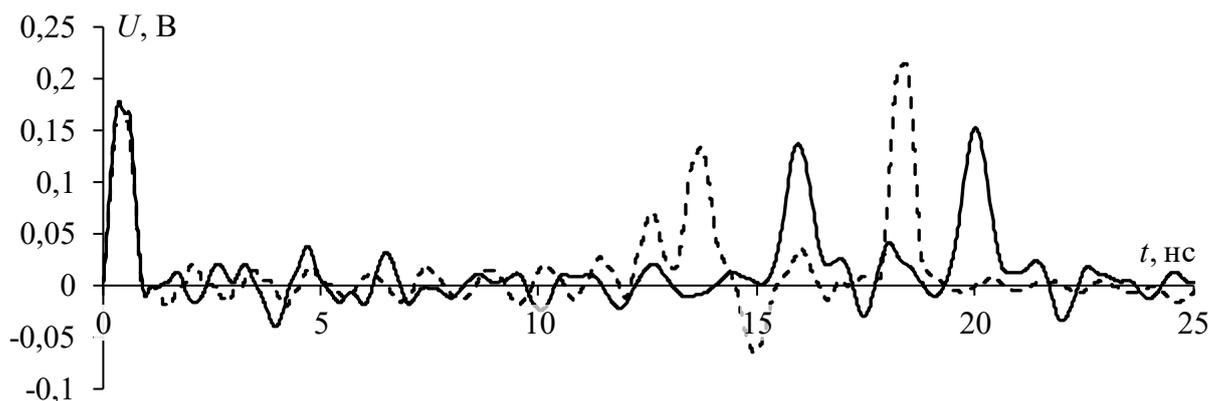
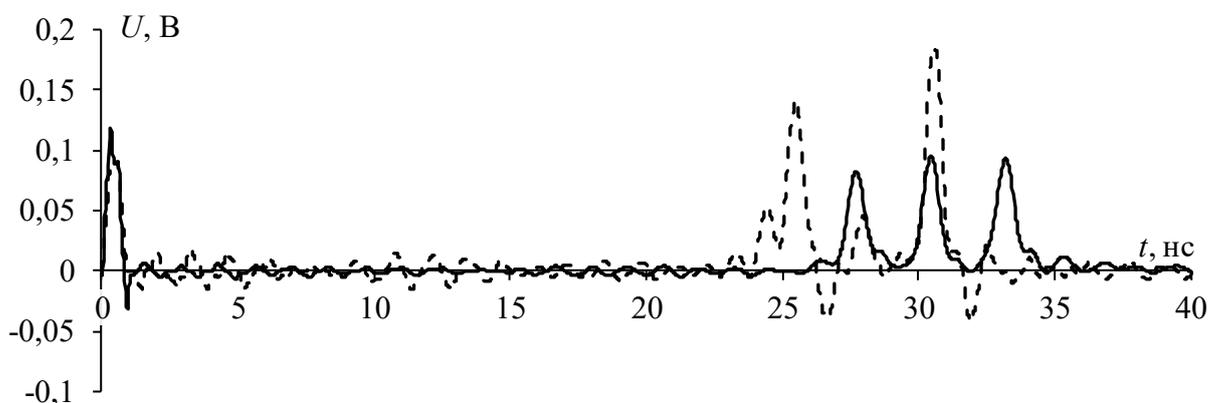


Рисунок 3.28 – Вид сверху и снизу моделей витков 1 (а, б) и 2 (в, г)

Выполнено численное моделирование формы напряжения на выходе моделей из рисунка 3.28 с потерями. После оптимизации расстояние между неосновными витками (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 для витков 1 и 2 соответственно (рисунок 3.28). Переход витка на обратную сторону платы выполнен с помощью переходного отверстия. Формы напряжения на выходе показаны на рисунке 3.29.



a



б

Рисунок 3.29 – Формы напряжения на выходе свернутых витков 1 и 2, полученные в результате квазистатического (---) и электродинамического (—) моделирования

Из рисунка 3.29 видно, что формы напряжения существенно отличаются. Это вызвано сложной структурой витков и говорит о том, что квазистатическое моделирование (по крайней мере, как оно выполнено) не подходит для анализа таких структур. Вероятной причиной отличий являются многократные отражения от концов каждого неосновного полувитка. Более корректно было представить эти структуры многопроводными линиями передачи с

соответствующими переключками в начале и конце линии. Из результатов, электродинамического моделирования видно, что добавление дополнительного опорного проводника приводит к увеличению амплитуды дополнительного импульса и уменьшению амплитуд остальных, что приводит к росту ослабления выходного сигнала. В таблицу 3.12 сведены амплитуды и задержки составляющих отклика для их количественного сравнения.

Таблица 3.12 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для витков 1 и 2, полученные разными подходами

Виток	Подход	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
1	Квазистатический	159,64	0,15	133,38	13,35	35,25	15,78	215,25	18
	Электродинамический	177,58	0,16	136,83	15,67	41,35	17,83	153	19,69
2	Квазистатический	90,66	0,16	140,95	25,14	45,89	27,66	185,22	30,25
	Электродинамический	118,33	0,15	82,84	27,37	95,27	30,12	93,35	32,85

Из таблицы 3.12 видно, что максимальное отличие задержек достигает 2,3 и 2,6 нс для витков 1 и 2 соответственно, а по амплитуде – 62,2 и 91,9 мВ (по амплитуде импульса 4). Выявленные существенные отличия подтверждают вывод сделанный ранее о неприменимости выполненного квазистатического моделирования для анализа структур с лицевой связью, свернутых в меандр. Также сравнение результатов электродинамического моделирования показало, что введение в структуру витка дополнительного опорного проводника позволяет увеличить амплитуду дополнительного импульса и увеличить за счёт этого ослабление. Дополнительно вычислены N -нормы (таблица 3.13).

Таблица 3.13 – Вычисленные нормы для витков 1 и 2

Виток	Подход	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
	Исходное воздействие	0,5	1,83	3,13	3,13	11,2
1	Квазистатический	0,22	0,67	3,58	6,41	7,2
	Электродинамический	0,18	0,73	3,57	5,78	6,42
2	Квазистатический	0,19	0,49	3,45	5,85	6,07
	Электродинамический	0,12	0,62	3,1	3,8	4,39

Из таблицы 3.13 видно, что, не смотря на существенные отличия результатов моделирования, наблюдается схожий характер изменения норм при введении дополнительного опорного проводника. Для витка 2 выявлено уменьшение всех норм по сравнению с витком 1: для N_1 , N_4 и N_5 – около 1,5 раза, а N_2 и N_3 – около 1,2 раза.

Таким образом, совокупность полученных результатов для витка МЛ с лицевой связью показала, что введение дополнительного опорного проводника увеличивает ослабление в 1,5 раза по сравнению с витком с одним опорным проводником.

3.4 Основные результаты раздела

1. Предложен способ проектирования витка МЛ на заданной площади печатной платы за счёт его трассировки в виде меандра со слабой связью между неосновными полувитками. Моделирование двумя подходами (с приемлемым согласованием между ними) показало применимость способа с сохранением защиты от импульсных СШП воздействий. Выявлено, что из-за сворачивания витка МЛ в меандр возникает множество отражений от перемычек, которые могут влиять на искажения воздействия. Также выявлено распространение, до и после импульса чётной моды витка, дополнительных импульсов, как результата влияния асимметрии витка относительно центра структуры.

2. Предложен способ дополнительного уменьшения размеров витка за счёт дополнительных заземленных проводников между неосновными полувитками. Для этого рассмотрены 10 наборов параметров этих проводников. Показана возможность уменьшения ширины витка до 30,6 мм. Для подтверждения выявленных закономерностей выполнено электродинамическое моделирование. Совокупность и сходимость результатов моделирования разными подходами подтверждает применимость дополнительных заземленных проводников для уменьшения размеров витка МЛ на плате. На примере показана возможность уменьшения на 45% ширины витка (по сравнению с исходной) с сохранением защиты от импульсных СШП воздействий.

3. Предложено дополнительное ослабление амплитуды импульсного СШП воздействия за счёт асимметрии поперечного сечения витка МЛ. В таком витке, помимо основных составляющих, распространяется дополнительный импульс, увеличение амплитуды которого (за счёт увеличения асимметрии) и является ресурсом для роста ослабления воздействия. Для этого предложена

простая методика проектирования устройств на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением, в основе которой лежит применение комплекса аналитических и численных методов для анализа и оптимизации. В результате апробации методики на витке микрополосковой МЛ, выявлено влияние асимметрии (за счёт увеличения ширины второго проводника витка) на ослабление воздействия. Показано, что её усиление позволяет рост ослабления до 1,5 раза. Схожее ослабление получено в витке МЛ с лицевой связью за счёт введения дополнительного опорного проводника.

Таким образом, представленные способы позволяют усовершенствовать полосковые устройства защиты на основе витка МЛ без существенных дополнительных затрат на их проектирование, изготовление и применение.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

Здесь представлены результаты экспериментальных исследований временных и частотных характеристик прототипов полосковых устройств защиты от СШП помех на основе витка МЛ. Для этого изготовлены прототипы устройств на основе витка МЛ. Доказаны возможности: проектирования витка МЛ на заданной площади печатной платы путём сворачивания его в меандр со слабой связью между неосновными полувитками [160]; уменьшения размеров витка МЛ за счёт введения в структуру дополнительных заземленных проводников [161]; увеличения ослабления СШП помех за счёт асимметрии поперечного сечения витка МЛ [162].

4.1 Методики измерения характеристик полосковых устройств защиты

Здесь представлены методики измерения временных и частотных характеристик прототипов устройств на основе витка МЛ.

4.1.1 Частотные характеристики

Основой при экспериментальных исследованиях полосковых устройств является измерение частотных зависимостей их S -параметров [163]. Измерения целесообразно выполнить с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) в соответствии со схемой на рисунке 4.1. Отметим, что на этапе проектирования прототипов нужен учёт размещения отводов для монтажа SMA соединителей, что может приводить к увеличению площади устройств на печатной плате.

Для измерения S -параметров нужно выполнить следующие действия.

1. Подготовить измерительное оборудование и выполнить его калибровку в соответствии с инструкцией по эксплуатации.
2. Подключить высокочастотные кабельные сборки измерительного оборудования к исследуемому прототипу.
3. Измерить частотные зависимости S -параметров в диапазоне частот.

4. Сохранить полученные данные в формате файлов .s2p.

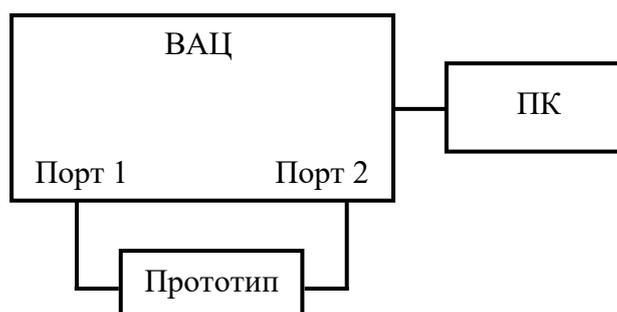


Рисунок 4.1 – Схема экспериментальной установки для измерения S -параметров прототипов устройств защиты

Возможность интеграции ВАЦ с персональным компьютером позволяет использовать измеренные частотные зависимости S -параметров для вычисления формы напряжения во временной области. Это возможно благодаря тому, что файлы такого формата содержат значения, определяющие отношения между спектральными переменными каждого порта, что и позволяет с их помощью вычислять временной отклик на воздействие произвольной формы, если его спектр соответствует частотному диапазону, в котором выполнены измерения. Для этого можно использовать возможности системы ADS [128].

4.1.2 Временные характеристики

Схема для анализа прототипов устройств защиты во временной области показана на рисунке 4.2. Подход позволяет не прибегать к сложному и, как правило, дорогостоящему измерительному оборудованию, которое должно включать не только средства измерения, но также и генераторы различных воздействий, комплект аттенуаторов и кабельных сборок.

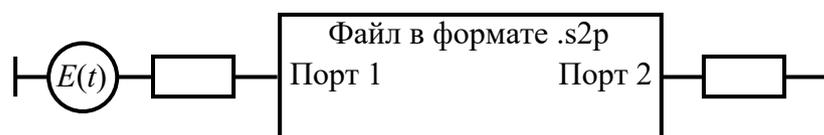


Рисунок 4.2 – Схема для анализа прототипов устройств защиты во временной области

Для оценки временного отклика изготовленных прототипов необходимо подать на порт 1 заданное воздействие (произвольной формы). Отклик на него

снимается с порта 2. Для его получения необходимо выполнить следующие основные шаги.

1. Импортировать частотные зависимости S -параметров в систему ADS в формате .s2p.
2. Создать имитационную модель для вычисления отклика.
3. Задать временной шаг и общий диапазон времени отклика.
4. Вычислить отклик на заданное воздействие произвольной формы.
5. Отобразить результаты вычисления отклика с помощью встроенных инструментов построения диаграмм.
6. Оценить характеристики помехового воздействия на выходе прототипа устройства (например, с помощью N -норм).

4.1.3 Излучаемые помехоэмиссии и восприимчивость

На следующем этапе целесообразна оценка излучаемых помехоэмиссий и восприимчивости прототипов. Эти измерения нужно выполнить на базе четырехпортового ВАЦ и ТЕМ-камеры [154] в соответствии с нормативными документами [155, 156]. При этом измерения должны проводиться на базе четырехпортового ВАЦ, поскольку к нему подключаются как исследуемый прототип, так и ТЕМ-камера (рисунок 4.3).

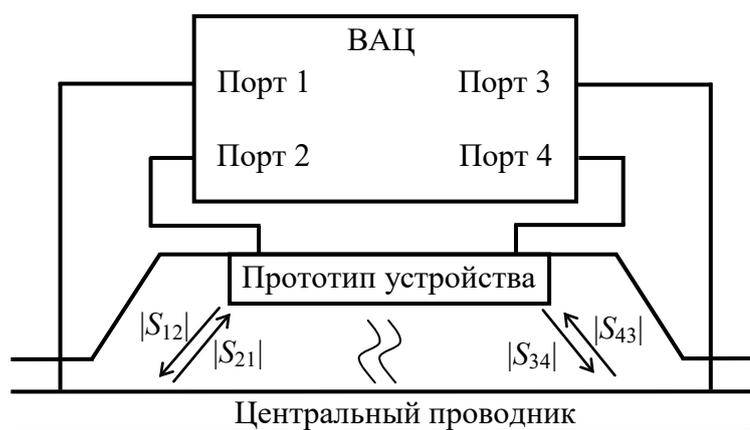


Рисунок 4.3 – Схема экспериментальной установки измерений в ТЕМ-камере для оценки излучаемых помехоэмиссий и восприимчивости прототипов

При измерении прототипов с помощью ТЕМ-камеры и ВАЦ, полученные частотные зависимости коэффициентов передачи между ТЕМ-камерой и

макетом $|S_{12}|$ и $|S_{34}|$ характеризуют излучаемые помехоэмиссии исследуемого прототипа, а $|S_{21}|$ и $|S_{43}|$ – его восприимчивость. Полученные на данном этапе результаты уже позволяют оценить уровень излучаемых эмиссий и восприимчивость прототипа к электромагнитным воздействиям в заданном частотном диапазоне. Но для оценки соответствия прототипов требованиям стандартов по ЭМС нужно рассчитать напряженность поля, излучаемого прототипом, и напряжения на входе и выходе прототипа при воздействии поперечной электромагнитной волны заданной мощности. Это можно сделать с помощью расчёта на основе S -параметров по выражениям [164]

$$E_{\text{дБмВ/м}}(f) = 20 \lg \left[\frac{|S_{mn}(f)| \sqrt{P_{\text{ВХ.Л}} Z_{\text{Л}}}}{10^{-3} d} \right], \quad (4.1)$$

$$U_{\text{дБмВ}}(f) = 20 \lg \left[\frac{|S_{mn}(f)| \sqrt{P_{\text{ВХ.К}} Z_{\text{К}}}}{10^{-3}} \right], \quad (4.2)$$

где $Z_{\text{К}}$ и $Z_{\text{Л}}$ – волновые сопротивления ТЕМ-камеры и прототипа соответственно, $P_{\text{ВХ.К}}$ и $P_{\text{ВХ.Л}}$ – мощности, подводимые к входам ТЕМ-камеры и прототипа соответственно, d – расстояние между центральным и опорным проводниками ТЕМ-камеры, m и n – номера портов, между которыми определён коэффициент передачи.

Для оценки излучаемых эмиссий и восприимчивости прототипов нужно выполнить следующие действия.

1. Подготовить измерительное оборудование и выполнить его калибровку в соответствии с инструкцией по эксплуатации.

2. Поместить исследуемый прототип внутрь ТЕМ-камеры полигоном земли вверх для обеспечения электрического контакта между ТЕМ-камерой и прототипом.

3. Подключить высокочастотные кабельные сборки измерительного оборудования к ТЕМ-камере и прототипу.

4. Измерить частотные зависимости коэффициентов передачи между ТЕМ-камерой и прототипом.

5. Рассчитать напряженность поля и напряжения на концах прототипа на основе полученных частотных зависимостей коэффициентов передачи с помощью выражений (4.1) и (4.2).

4.2 Виток меандровой линии с симметричным поперечным сечением

Для подтверждения результатов исследований, представленных в п. 3.1, изготовлен прототип витка и измерены его характеристики [160].

4.2.1 Характеристики прототипа в частотной области

Для прототипа витка использован материал Rogers 4003 С толщиной 0,508 мм, $\epsilon_r=3,38\pm 0,05$ и $\tan\delta=0,0027$ на частоте 10 ГГц. Остальные параметры соответствуют модели на рисунке 3.10. Также при изготовлении сделаны отверстия для монтажа SMA-соединителей. Изготовленный прототип витка МЛ показан на рисунке 4.4а. Измерены его частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ на базе ВАЦ Rohde&Schwarz ZNB 20 и кабельных сборок КСФ26-13РН-13Н-700, коаксиальных переходов ПК2-26-13-05, ПК2-18-01-13Р, ПК2-20-13Р-13Р и согласованной нагрузки НС3-20-13 производства АО «НПО «Микран». Вид сбоку с подключенными кабельными сборками показан на рисунке 4.4б.

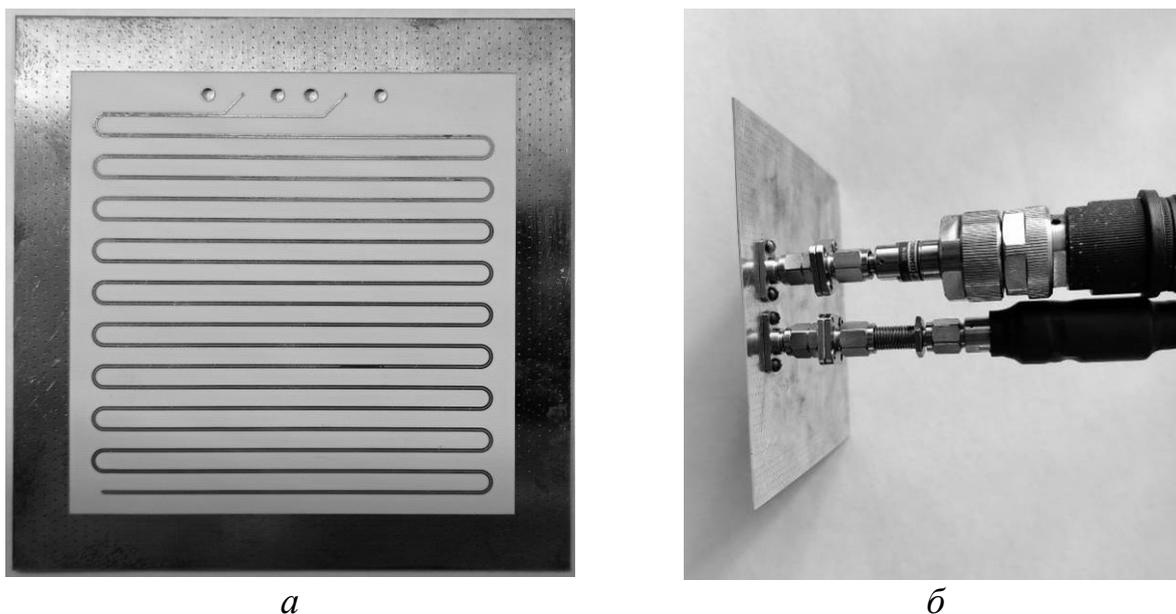


Рисунок 4.4 – Виды сверху (а) и сбоку с подключенными кабельными сборками (б) прототип витка МЛ

Перед измерением выполнена TOSM-калибровка ВАЦ (Through – перемычка между портами, Open – нагрузка холостого хода, Short – короткозамкнутая нагрузка и Match – согласованная нагрузка). На рисунке 4.5 показаны вычисленные (электродинамическим подходом) и измеренные (согласно п. 4.1.1) частотные зависимости S -параметров.

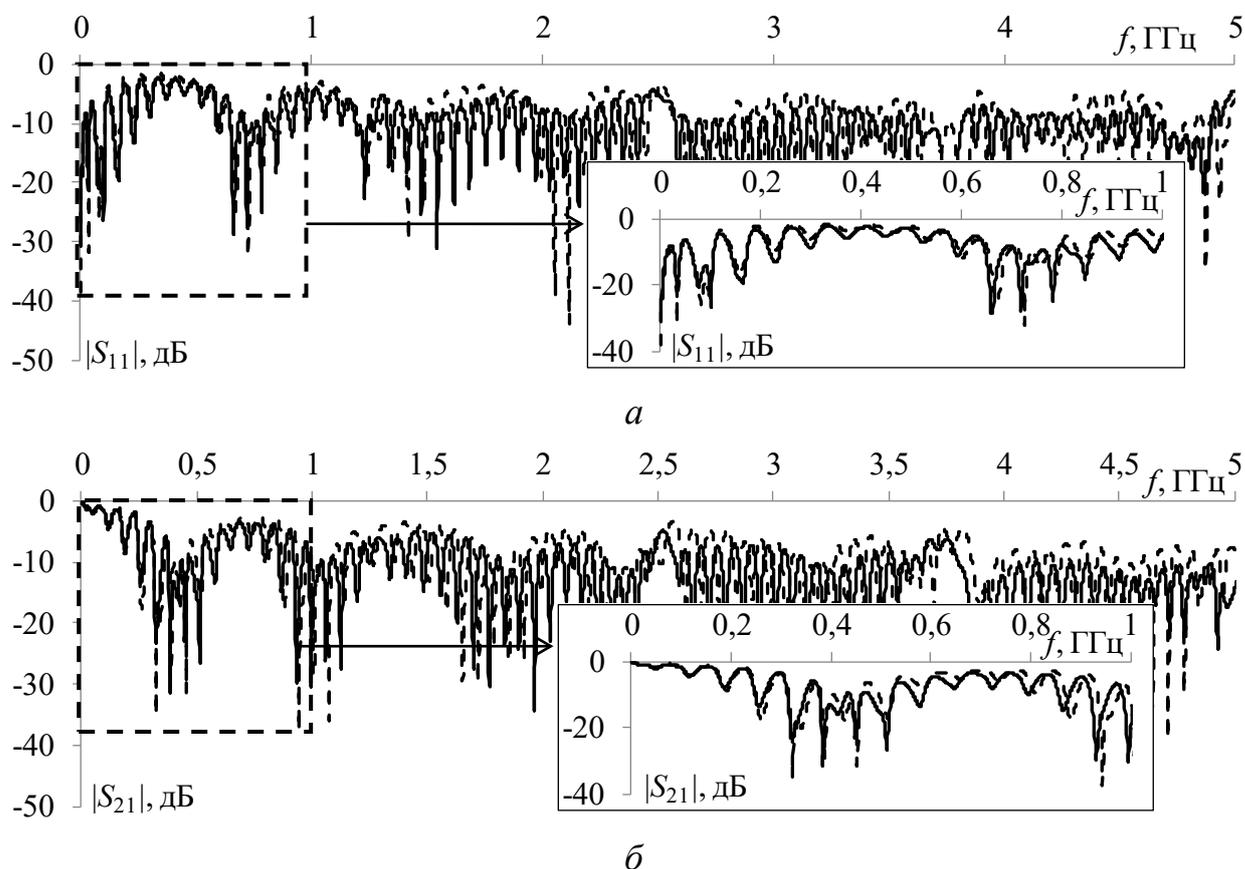


Рисунок 4.5 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (б), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—)

Из рисунка 4.5 виден схожий характер кривых, отличия наблюдаются в амплитудах резонансов. Полоса пропускания витка по уровню минус 3 дБ по измерениям составила 106,5 МГц, что на 3,3 МГц больше, чем по моделированию. Таким образом, они хорошо согласуются. Это также позволяет сделать предположение о том, что сигналы с длительностями фронта более 10 нс будут подвержены минимальным искажениям формы. Из полученных зависимостей виден многорезонансный характер S -параметров. Наличие такого количества резонансов объясняется сложной структурой витка, свернутого в меандр, из-за чего возникает большое количество отражений от перемычек.

Другой причиной является рассогласование витка с измерительным трактом 50 Ом: среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка составляет 77,9 Ом. Также из рисунка 4.5 виден периодический характер узлов и пучностей во всем диапазоне, что говорит о возможности построения частотно-селективного фильтра. Минимальное значение $|S_{11}|$ соответствует частоте 3,75 ГГц и составляет минус 40 дБ, а $|S_{21}|$ – 3,89 ГГц и минус 36 дБ.

4.2.2 Характеристики прототипа во временной области

Выполнен расчёт (на основе измеренных S -параметров из рисунка 4.5) временного отклика на выходе прототипа на воздействие импульса в форме трапеции с длительностью 900 пс. Формы напряжения, полученные в результате измерений (согласно методике из п. 4.1.2) и электродинамического моделирования, показаны на рисунке 4.6. Из него видна существенная разница по задержке импульсов: для импульса перекрестной помехи она составила 0,69 и 1,1 нс по результатам вычисления и измерений соответственно. Эта разница вызвана дополнительной задержкой из-за кабельных сборок, коаксиальных переходов и SMA-соединителей. Учёт задержки выполнен сдвигом отклика на минус 363 пс. Поэтому на рисунке 4.6 также приведена форма напряжения, полученная в результате измерений с учётом сдвига.

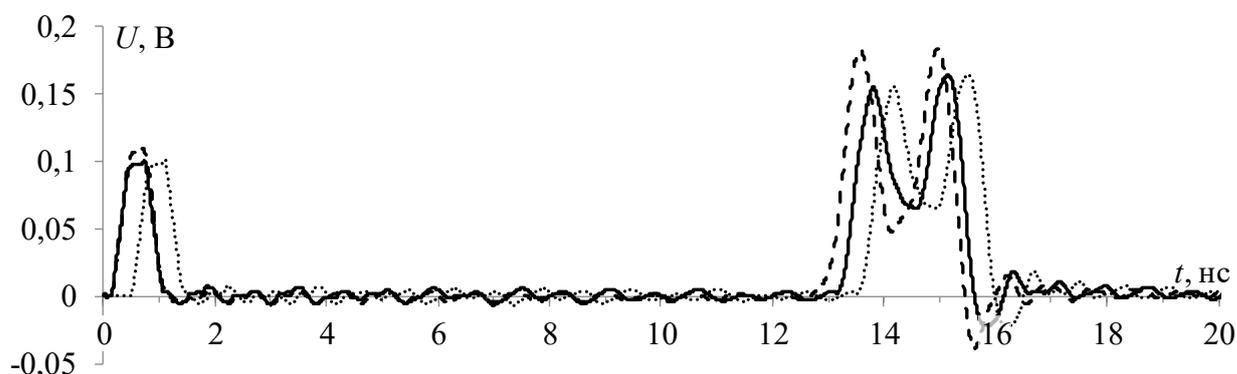


Рисунок 4.6 – Формы напряжения на выходе прототипа, полученные в результате вычислений (- -), измерений (· · ·) и измерений с учётом сдвига (—)

Как видно из рисунка 4.6, учёт дополнительной задержки приближает результаты моделирования и измерений. Для количественной оценки отличий в

таблицу 4.1 сведены амплитуды импульсов разложения 1–3 на выходе (U_1-U_3), а также их задержки (t_1-t_3) по максимальному уровню, полученные в результате моделирования и измерений с учётом сдвига.

Таблица 4.1 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов на выходе прототипа

Параметры импульсов	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3
Вычисление	109,5	0,73	182,5	13,8	184,1	15,15
Измерение	101,6	0,69	154,9	13,6	164,1	15

Из рисунка 4.6 видно, что воздействие раскладывается в витке на 3 импульса и формы напряжения согласуются. Результаты из таблицы 4.1 также это подтверждают. Наибольшая разница задержек импульсов (около 0,2 нс) наблюдается у импульса нечётной моды. Наибольшая разница (около 30 мВ) наблюдается для амплитуды второго импульса. Различия амплитуд могут быть вызваны рассогласованием прототипа с трактом, а также более выраженным влиянием потерь при измерениях. Ослабление составило 3,65 раза (относительно амплитуды воздействия на входе витка). Несмотря на выявленные различия форм напряжения, результаты измерений подтверждают возможность трассировки витка в виде меандра со слабой связью между неосновными полувитками для проектирования его на заданной площади. Это позволило виток длиной 1325,3 мм и шириной 3,7 мм разместить на площади $67,3 \times 70,3 \text{ мм}^2$ с сохранением (даже увеличением) ослабления.

Отдельно выполнено измерение на базе комбинированного осциллографа С9-11 во временной области (рисунок 4.7а), где использованы коаксиальные переходы и согласованная нагрузка. Для фиксации и экранирования от внешних воздействий прототип помещен в uTEM-камеру [154]. В качестве воздействий использованы нормированные по максимальному уровню импульсы с выхода генератора осциллографа С9-11 с длительностью 885 и 287 пс (рисунок 4.7б, в) по уровню 0,5 от амплитуды. Коаксиальные переходы и кабельные сборки вносят задержку около 320 пс. Поэтому при обработке результатов измерений она учтена в виде сдвига.

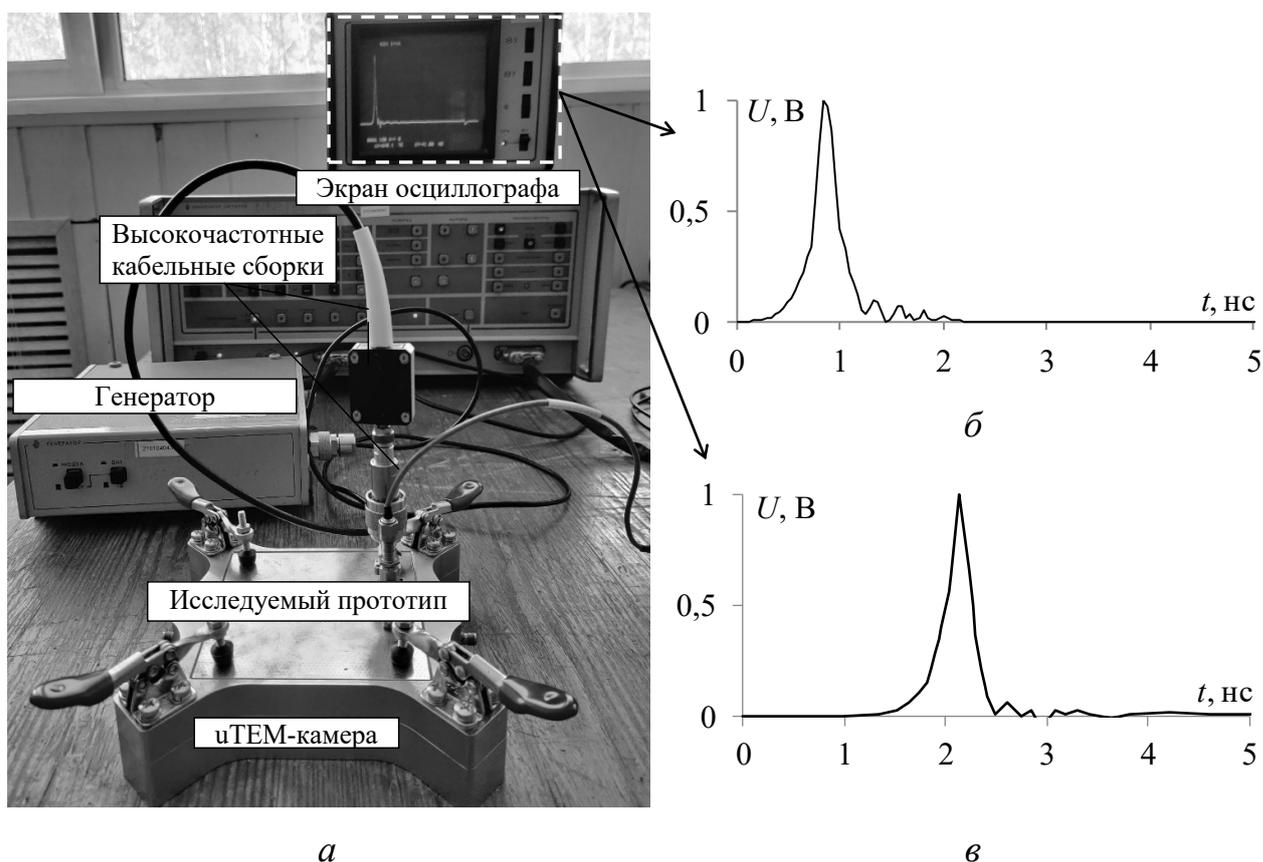
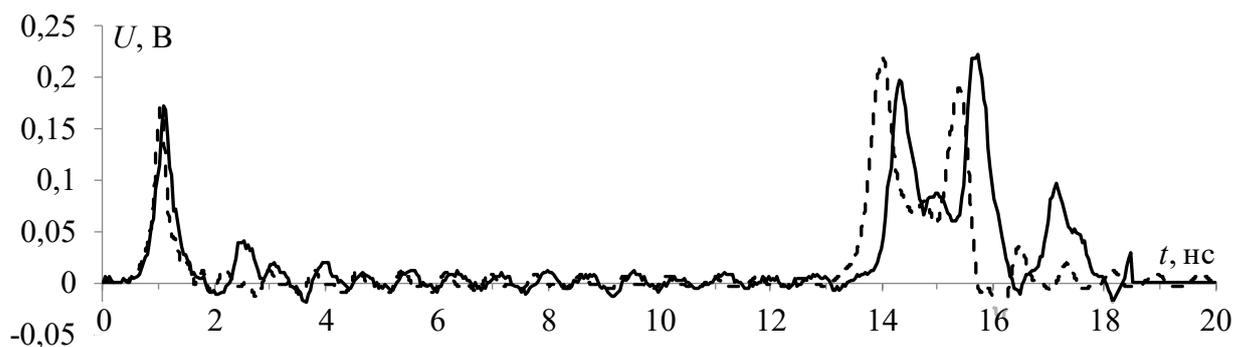


Рисунок 4.7 – Вид экспериментальной установки на базе комбинированного осциллографа С9-11 (а) и формы воздействий с выхода его генератора длительностью 885 пс (б) и 287 пс (в) по уровню половины амплитуды

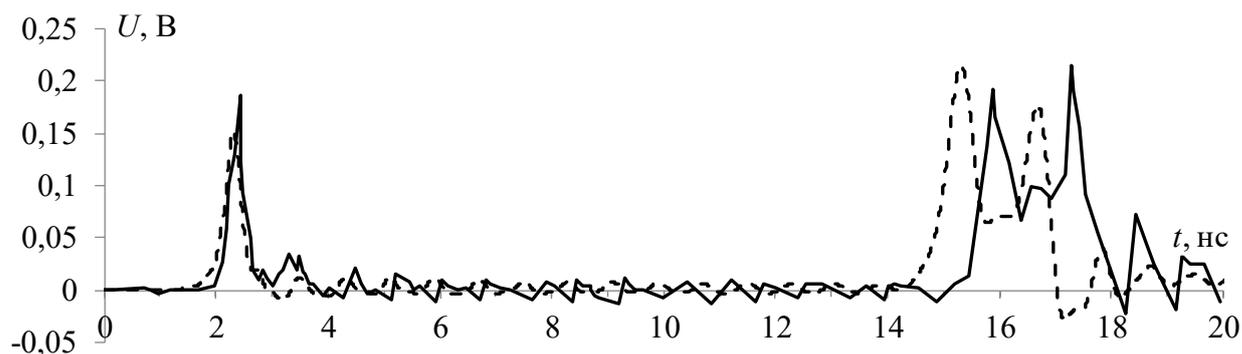
Формы сигнала на выходе прототипа витка, полученные в результате электродинамического моделирования и измерений, показаны на рисунке 4.8. В таблицу 4.2 сведены амплитуды (U_1-U_3) и задержки (t_1-t_3) импульсов 1–3 на выходе прототипа, снятые с экрана осциллографа и полученные в результате электродинамического моделирования. Из результатов на рисунке 4.8 и в таблице 4.2 можно сделать вывод, что они приемлемо согласуются, а различия вызваны разным влиянием неоднородностей, потерь и дисперсии.

Таблица 4.2 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения на выходе прототипа при воздействии импульсами разной длительности

Параметры импульсов	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3
Воздействие длительностью 885 пс						
Электродинамика	169	1,03	219	14,02	190	15,4
Натурный эксперимент	171	1,04	198	14,32	222	15,72
Воздействие длительностью 287 пс						
Электродинамика	152	2,31	216	15,32	178	16,68
Натурный эксперимент	187	2,34	193	15,79	215	17,19



a



б

Рисунок 4.8 – Формы напряжения на выходе прототипа, полученные в результате вычислений (---) и измерений (—) на воздействие длительностью 885 (а) и 287 пс (б)

Из рисунка 4.8а виден разный характер искажения основных импульсов: при моделировании амплитуда нечётной моды выше амплитуды чётной, а при измерениях наоборот (что также согласуется с результатами на рисунке 4.6). Между тем это практически не оказывает влияния на оценку общей амплитуды сигнала на выходе прототипа, что подтверждают результаты из таблицы 4.2. Отличие задержек мало: не более 0,5 нс (при длительности импульса 885 пс) для чётной моды, а для остальных составляющих оно еще меньше.

Из рисунка 4.8б видно, что результаты согласуются хуже: различие амплитуд и задержек больше, чем на рисунке 4.8а. Это может быть связано с более существенным влиянием отражений, потерь и дисперсии при более коротком воздействии. Отметим рост амплитуды перекрестной наводки на 35 мВ (по сравнению с 2 мВ при длительности 885 пс). Различие задержки чётной моды, полученной разными методами, увеличилось до 0,6 нс. При уменьшении длительности воздействия дополнительный импульс между

импульсами мод проявляется более явно, что согласуется с результатами, полученными в п. 3.1. Возможной причиной его появления является асимметрия прототипа относительно центра, а также отражения.

Согласованность характера искажения форм напряжения на рисунках 4.6 и 4.8 говорит о применимости методики п. 4.1.2 для анализа во временной области. Это даёт преимущество в задании воздействия произвольной формы.

Таким образом, сходимость результатов моделирования и измерений во временной области подтверждают возможность проектирования витка на заданной площади за счёт сворачивания его в меандр со слабой связью между полувитками. Показано, что предложенный способ позволяет проектирование витка длиной 1325,3 мм и шириной 3,7 мм на площади $67,3 \times 70,3 \text{ мм}^2$ с сохранением (даже увеличением из-за реального влияния отражений, потерь и дисперсии) ослабления СШП воздействий на рассмотренных примерах.

4.2.3 Излучаемые помехоэмиссии прототипа

Для оценки излучаемых помехоэмиссий прототипа измерены частотные зависимости коэффициента передачи между uTEM-камерой и прототипом $|S_{34}|$ в соответствии с методикой из п. 4.1.3. Измерения выполнены в 4-х направлениях воздействия поперечной волной (за счёт поворотов прототипа относительно источника) на прототип (рисунок 4.9).

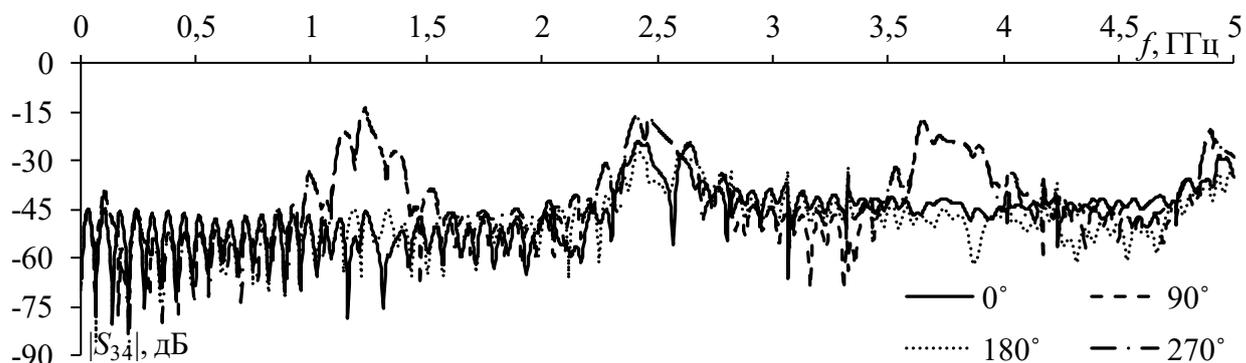


Рисунок 4.9 – Измеренные частотные зависимости $|S_{34}|$ при разных углах поворота прототипа в uTEM-камере

Из рисунка 4.9 наблюдается многорезонансный характер частотных зависимостей. Примечательно, что при повороте на 180° они схожи и

незначительно отличаются только по частоте и амплитуде резонансов. При повороте на 90° и 270° наблюдается существенный рост коэффициента передачи в ряде частотных областей: 1–1,5 ГГц (минус 15 дБ на 1,24 ГГц); 2,2–2,8 ГГц (минус 16,1 дБ на 2,41 ГГц); 3,6–4,2 ГГц (минус 17,6 дБ на 3,65 ГГц); 4,7–5,3 ГГц (минус 20,6 дБ на 4,9 ГГц). При повороте прототипа на 0 и 180° наблюдается более стабильный характер зависимости $|S_{34}|$ с выраженными максимумами: минус 24,2 дБ на 2,42 ГГц и минус 21,2 дБ на 5,3 ГГц.

Таким образом, впервые выполнены оценки излучаемых эмиссий витка МЛ с симметричным поперечным сечением.

4.3 Виток меандровой линии

с дополнительными заземленными проводниками

Для подтверждения результатов исследований, представленных в п. 3.2, изготовлены прототипы витка без дополнительных заземленных проводников и с ними и выполнены измерения их характеристик [161].

4.3.1 Характеристики прототипов в частотной области

Для прототипирования выбран материал Arlon AD1000 с $h=0,508$ мм, $t=18$ мкм и $\epsilon_r=10,2\pm 0,35$ и $\tan\delta=0,0023$ при $f=20$ ГГц. Параметры поперечного сечения исходного витка на рисунок 3.2а (далее прототип 1): $w=0,3$ мм, $s_1=0,2$ мм, $s_2=10w$. Их совокупность обеспечивает согласование витка с трактом 50 Ом. Общая длина проводника при этом составила $l_1=2505$ мм. Параметры поперечного сечения модифицированного витка на рисунке 3.16 (прототип 2): $w=0,3$ мм, $w_2=0,3$ мм, $s_1=0,2$ мм, $s_2=0,9$ мм. Они обеспечивают общую длину проводника $l_2=3255$ мм. Дополнительные проводники позволили уменьшить коэффициент электромагнитной связи k между неосновными полувитками в 1,6 раза. Вид сверху изготовленных прототипов показан на рисунке 4.10.

На рисунке 4.11 показан вид собранных экспериментальных установок для измерения частотных зависимостей S -параметров прототипов: отдельно и в uTEM-камере.

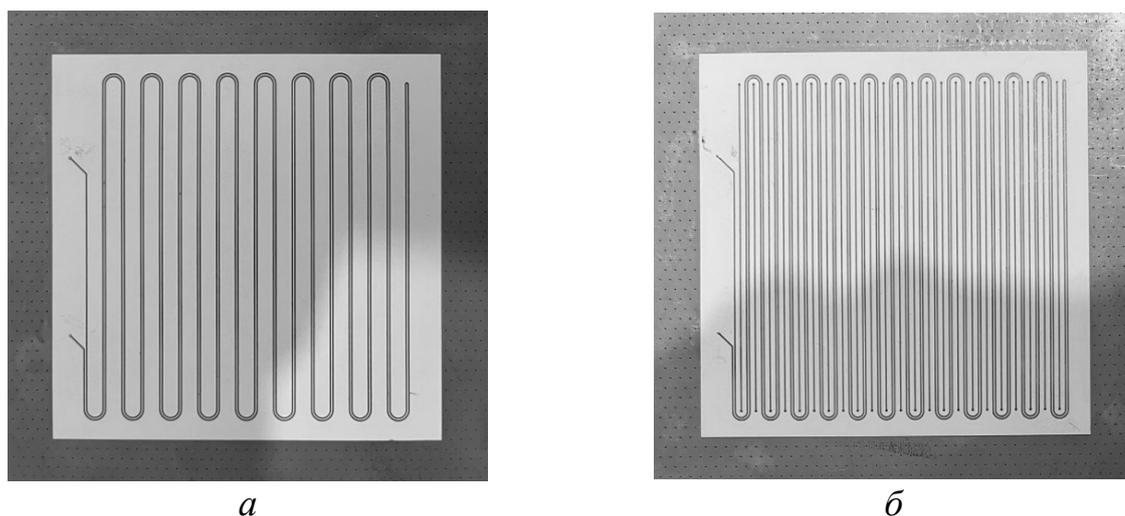


Рисунок 4.10 – Вид сверху изготовленных прототипов 1 (а) и 2 (б)

Для включения прототипов в измерительный тракт применены коаксиально-микрополосковые переходы с вносимым затуханием менее 0,5 дБ в диапазоне 0–20 ГГц. В качестве ВАЦ использован E50771 С компании Agilent Technologies. Перед проведением каждого из измерений выполнена TOSM-калибровка ВАЦ. Измерение S -параметров выполнено в диапазоне от 300 кГц до 20 ГГц. Также для оценки излучаемых эмиссий к еще двум портам ВАЦ подключена uTEM-камера (рисунок 4.11 б).

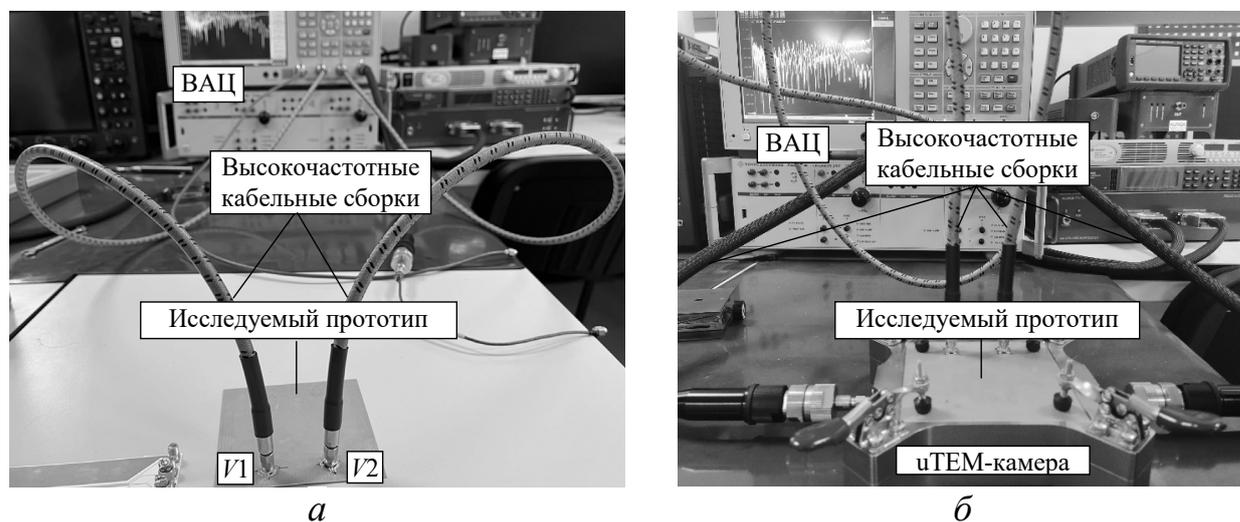
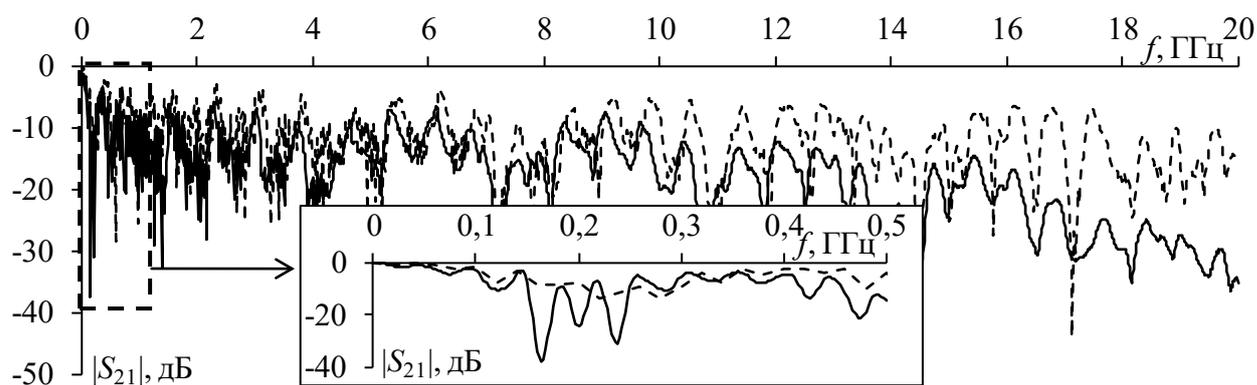


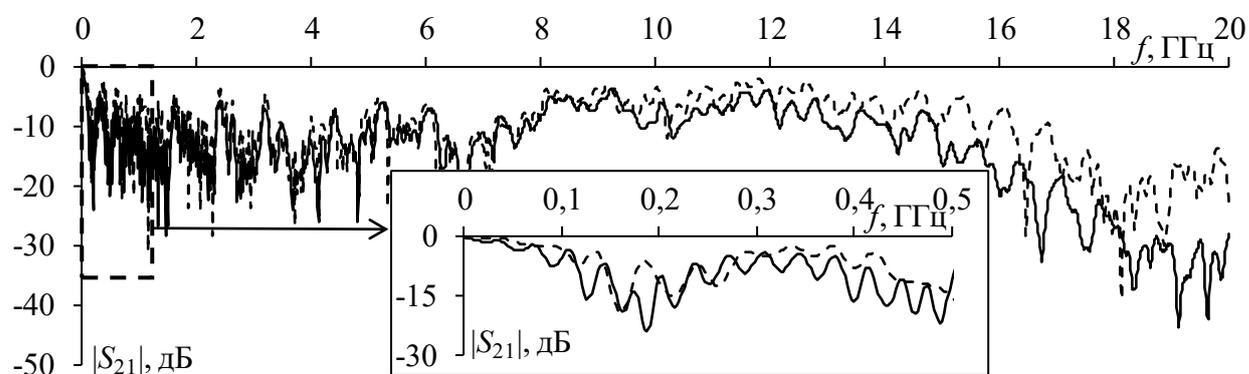
Рисунок 4.11 – Экспериментальные установки для измерения S -параметров на базе ВАЦ: отдельно (а) и в uTEM-камере (б)

На рисунке 4.12 приведены частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные в результате измерений и моделирования прототипов 1 и 2 (в соответствии с методикой п. 4.1.1). Видно, что зависимости имеют многорезонансный характер. Полоса пропускания по уровню минус 3 дБ для прототипа 1

(рисунок 4.12а) составила 62,7 и 120 МГц при измерениях и моделировании соответственно. Из рисунка 4.12б видно, что добавление дополнительных проводников уменьшило полосу пропускания прототипа 2 до 50 и 100 МГц при измерениях и моделировании соответственно. Результаты хорошо согласуются по характеру частотных зависимостей. Основные количественные отличия наблюдаются по амплитуде резонансов, особенно, в высокочастотных областях на рисунке 4.12.



а



б

Рисунок 4.12 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (- -) и моделирования (—)

Различие результатов на рисунке 4.12, полученных разными методами, вероятно, вызвано неоднородностями из-за неидеальности прототипов, пайки соединителей и отражений из-за расхождения импеданса прототипов с импедансом измерительного тракта. Несмотря на это, можно совпадение результатов моделирования и измерений приемлемо. Отметим, что добавление дополнительных проводников приводит к увеличению количества резонансов

из-за отражений, что привело к уменьшению полосы пропускания. Это может быть препятствием для практического применения модифицированного витка.

Затем получены частотные зависимости коэффициента передачи между прототипами и uTEM-камерой $|S_{34}|$, которые позволяют оценить излучаемые помехоэмиссии от прототипов. Оценки выполнены при исходном положении прототипов внутри камеры и повороте на 90° , а их результаты показаны на рисунках 4.13 и 4.14 соответственно. Также на рисунках показаны результаты электродинамического моделирования. Для этого моделируемый объём ограничен размерами TEM-камеры (в качестве границ выбраны идеальные заземлённые поверхности). При этом центральный проводник представлен проводником соответствующих размеров и геометрии.

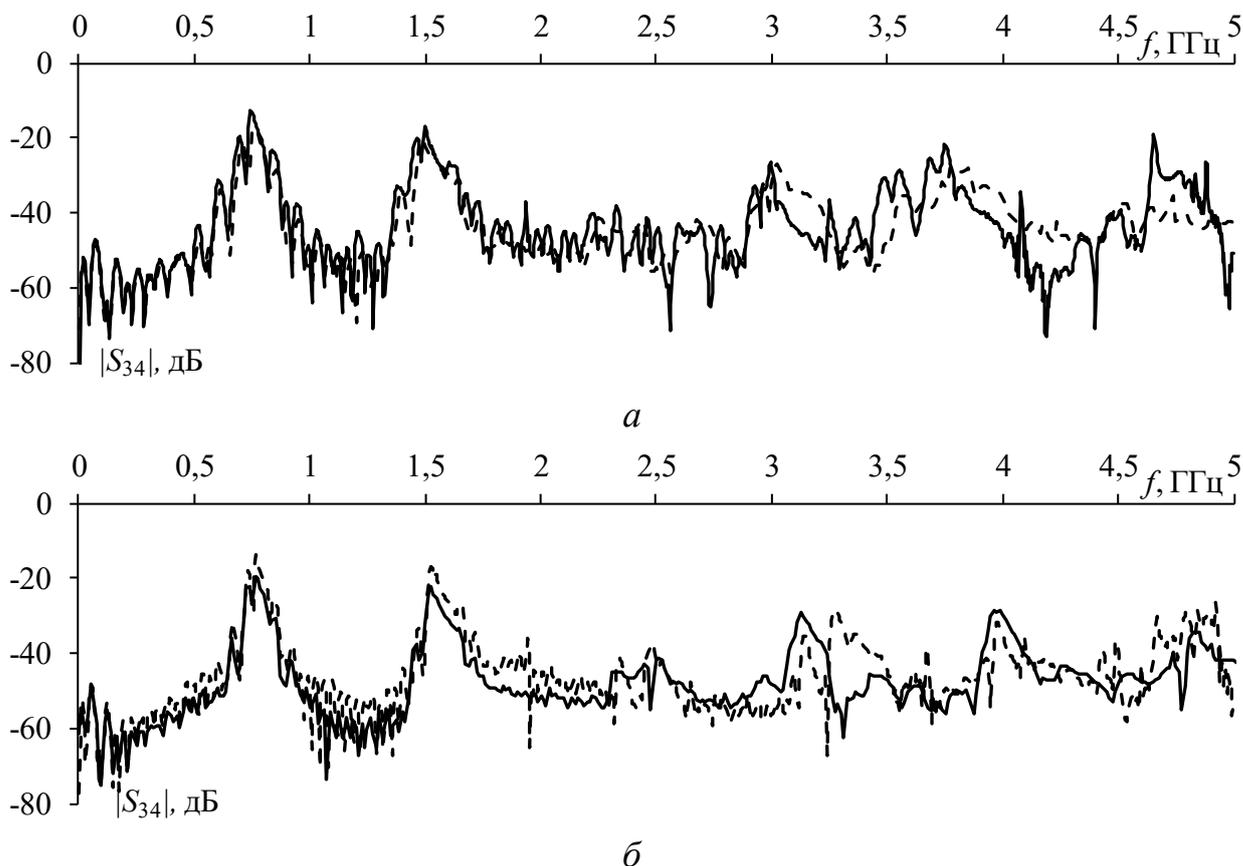


Рисунок 4.13 – Частотные зависимости $|S_{34}|$ для прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—), при исходном положении прототипов

Из рисунка 4.13 видно, что частотные зависимости, полученные разными методами, при исходном положении прототипов внутри камеры хорошо согласуются по форме, но есть отличия амплитуд и частот резонансов, причем с

ростом частоты отличия возрастают. Отличия результатов при повороте на 90° наблюдается, как по форме зависимостей, так и по частотам и амплитудам резонансов. Причины таких отличий однозначно объяснить довольно сложно. Наилучшая согласованность выявлена для прототипа 1 (рисунок 4.13а). При исходном положении прототипа наблюдается существенное увеличение $|S_{34}|$ в частотных областях 0,7–1 ГГц и 1,5–1,7 ГГц. Максимум $|S_{34}|$ составляет минус 13,4 дБ на частоте 764 МГц и минус 19,7 дБ на частоте 795 МГц для моделирования и измерения соответственно.

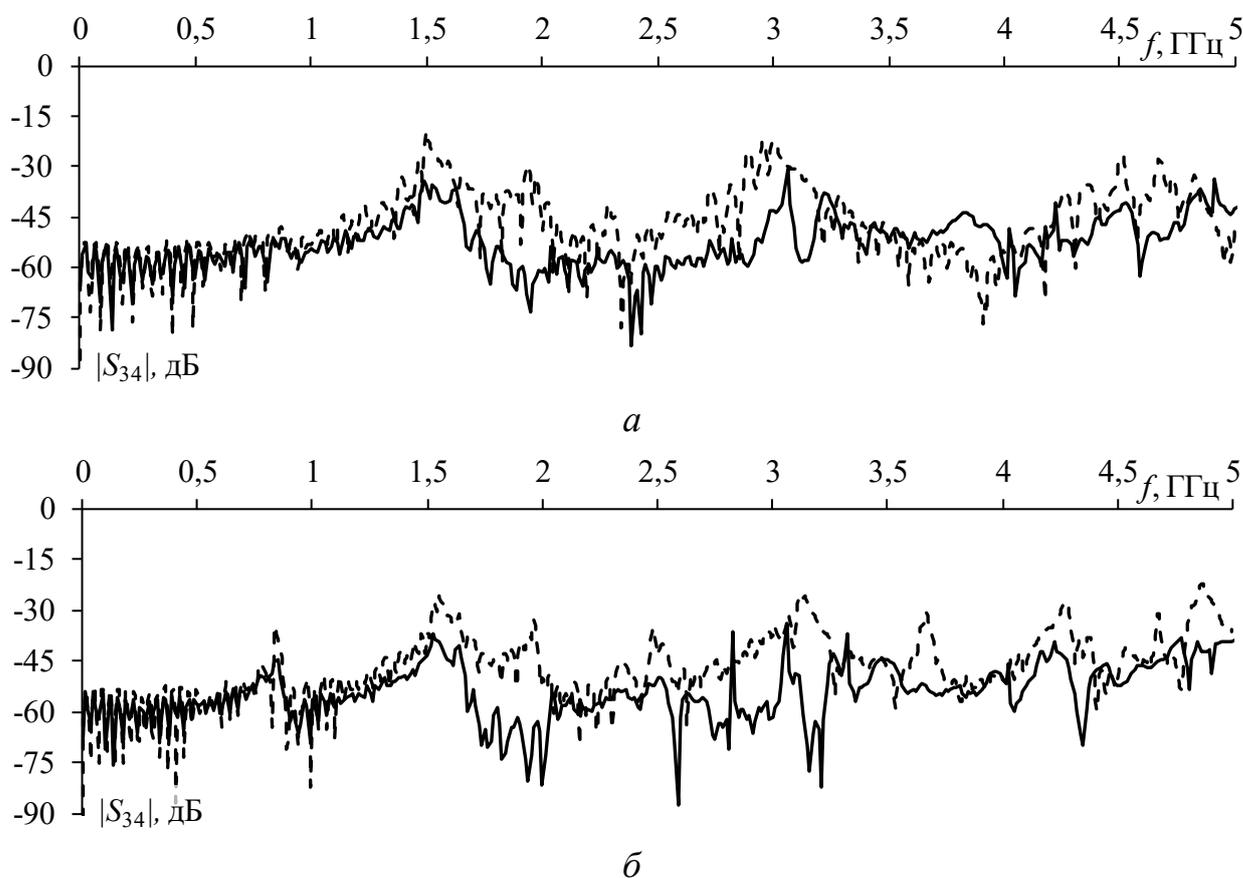


Рисунок 4.14 – Частотные зависимости $|S_{34}|$ для прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—), при повороте прототипа на 90°

При повороте на 90° относительно центрального проводника uTEM-камеры (рисунок 4.14) средний уровень зависимостей падает во всём частотном диапазоне, а области с более высоким коэффициентом передачи смещаются вверх по частоте (в диапазоны 1,5–1,8 ГГц и 3–3,3 ГГц). Схожие результаты наблюдаются для прототипа 2 (рисунок 4.14б), но отличие зависимостей,

полученных разными методами, менее существенно при исходном положении прототипа, а при повороте на 90° – наоборот. Максимум $|S_{34}|$ для прототипа 2 практически не изменился и составил минус 14 дБ на частоте 18,9 ГГц по результатам измерений (для прототипа 1 минус 14,45 дБ на частоте 13,53 ГГц по результатам измерений). Это говорит о том, что добавление дополнительных проводников в структуру мало влияет на максимальный уровень излучаемых эмиссий, но смещает его вверх по частоте. Несмотря на это, необходимо учитывать, что распространение сигналов на резонансных частотах может приводить к значительным уровням излучаемых помехоэмиссий. Это нужно учитывать при применении обеих структур на практике.

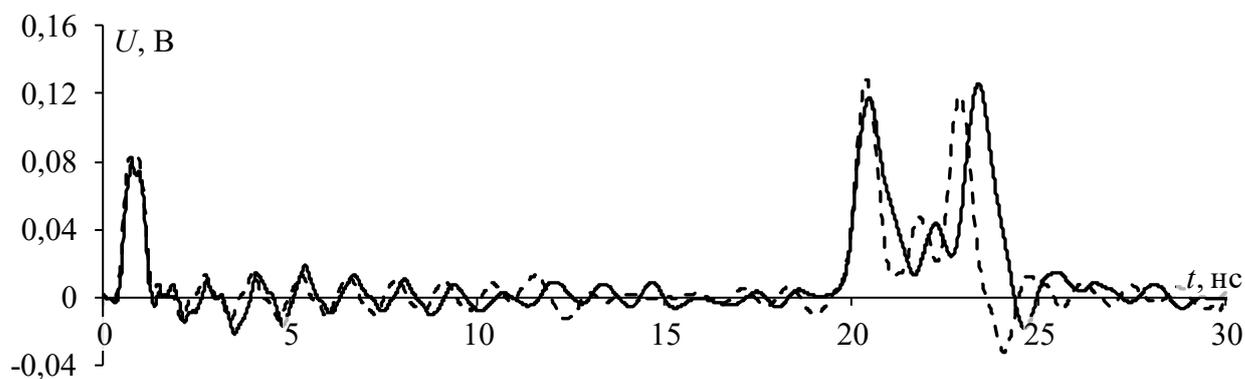
*Таким образом, в результате анализа прототипов в частотной области выявлено, что добавление дополнительных проводников увеличивает число резонансов из-за отражений, что уменьшает полосу пропускания (с 62,7 до 50 МГц по результатам измерений). Это может быть препятствием для практического применения структуры в более высокоскоростных цепях. В результате анализа прототипов в *u*ТЕМ-камере показано, что добавление дополнительных проводников в структуру слабо влияет на максимальный уровень излучаемых эмиссий, но смещает его вверх по частоте.*

4.3.2 Характеристики прототипов во временной области

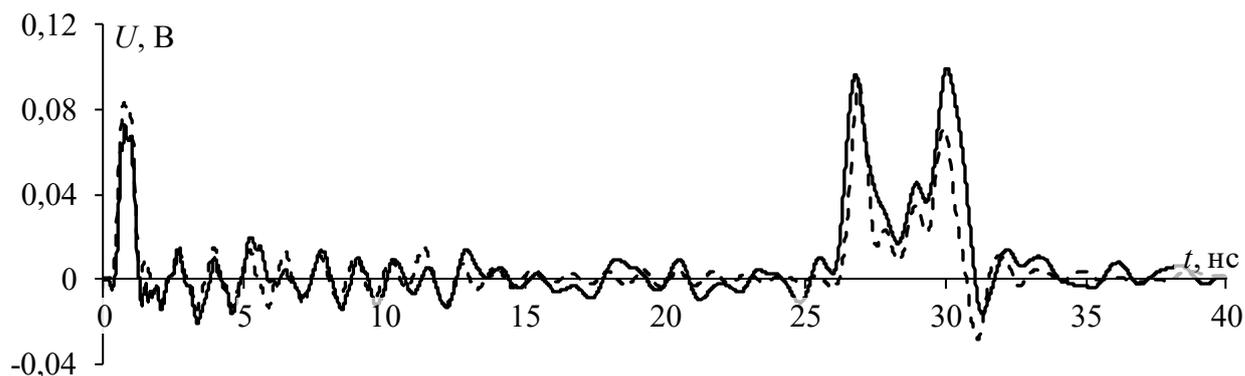
Выполнены электродинамическое моделирование и измерение прототипов во временной области в соответствии с методикой из п. 4.1.2. Сначала в качестве воздействия принят импульсный сигнал в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и длительностью 900 пс. Формы напряжения на выходе прототипов, полученные разными методами, показаны на рисунке 4.15.

Прежде всего, следует отметить хорошую согласованность результатов измерения и моделирования. Видно, что на выходе каждого из прототипов импульсный сигнал раскладывается на последовательность из 3 основных импульсов меньшей амплитуды. Между импульсами перекрестной помехи и нечётной моды наблюдается много отраженных составляющих основного

сигнала. Между импульсами мод наблюдается импульс, который также является результатом наложения отраженных составляющих на фронт и спад импульсов мод из-за чего имеет сравнительно высокую амплитуду. Из-за влияния потерь более поздние отраженные составляющие (а также импульсы мод) сглажены. Ослабление сигнала за счёт разложения на составляющие на выходе прототипов определяется амплитудой импульса чётной моды и для прототипа 1 составляет 3,97 раза, а для прототипа 2 – 5 раз. Таким образом, добавление дополнительных проводников в структуру приводит к увеличению ослабления в 1,26 раза по сравнению с исходной структурой. Кроме того, из-за увеличения общей длины сигнального проводника увеличиваются задержки импульсов мод, а также влияние потерь, что необходимо учитывать на практике.



а



б

Рисунок 4.15 – Формы напряжения на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—), при воздействии импульсным сигналом

Для оценки угроз вычислены N -нормы исходного воздействия и результата его разложения на выходе прототипов 1 и 2 по результатам измерений (таблица 4.3).

Таблица 4.3 – Вычисленные N -нормы при импульсном воздействии

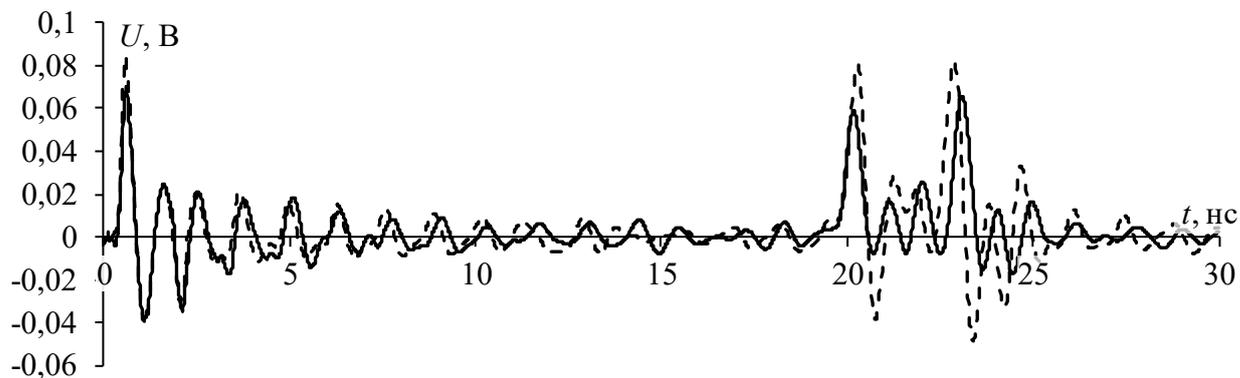
Источник данных	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
Входное воздействие	0,500	1,83	3	3	11,2
На выходе прототипа 1	0,126	0,403	3,16	4,50	4,96
На выходе прототипа 2	0,099	0,330	2,98	4,82	4,50

Результаты таблицы 4.3 подтверждают сделанные ранее выводы. Видно, что норма N_1 , по сравнению с воздействием на входе прототипов, уменьшается в 3,97 и 5 раз на выходе прототипов 1 и 2 соответственно. Уменьшение N_2 также довольно существенно: 4,54 и 5,54 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Её уменьшение на выходе прототипа 2 связано с более пологими фронтами составляющих сигнала. Рост N_3 и N_4 связан с появлением большого количества отражений, а также влиянием потерь на сглаживание составляющих разложения, из-за чего происходит увеличение их ширины и наложение друг на друга. Наложение составляющих также слабо уменьшает N_5 .

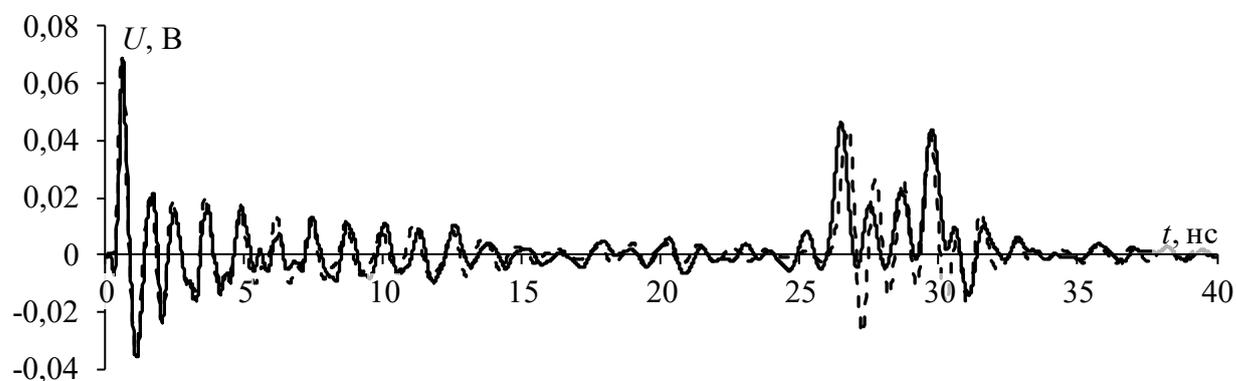
Для анализа распространения других форм воздействия дополнительно рассмотрено разложение на выходе прототипов затухающей синусоиды с центральной частотой 1 ГГц и коэффициентом затухания 10^9 [50]. Полученные формы напряжения показаны на рисунке 4.16, из которого видно, что затухающая синусоида раскладывается на составляющие. Из-за большей длительности влияние отражений не столь явно. Формы напряжения, полученные разными методами, хорошо согласуются между собой. Ослабление воздействия определяется пиковой амплитудой перекрестной наводки. Поэтому выявлено одинаковое ослабление на выходе прототипов, которое составило 7,15 раза. Между тем ослабление основных составляющих в среднем выше в 1,5 раза. Это может быть связано с более существенным влиянием потерь из-за увеличения общей длины сигнального проводника витка МЛ.

Таким образом, выявлено, что добавление дополнительных проводников в структуру увеличивает ослабление в 1,3 раза по сравнению с исходной структурой. На это также влияют потери в проводниках и диэлектриках за счёт увеличения общей длины сигнального проводника. Результаты позволяют утверждать, что дополнительные проводники позволяют уменьшить размеры

устройства с приемлемым сохранением защитных характеристик (либо увеличения длины устройства на заданной площади).



a



б

Рисунок 4.16 – Формы напряжения на выходе прототипов 1 (*a*) и 2 (*б*), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—), при воздействии затухающей синусоиды

4.4 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

Здесь представлены измеренные частотные и временные характеристики прототипов витка с асимметричным поперечным сечением с боковой связью для подтверждения выявленных в п. 3.3 закономерностей [162].

4.4.1 Характеристики прототипов в частотной области

Изготовлены 2 прототипа витка МЛ на основе моделей рисунка 3.25. Их параметры такие же, как в п. 3.3.2. Вид прототипов показан на рисунке 4.17. Для наборов параметров 1 и 2 они будут называться прототипами 1 и 2 соответственно. Измерение S -параметров выполнено на базе ВАЦ E5071C Agilent Technologies. Перед измерением выполнена TOSM-калибровка ВАЦ.

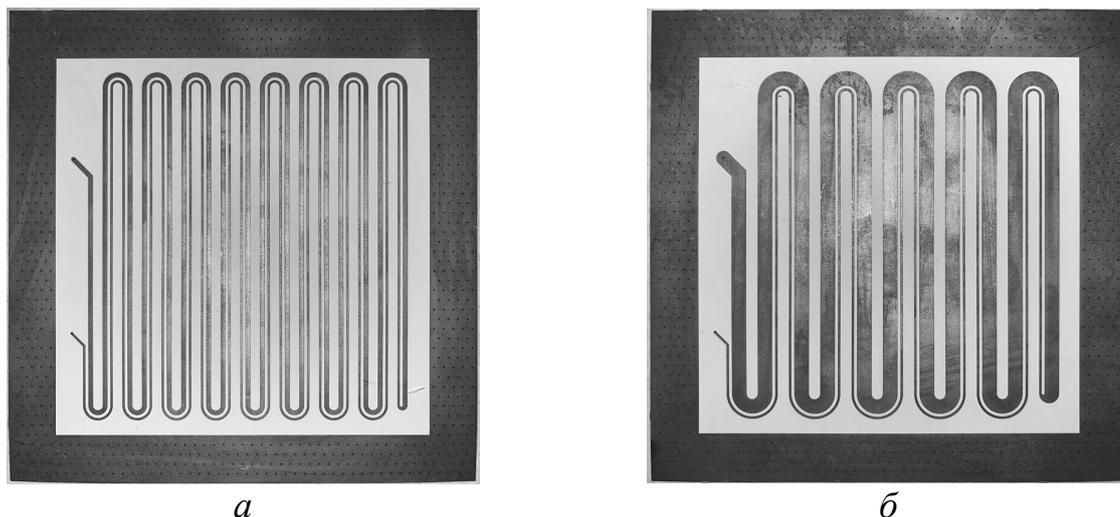


Рисунок 4.17 – Вид сверху изготовленных прототипов 1 (а) и 2 (б)

Выполнено измерение S -параметров прототипов в открытом пространстве (в соответствии с методикой п. 4.1.1) в частотном диапазоне: 300 кГц–5 ГГц. Частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные в результате электродинамического моделирования и измерений, для прототипов 1 и 2 показаны на рисунке 4.18.

Из рисунка 4.18 видно, что частотные зависимости $|S_{21}|$ имеют многорезонансный характер во всей полосе частот, что объясняется сложной структурой витка, свернутого в меандр. Это приводит к многократным отражениям сигнала в конце каждого неосновного полувитка меандра. Прототипы имеют довольно малые частоты среза: для прототипа 1 36 и 61 МГц (по уровню минус 3 дБ) по результатам измерений и моделирования, а для прототипа 2 – 12,8 и 13,5 МГц соответственно. Частотные зависимости, полученные разными способами, приемлемо согласуются в диапазоне частот до 1 ГГц, а основные различия заключаются в амплитудах и частотах резонансов.

Затем оценен уровень излучаемых помехоэмиссий. Измерены S -параметры прототипов в ТЕМ-камере в соответствии с методикой из п. 4.1.3. По (4.1) и (4.2) из $|S_{34}|$ получена напряженность электрического поля, создаваемого прототипами, и напряжения на их концах для оценки их восприимчивости при воздействии поперечной электромагнитной волны. Частотные зависимости уровня помехоэмиссий для прототипов 1 и 2 (при угле поворота прототипа в камере на 0° и 90°) показаны на рисунках 4.19 и 4.20 соответственно, а

напряжения на их выходе при воздействии поперечной волной мощностью 0 дБм – на рисунках 4.21 и 4.22. Также показаны результаты моделирования.

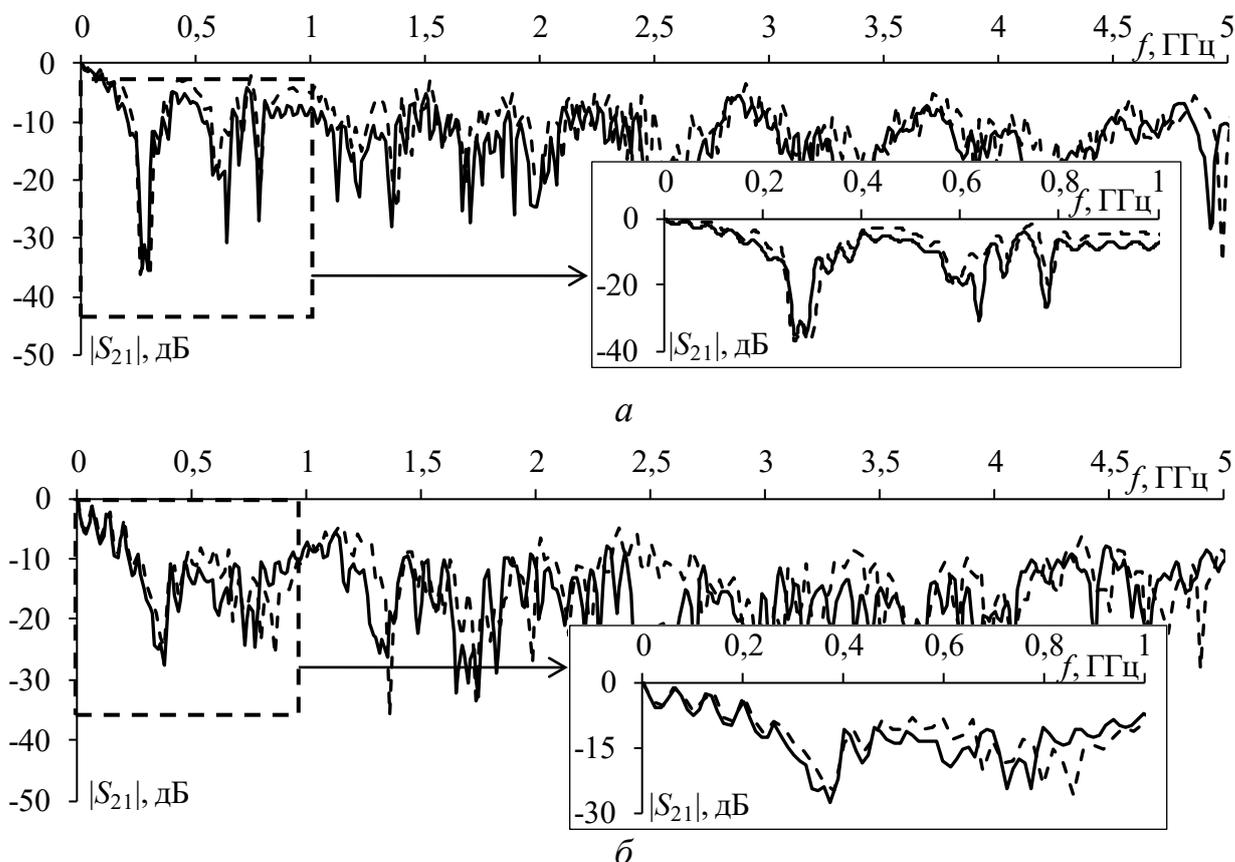


Рисунок 4.18 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—)

Из рисунков 4.19 и 4.20 видно, что результаты моделирования и измерений отличаются довольно существенно по амплитуде резонансов, а на высоких частотах отличия наблюдаются не только в амплитудах, но и в частотах резонансов. Такие отличия объяснить однозначно довольно сложно, однако вероятными причинами различий являются влияние потерь, а также частичное рассогласование прототипов с трактом, в который они включены. Также видно, что на ряде частот напряженность электрического поля, создаваемого прототипами, может достигать даже 0,17 и 0,14 мВ/м для прототипов 1 и 2 соответственно (по результатам измерений). Уменьшение уровня излучаемых эмиссий возможно при дополнительной параметрической оптимизации прототипов, а также при их расположении в экранирующем корпусе или покрытии устройства радиопоглощающим материалом.

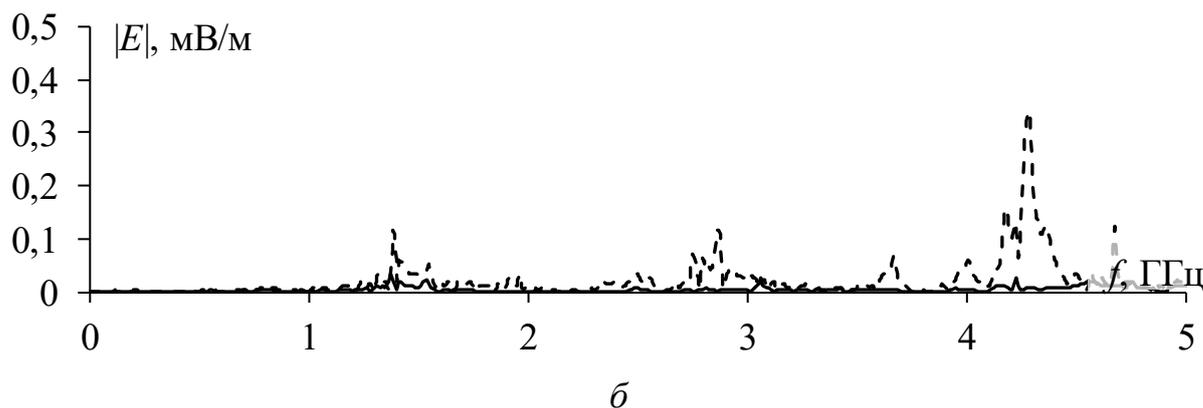
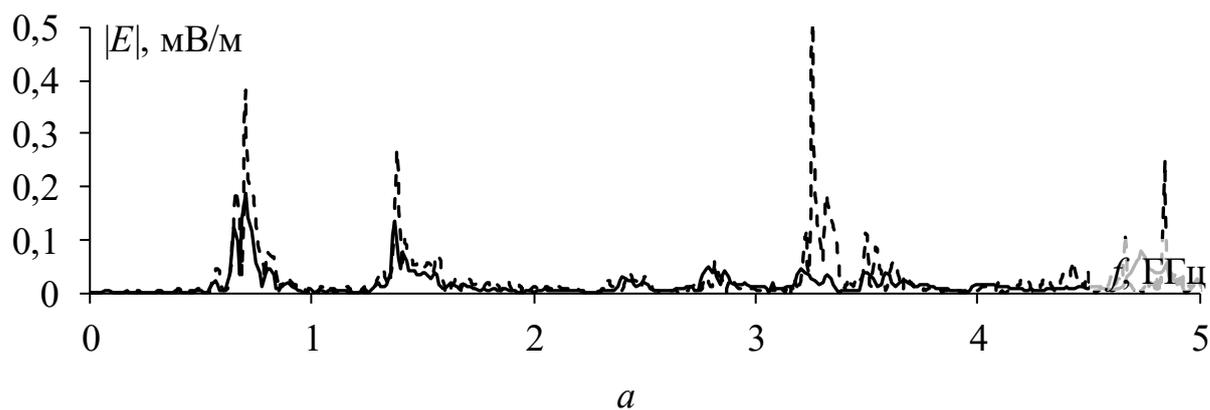


Рисунок 4.19 – Вычисленные (---) и измеренные (—) частотные зависимости напряженности поля прототипа 1 с углом поворота прототипа 0° (а) и 90° (б)

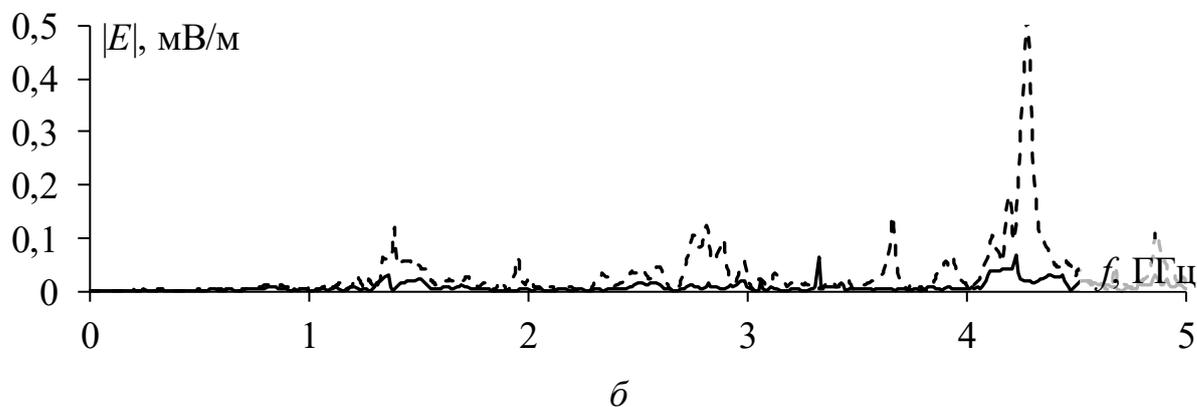
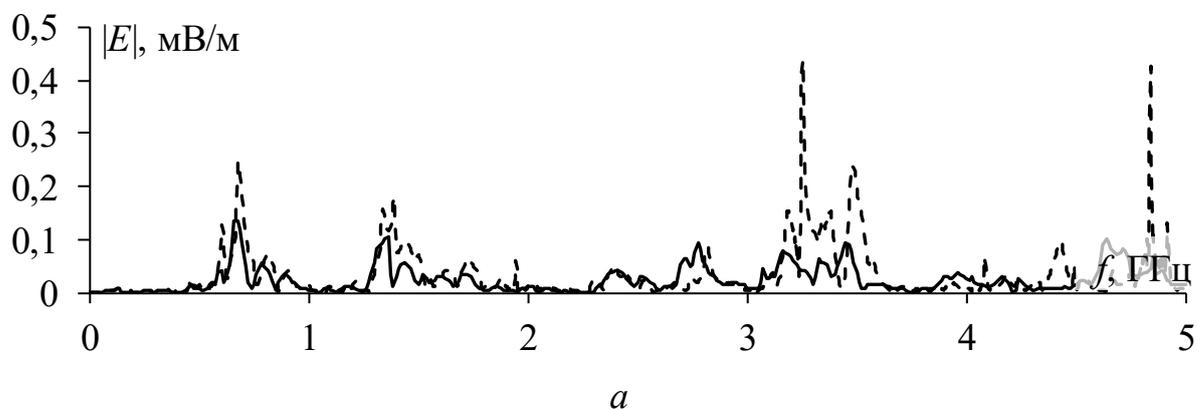


Рисунок 4.20 – Вычисленные (---) и измеренные (—) частотные зависимости напряженности поля прототипа 2 с углом поворота прототипа 0° (а) и 90° (б)

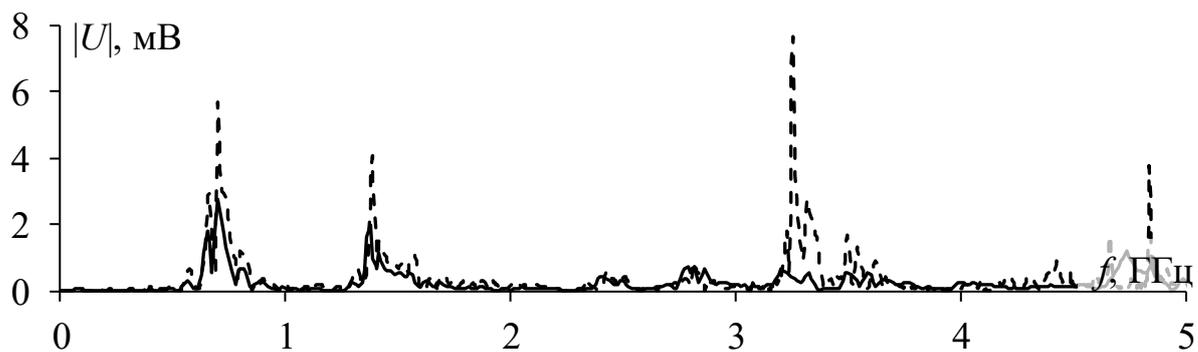
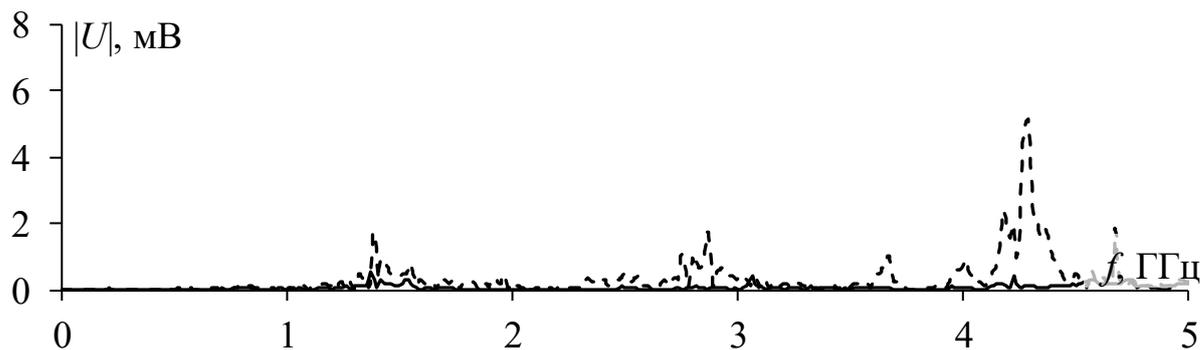
*a**б*

Рисунок 4.21 – Вычисленные (---) и измеренные (—) частотные зависимости напряжения на выходе прототипа 1 с углом поворота прототипа 0° (*a*) и 90° (*б*)

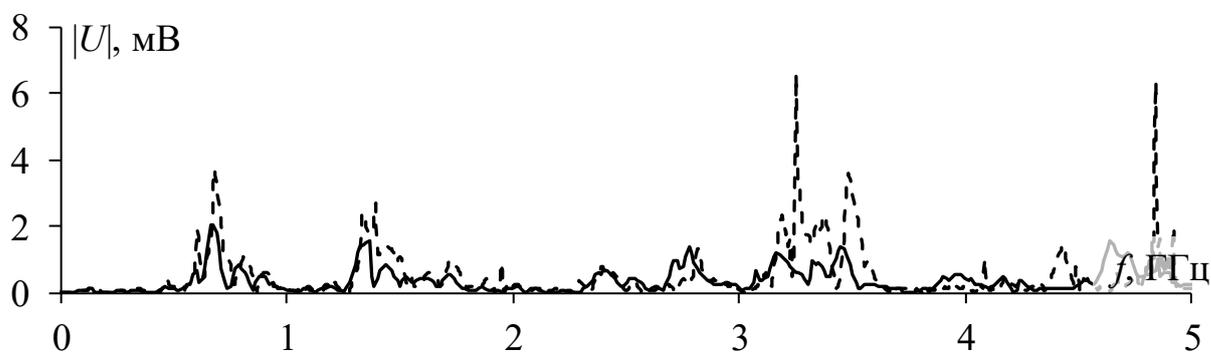
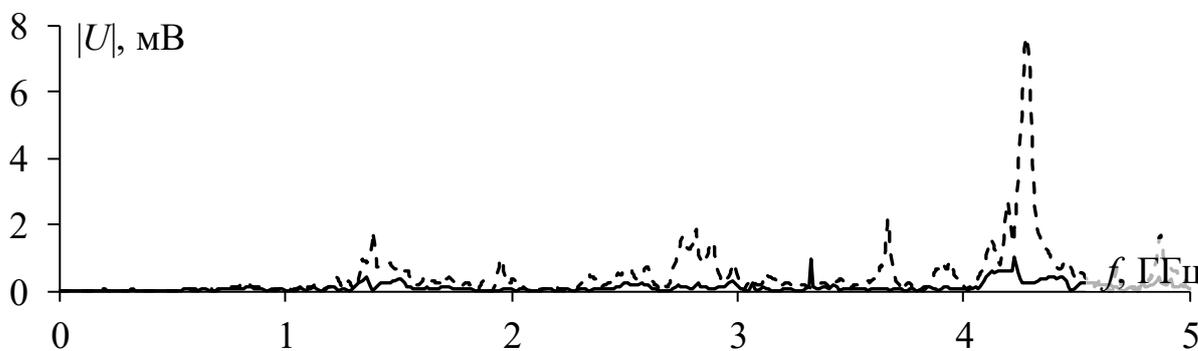
*a**б*

Рисунок 4.22 – Вычисленные (---) и измеренные (—) частотные зависимости напряжения на выходе прототипа 2 с углом поворота прототипа 0° (*a*) и 90° (*б*)

Поворот прототипов относительно центрального проводника приводит к существенному снижению уровня помехоэмиссий (рисунок 4.20). Из сравнения результатов измерений для прототипов 1 и 2 выявлено, что напряженность электрического поля при исходном положении прототипов в ТЕМ-камере для прототипа 1 выше на частоте 3,2 ГГц, чем для прототипа 2, а при повороте прототипов на 90°, наоборот (на частоте 4,3 ГГц).

При оценке восприимчивости прототипов наблюдаются схожие результаты (рисунки 4.21 и 4.22). Воздействие поперечной волны на прототипы при исходном положении приводит к возникновению напряжения на выходе прототипов 1 и 2 с амплитудой до 3,94 мВ (на частоте 700 МГц) и до 2 мВ (на частоте 675 МГц), а при повороте на 90° – до 0,55 мВ (на частоте 1,38 ГГц) и до 1 мВ (на частоте 4,23 ГГц). При этом, оба прототипа наиболее восприимчивы к влиянию электромагнитного поля в частотных диапазонах 0,5–0,85, 1,25–1,75, 3,2–3,5 и 4,8–5 ГГц при исходном положении прототипов и диапазонах 1,25–1,75, 2,5–3, 4–4,5 ГГц при угле поворота 90°.

Таким образом, для излучаемых эмиссий и восприимчивости выявлено, что результаты моделирования и измерений отличаются довольно существенно по амплитуде резонансов, а на высоких частотах – и их частоте. Вероятными причинами различий являются влияние потерь, а также частичное рассогласование прототипов с измерительным трактом. Прохождение по прототипам сигналов на частотах их резонансов может привести к значительным излучаемым эмиссиям. Поворот прототипов относительно центрального проводника приводит к существенному уменьшению помехоэмиссий. По восприимчивости прототипов наблюдаются схожие результаты.

4.4.2 Характеристики прототипов во временной области

Вычислены формы напряжения на выходе прототипов на основе измеренных частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ в соответствии с методикой п. 4.1.2. Также выполнено электродинамическое моделирование форм

напряжения с учётом потерь в пакете EMPro. Рассмотрены разные формы воздействий во временной области.

Сначала рассмотрим воздействие в виде идеализированной трапеции с э.д.с. 1 В и длительностью 900 пс. Полученные формы напряжения на выходе прототипов показаны на рисунке 4.23. Из него видно, что результаты, полученные разными подходами, согласуются по форме, амплитуде и задержке. Между тем для прототипа 1 согласованность лучше, как по амплитуде, так и по задержке, а для прототипа 2 более существенные различия, вероятнее всего, обусловлены влиянием отражений на концах полувитков из-за большей асимметрии поперечного сечения.

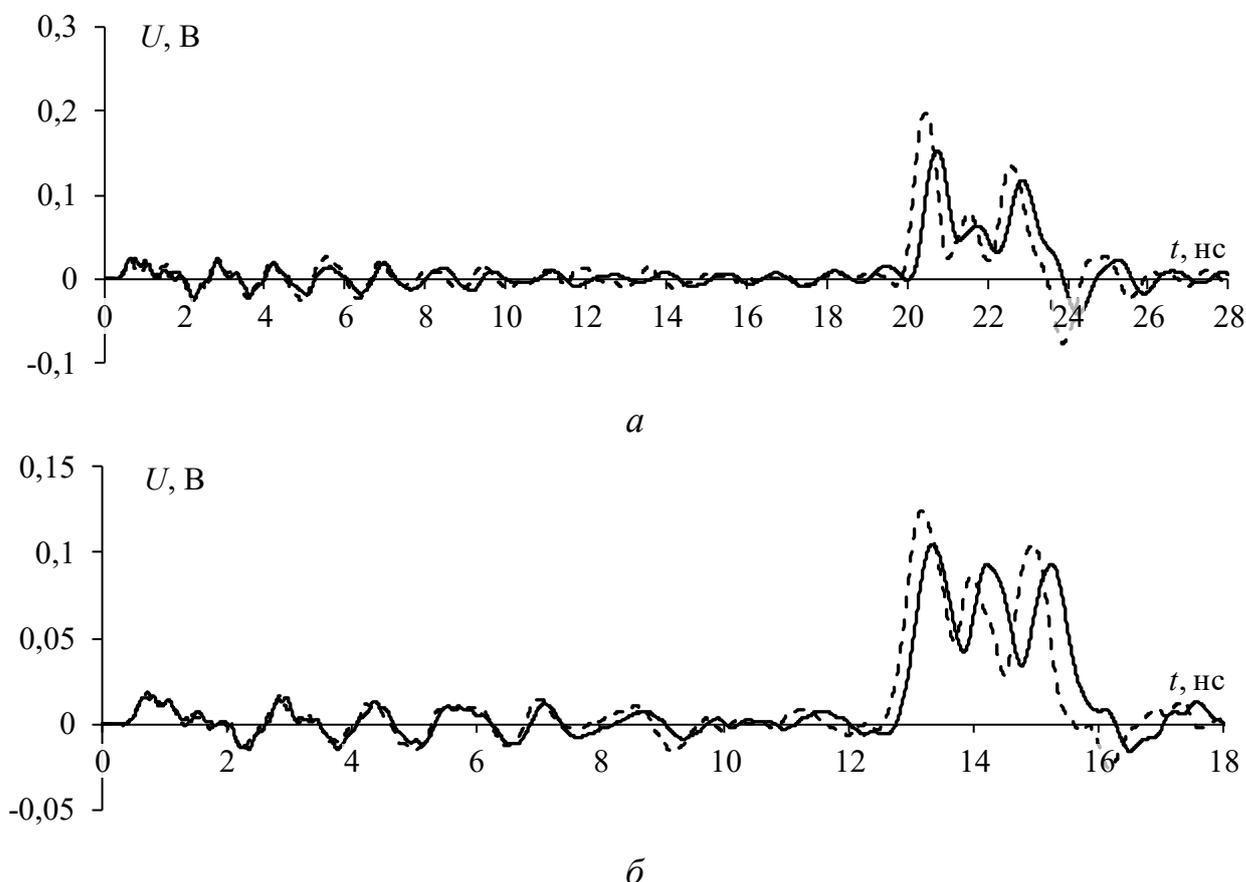


Рисунок 4.23 – Формы напряжений на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (- -) и моделирования (—), при воздействии импульсом в виде трапеции

Формы напряжения на выходе обоих прототипов представлены последовательностью из четырех основных импульсов (рисунок 4.23). Между импульсами перекрестной наводки и дифференциальной моды наблюдаются

отражения от неоднородностей (перемычек) на стыках неосновных полувитков меандра. При большей асимметрии амплитуда дополнительного импульса возрастает, что приводит к уменьшению общего уровня сигнала на выходе прототипа 2. Это подтверждает выводы о влиянии асимметрии поперечного сечения витка, сделанные в п. 3.3. Количественно оценены амплитуды и задержки (по уровню 0,5) импульсов (таблица 4.4).

Таблица 4.4 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения 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								
Электродинамический	24	0,53	196	20,14	79	21,2	134	22,28
Измерения	25	0,54	153	20,41	63	21,31	118	22,5
Прототип 2								
Электродинамический	18	0,56	125	12,89	86	13,68	104	14,63
Измерения	17	0,56	105	13,04	94	13,91	93	14,89

Из таблицы 4.4 видно, что полученные результаты оценок приемлемо согласуются. Для прототипов 1 и 2 различие задержек, полученных разными способами, не превышает 1,85 и 1,75%, а амплитуд – 28 и 19% соответственно. Столь существенное различие амплитуд наблюдается для импульса нечётной моды для каждого прототипа. Различия результатов обусловлены разным учётом потерь, дисперсии и отражений. Несмотря на выявленные различия результатов, полученных разными методами, их согласованность приемлема.

Выполнена оценка N -норм воздействия до и после его разложения. Результаты сведены в таблицу 4.5.

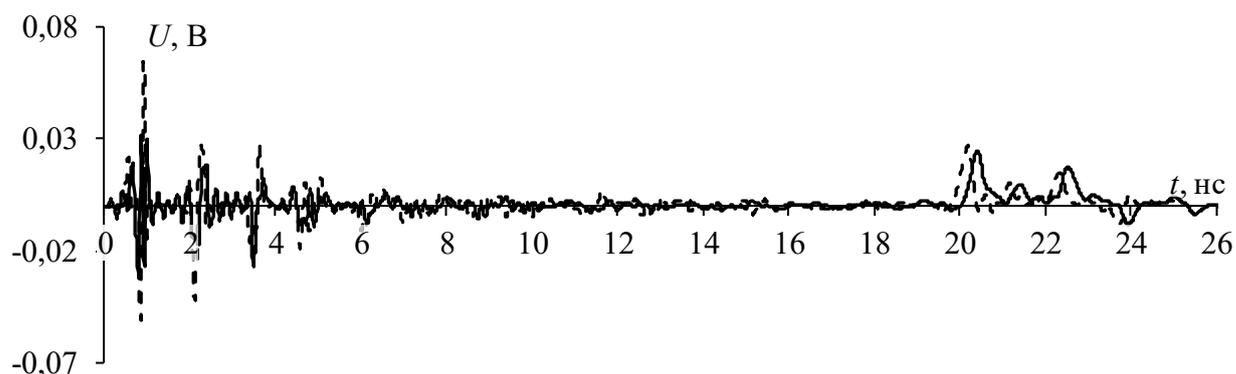
Таблица 4.5 – N -нормы при воздействии импульсом в виде трапеции

Подход	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	3,0	3,0	11,2
Прототип 1					
Электродинамический	0,196	0,556	3,018	5,662	6,106
Измерения	0,153	0,396	2,803	4,810	5,106
Прототип 2					
Электродинамический	0,125	0,34	2,668	4,081	4,338
Измерения	0,105	0,276	2,668	3,925	4,108

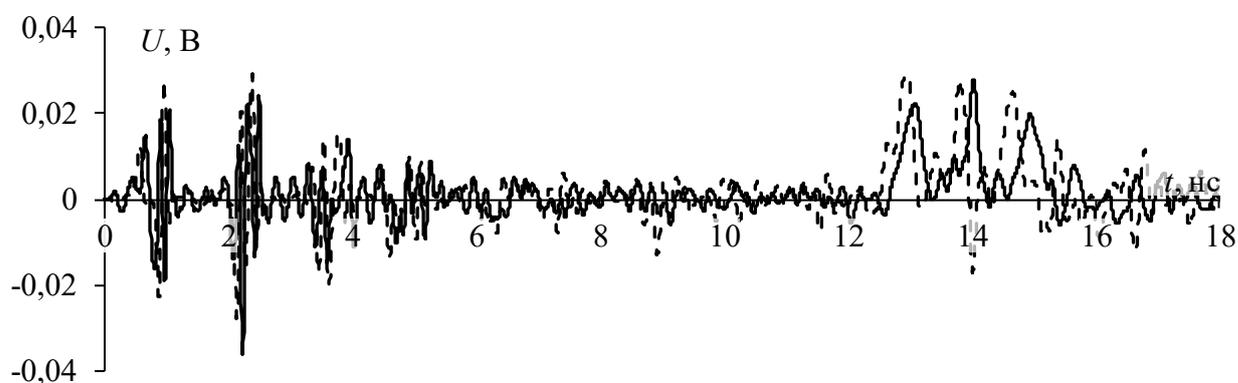
Из таблицы 4.5 видно, что нормы для результатов, полученных разными методами, согласуются. Наибольшее уменьшение N_1 (до 5 раз) получено для

прототипа 2 из-за меньшего уровня выходного сигнала за счёт увеличения амплитуды дополнительного импульса. Существенное уменьшение N_2 (до 6,6 раз) вызвано уменьшением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь и сглаживания формы импульсов разложения. Существенного уменьшения N_3 не наблюдается, а значение N_4 может быть даже больше, чем у исходного воздействия. Это связано с тем, что из-за влияния потерь на сглаживание фронта и спада импульсов разложения увеличивается их ширина, и они накладываются друг на друга. Также из-за наложения импульсов не столь существенно (до 3 раз) уменьшается N_5 .

Выполнены оценки разложения гауссова импульса с длительностью по уровню 0,5 от амплитуды 67 пс в соответствии со стандартом [49]. Полученные формы напряжения на выходе прототипов при воздействии Гауссова импульса приведены на рисунке 4.24.



a



б

Рисунок 4.24 – Формы напряжений на выходе прототипов 1 (*a*) и 2 (*б*), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—), при воздействии гауссовым импульсом

Из рисунка 4.24 видно, что потери оказывают наибольшее влияние на ослабление амплитуды самого позднего из импульсов разложения (синфазной моды) вне зависимости от способа получения формы напряжения. Также на искажения формы сигнала влияют многократные отражения сигнала от перемычек. Совпадение результатов измерений и моделирования приемлемое из-за учёта всех видов потерь и высших типов волн.

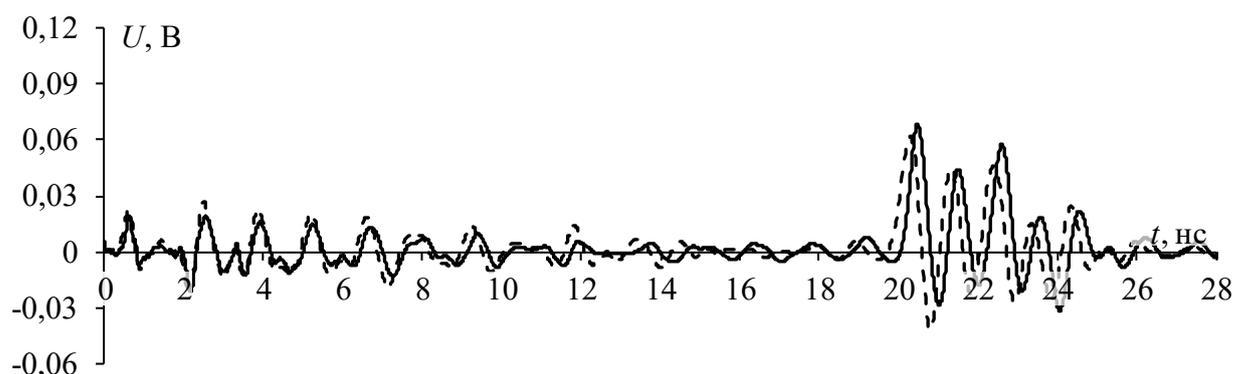
Оценены N -нормы до и после разложения воздействия (таблица 4.6). Для обоих способов, N_1 уменьшается для прототипа 1 в 15,6 раза, а прототипа 2 – 18,5 раза. N_2 уменьшается для прототипа 1 – в 7,3 раза, а прототипа 2 – 10,7 раза. Столь существенное уменьшение объясняется не только разложением воздействия на составляющие с меньшими амплитудами из-за модального разложения, но и существенным влиянием потерь на форму гауссова импульса. Существенного уменьшения N_3 и N_4 не происходит из-за многократных отражений, но довольно существенно уменьшается N_5 (до 4 раз).

Таблица 4.6 – N -нормы, полученные при воздействии гауссовым импульсом

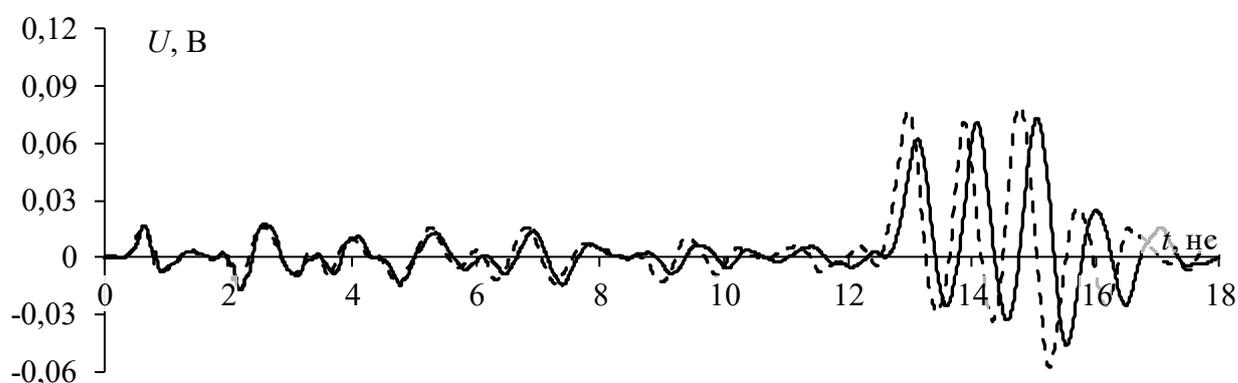
Подход	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
Входное воздействие	0,5	11,3	3,62	3,62	3,55
Прототип 1					
Электродинамический	0,065	2,57	0,22	0,81	1,01
Измерения	0,032	1,55	0,27	0,79	0,84
Прототип 2					
Электродинамический	0,029	1,06	0,31	0,97	0,98
Измерения	0,027	1,24	0,3	0,85	0,86

Затем оценено разложение затухающей синусоиды (рисунок 2.14а) [50]. Её параметры приняты такими же, как в п. 2.2.3. На рисунке 4.25 представлены полученные формы напряжения на выходе прототипов 1 и 2. Из сравнения форм напряжения, полученных разными методами, видно, что они согласуются, поскольку каждая из них представлена последовательностью синусоидальных колебаний, которые накладываются друг на друга. Поэтому сложно однозначно оценить задержки составляющих и выделить дополнительный импульс. Из-за большей (относительно воздействий импульсом трапеции и гауссовым) длительности воздействия условия (1.3) и (2.3) не выполняются, поэтому в

явном виде на выходе витка не наблюдается дополнительный импульс. Также на выходе присутствует составляющая перекрестной помехи, однако её форма искажена из-за отражений. Отметим хорошее совпадение форм напряжения по задержкам составляющих и приемлемое – по амплитудам. Из рисунка 4.25 видно, что положительные полуволны по результатам измерений прототипа 1 оказались выше по амплитуде, чем при моделировании. Отличия составили 4,5% и 22,4% для первой полуволны основных составляющих соответственно. Это может быть вызвано наложением основных и отраженных полуволн одной полярности. Полученные результаты подтверждают выводы о существенном влиянии потерь, сделанные ранее. Следует отметить, что тенденция искажений из-за потерь сохраняется: они сильнее ослабляют более поздние составляющие выходного сигнала. В таблицу 4.7 сведены вычисленные значения N -норм до и после прохождения воздействия по витку МЛ.



а



б

Рисунок 4.25 – Формы напряжений на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (- -) и моделирования (—), при воздействии затухающей синусоидой

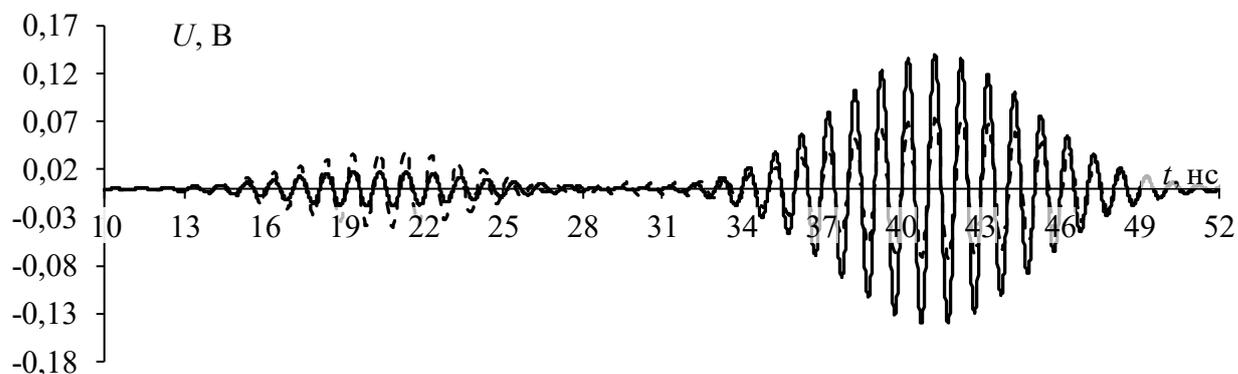
Из анализа N_1 можно сделать вывод, что её ослабление существенно: 5,8 раза для прототипа 1 и 5,4 раза для прототипа 2. По измерениям ослабление больше. Схожие выводы можно сделать для N_2 , значение которой также уменьшается, причем еще больше по сравнению с входным воздействием (до 8 и 11 раз для прототипов 1 и 2 по результатам измерений). Уменьшение остальных норм меньше. Как и ранее, это связано с влиянием многократных отражений и потерь, из-за чего формы составляющих сигнала становятся шире. Примечательно, что все нормы, вычисленные на основе измерений, ниже, чем на основе электродинамического моделирования. Вероятнее всего, это связано с характером воздействия и влиянием отражений.

Таблица 4.7 – N -нормы, полученные при воздействии затухающей синусоиды

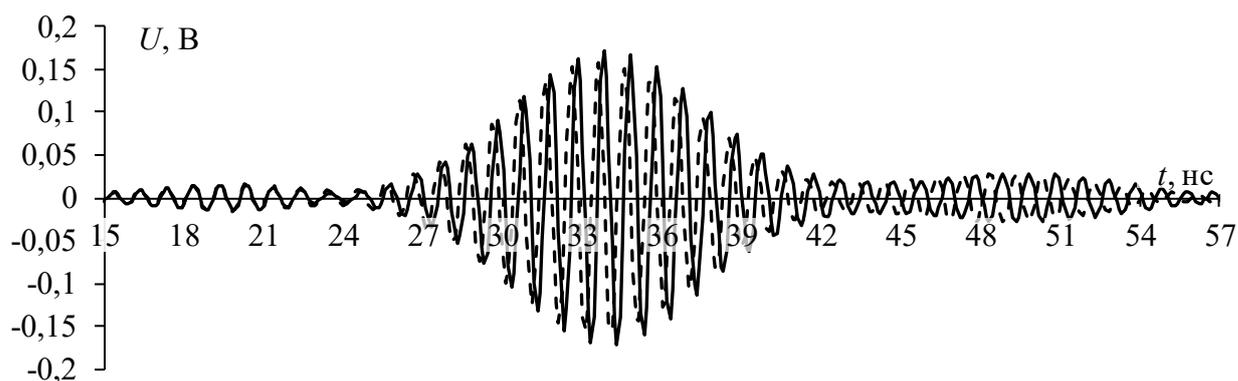
Подход	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
Входное воздействие	0,394	3,24	1,25	3,2	7,8
Прототип 1					
Электродинамический	0,062	0,20	0,54	2,38	2,22
Измерения	0,068	0,29	0,6	2,1	2,13
Прототип 2					
Электродинамический	0,078	0,43	0,68	2,38	3,21
Измерения	0,073	0,39	0,65	2,19	2,39

Наконец, оценено разложение синусоиды с гауссовой модуляцией (рисунок 2.14б) [51]. Её параметры приняты такими же, как в п. 2.2.3. Полученные формы напряжения модуляцией приведены на рисунке 4.26. Из форм напряжения на рисунке 4.26 видно, что для прототипа 1 они не согласуются по амплитуде (отличие составило от 40 до 70%), а перед основной составляющей отклика наблюдается составляющая перекрестной помехи. Для прототипа 2 согласованность результатов лучше, а составляющая перекрестной помехи частично наложена на основную. Кроме того, после основной составляющей на выход прототипа 2 приходит отраженная составляющая, которая также частично накладывается на основную. В таблицу 4.8 сведены рассчитанные N -нормы по результатам моделирования и измерений. Из неё видно, что N_1 уменьшилась по результатам измерений в 3,6 и 2,9 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Схожее уменьшение (4,86 и 4 раза) получено

для N_2 . Сравнительно малые снижения N_1 и N_2 вызваны тем, что из-за большой длительности воздействие не раскладывается на составляющие (в отличие от прежних воздействий). Поэтому на их уменьшение влияют только потери и отражения. Уменьшение норм N_3 – N_5 снижает вероятности пробоя диэлектрика, выгорания компонентов и повреждения оборудования.



а



б

Рисунок 4.26 – Формы напряжений на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные в результате измерений (---) и моделирования (—), при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией

Таблица 4.8 – N -нормы, полученные при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией

Подход	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	4,28	15,8	2,81	2,79
Прототип 1					
Электродинамический	0,073	0,52	2,34	0,70	0,49
Измерения	0,14	0,88	4,48	0,93	0,81
Прототип 2					
Электродинамический	0,158	0,98	4,85	1,25	0,94
Измерения	0,172	1,07	5,07	1,31	1,01

Таким образом, представлены результаты измерения характеристик прототипов во временной области при разных формах воздействия.

Полученные результаты говорят о применимости прототипов для ослабления рассмотренных воздействий. Поскольку параметрическая оптимизация прототипов выполнена для разложения импульсного сигнала длительностью 900 нс, то при таком воздействии выявлена качественная и количественная согласованность результатов, полученных разными методами, причём она лучше для прототипа 1, что, вероятно, обусловлено меньшей асимметрией поперечного сечения. Ослабления импульсного сигнала на выходе прототипов 1 и 2 составили 3,27 и 4,77 раза соответственно. Таким образом, выявлен рост ослабления в 1,46 раза за счёт увеличения асимметрии. При воздействии гауссовым импульсом ослабление намного выше: 15,6 и 18,5 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Увеличение ослабления связано с более существенным влиянием асимметрии на более короткие воздействия, что подтверждает сделанные ранее выводы. Между тем для воздействий затухающей синусоиды и синусоиды с гауссовой модуляцией выявлено уменьшение ослабления из-за увеличения асимметрии. Это может быть связано с большей длительностью и периодическим характером воздействий.

4.5 Сравнительный анализ эффективности прототипов витка меандровой линии для ослабления помеховых воздействий

Выполнен сравнительный анализ разработанных прототипов витка МЛ. Представлены результаты сравнения временных и частотных характеристик наиболее эффективного (по ослаблению) прототипа витка МЛ с другими устройствами защиты от помех: модальными фильтрами и с LC-фильтрами с сосредоточенными и распределенными параметрами.

4.5.1 Сравнительный анализ разработанных прототипов

Сначала сравнены характеристики прототипов витка МЛ. Для его корректности выбраны прототипы, изготовленные на подложке из одного материала Arlon AD1000. Далее будем называть прототипы витка МЛ на рисунке 4.10 прототипами 1 и 2, а на рисунке 4.17 – прототипами 3 и 4. Для

наглядности полученные формы напряжения на воздействие импульсом в виде трапеции длительностью 900 пс показаны на рисунке 4.27.

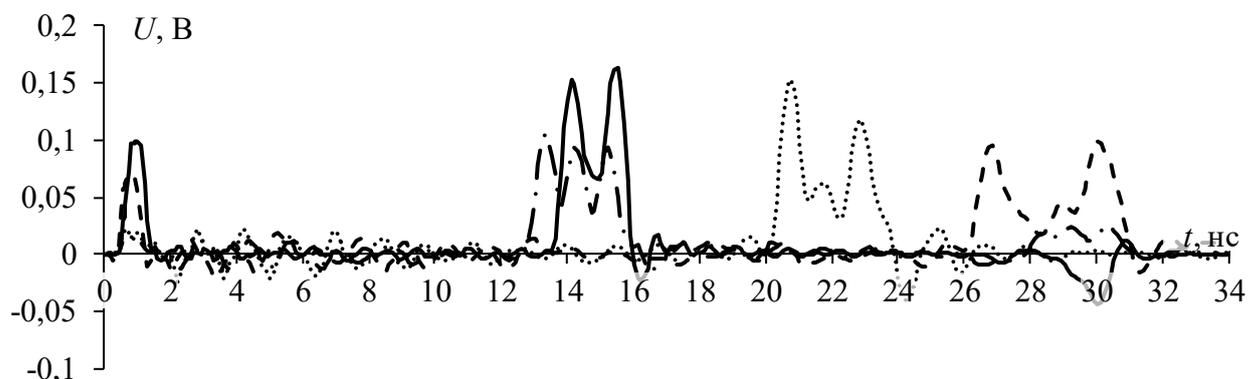


Рисунок 4.27 – Формы напряжений на выходе прототипов
1 (—), 2 (- -), 3 (· · ·), 4 (- · -)

Видно, что на выходе всех прототипов воздействие раскладывается на последовательность импульсов за счёт модальных искажений, возникающих в витке. Прототипы 1 и 4 обеспечивают наименьшие задержки сигнала из-за меньшей длины витка, а с точки зрения минимальной амплитуды на выходе примечательны прототипы 2 и 4. Перекрестная помеха на выходе прототипов 3 и 4 имеет наименьшую амплитуду, так как связи между проводниками витка уменьшается из-за асимметрии. Для численного сравнения в таблицу 4.9 сведены характеристики прототипов («1» и «2» введены для обозначения 1- и 2-й мод витка) и вычисленные N -нормы. Из таблицы 4.9 видно, что прототипы (кроме 3) обеспечивают одинаковую разность погонных задержек мод, а также приемлемое согласование с трактом (наибольшее отклонение соответствует прототипам 3 и 4 и оно менее 5%). Наибольшая частота среза соответствует прототипу 1. Наибольшее ослабление воздействия наблюдается для прототипов 2 и 4 (5,05 и 4,76 раза), но при близком ослаблении прототип 4 обеспечивает наименьшие N -нормы. Поэтому он выбран для дальнейшего сравнения.

Таблица 4.9 – Параметры прототипов 1–4 и N -нормы на их выходе

№	$ \tau_1 - \tau_2 $, нс/м	$(Z_1 Z_2)^{0,5}$, Ом	f_c , МГц	$U_{ex}/U_{вых}$	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
1	0,65	51,41	62,7	3,97	0,126	0,403	3,16	4,50	4,96
2	0,65	51,41	50	5,05	0,099	0,330	2,98	4,82	4,50
3	0,47	47,58	36	3,27	0,153	0,396	2,803	4,810	5,106
4	0,64	47,46	12,8	4,76	0,105	0,276	2,668	3,925	4,108

4.5.2 Сравнение с модальными фильтрами

Сравнение характеристики прототипа 4 (рисунок 4.17б) с МФ на основе: связанной [165] и модифицированной МПЛ с двумя пассивными заземленными проводниками [166]; копланарной линии с пассивным проводником в вырезе опорной плоскости [167]. Далее они названы МФ 1–МФ 3 соответственно. Описание параметров поперечных сечений, схем соединений и характеристик материалов приведено в [165–167], а на рисунке 4.28 показаны виды этих МФ.

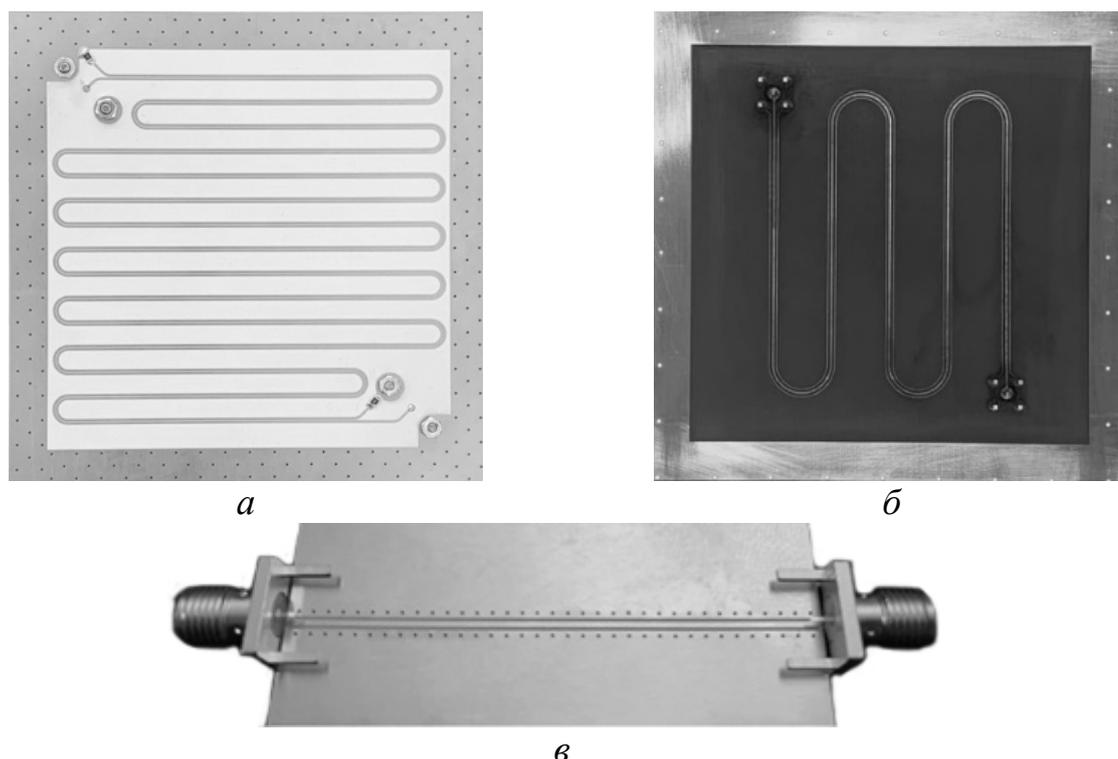


Рисунок 4.28 – Виды изготовленных прототипов МФ 1 (а), МФ 2 (б) и МФ 3 (в)

Сравнение характеристики прототипа 4 и прототипов МФ в частотной и временной областях на основе измеренных S -параметров каждого устройства. Их измерение выполнено с помощью ВАЦ компании АО «НПФ «Микран» Р4226 в диапазоне частот 10 МГц–5 ГГц с шагом 10 МГц. Перед измерениями выполнена двухпортовая SOLT-калибровка, чтобы минимизировать влияние на результаты измерений кабельных сборок и соединителей. Частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ показаны на рисунке 4.29. Из результатов измерений видно, что наилучшее согласование с трактом выявлено для МФ 3. При этом для него максимальное значение $|S_{11}|$ не превышает минус 15 дБ в исследуемом диапазоне. Максимальный $|S_{11}|$ выявлен для витка МЛ. Из зависимостей $|S_{21}|$

видно, что наибольшая частота среза наблюдается для МФ 3 и составляет 2,55 ГГц, а наименьшая – для витка МЛ (12,8 МГц). При этом наибольший средний $|S_{21}|$ в полосе заграждения получен для МФ 3, а наименьший – для витка МЛ. Структурой с наименьшим количеством резонансов является МФ 1.

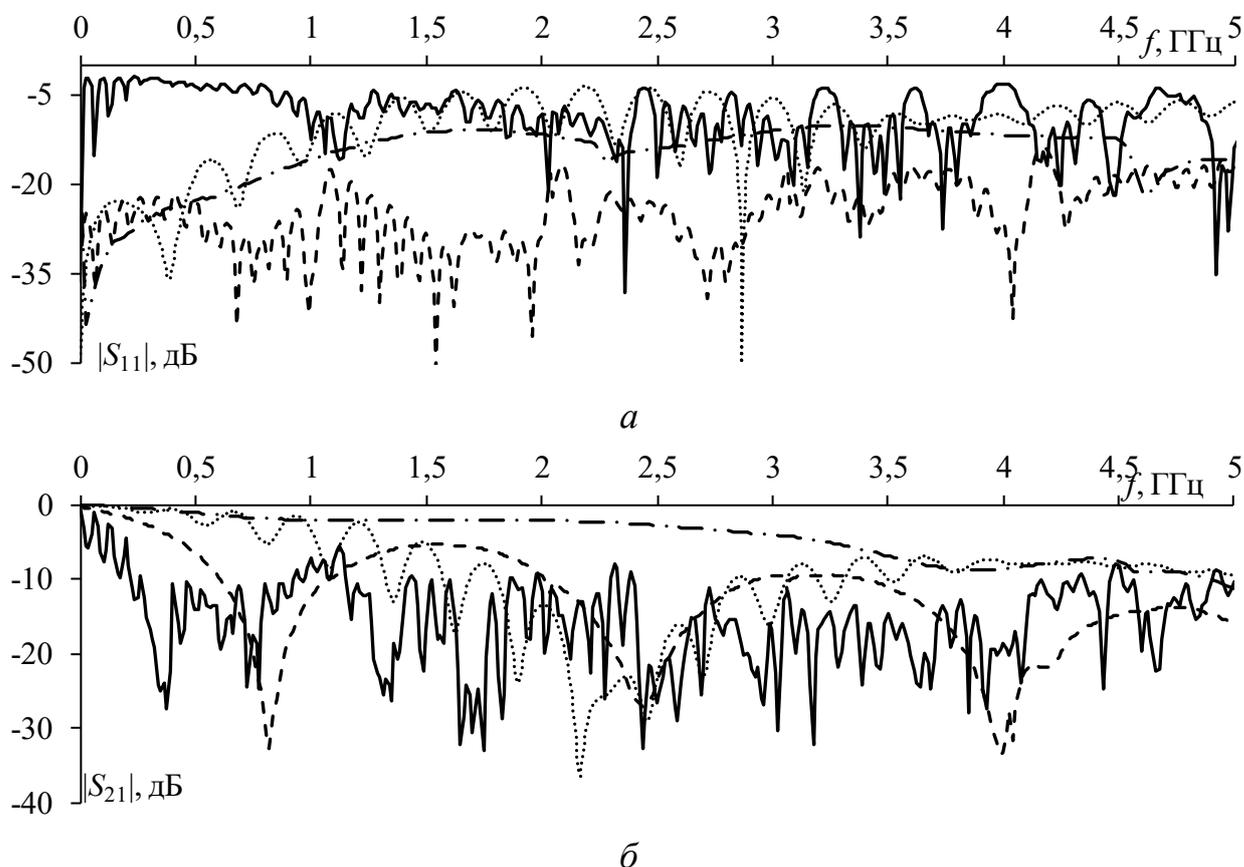


Рисунок 4.29 – Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ витка МЛ (—), МФ 1 (- -), МФ 2 (· · ·) и МФ 3 (- · -)

С помощью измеренных S -параметров вычислены временные отклики на выходе полосковых устройств. Оценена эффективность подавление воздействий длительностями 900, 300 и 60 пс и амплитудой э.д.с. 1 В (рисунок 4.30). Полученные формы напряжения на выходе каждого устройства показаны на рисунке 4.31. В витке все воздействия раскладываются на последовательность импульсов, причём уменьшение длительности воздействия приводит к росту ослабления. Это связано с более выраженным влиянием потерь и дисперсии на более короткие воздействия. Из рисунка 4.31а видно, что при длительности воздействия 900 пс разложения в МФ 2–3 не происходит из-за малой разности задержек мод, а на выходе МФ 1 происходит лишь неполное разложение.

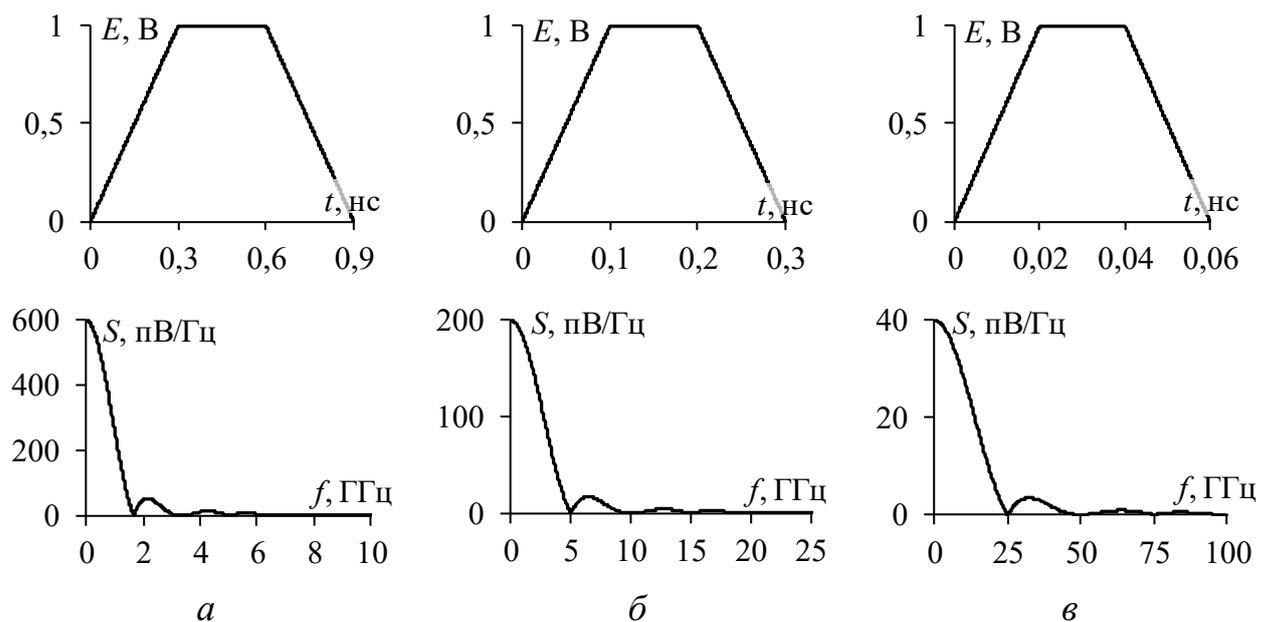


Рисунок 4.30 – Формы э.д.с. воздействий 1–3 и их спектральные плотности при длительностях 900(*a*), 300 (*б*) и 60 (*в*) пс

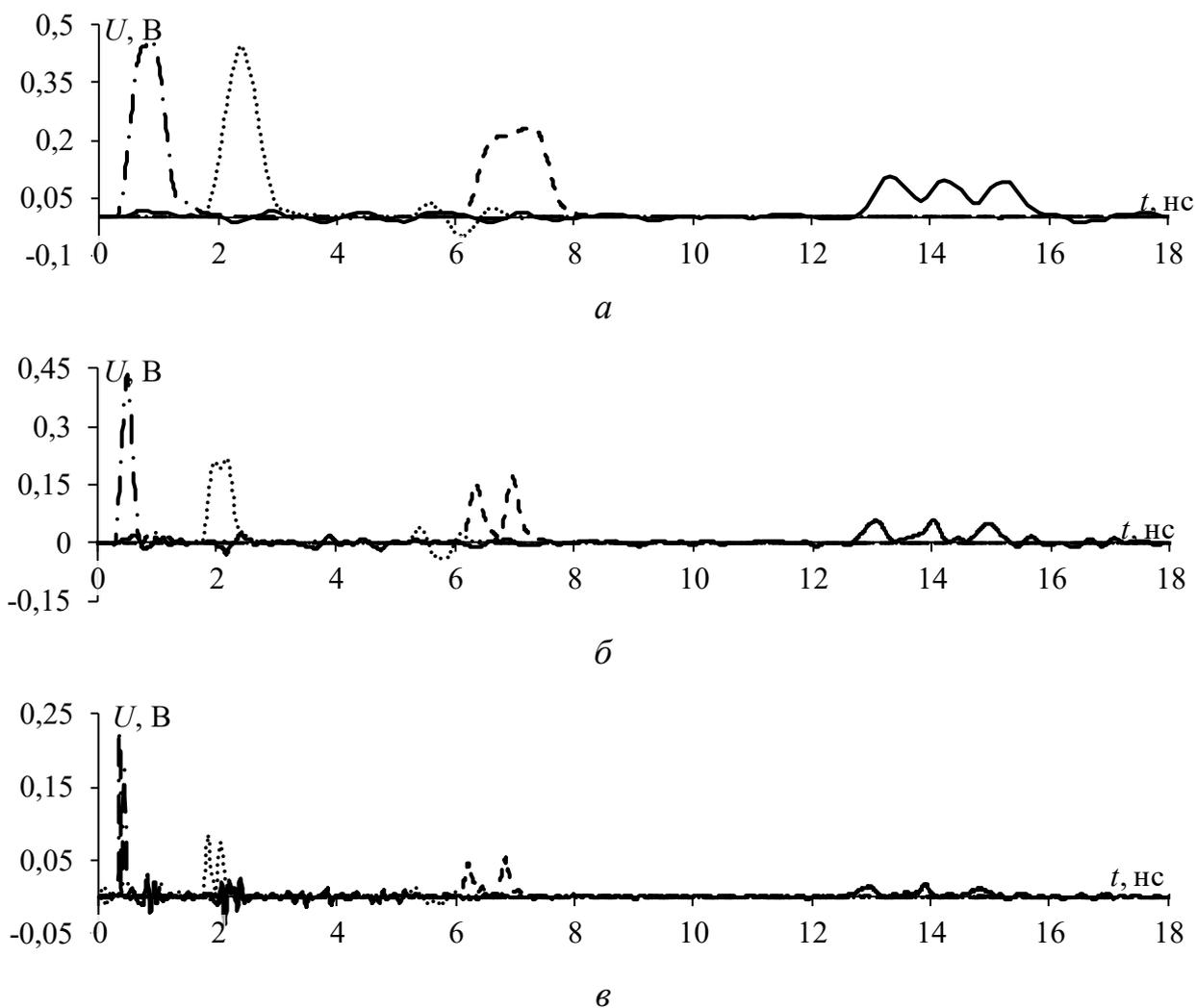


Рисунок 4.31 – Формы напряжения на выходе витка МЛ (—), МФ 1 (- -), МФ 2 (· · ·) и МФ 3 (- · -) при воздействиях 1(*a*), 2 (*б*) и 3 (*в*)

При воздействии длительностью 300 пс (рисунок 4.31б) на выход МФ 1 приходят уже два импульса, а на выходе МФ 2 наблюдается неполное разложение воздействия. Разложения воздействия длительностью 300 пс в МФ 3 не происходит. При длительности 60 пс (рисунок 4.31в) во всех устройствах происходит разложение воздействия из-за модальных искажений сигнала, причем, как и для витка МЛ для МФ 1 и 2 уменьшение длительности воздействия увеличивает ослабление из-за потерь. Количественное сравнение выполнено с помощью N -норм (таблица 4.10).

Таблица 4.10 – Вычисленные N -нормы на выходе витка МЛ и МФ 1–3

900 пс					
Источник	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^5$
Входное воздействие	0,5	1,67	3,00	3,00	1,12
Виток МЛ	0,106	0,27	2,64	3,80	0,41
МФ 1	0,230	0,64	2,87	2,88	0,72
МФ 2	0,447	1,23	3,07	3,35	0,97
МФ 3	0,457	1,50	2,97	3,14	1,01
300 пс					
Входное воздействие	0,5	5,00	1,00	1,00	0,65
Виток МЛ	0,058	0,45	0,89	1,84	0,18
МФ 1	0,171	1,10	0,96	1,01	0,31
МФ 2	0,215	1,65	1,06	1,28	0,41
МФ 3	0,432	3,49	1,00	1,04	0,53
60 пс					
Входное воздействие	0,5	25,00	0,20	0,20	0,29
Виток МЛ	0,025	1,68	0,19	0,61	0,06
МФ 1	0,053	1,09	0,19	0,21	0,07
МФ 2	0,084	1,60	0,22	0,28	0,10
МФ 3	0,228	9,37	0,20	0,27	0,16

Результаты таблицы 4.10 подтверждают качественные оценки, сделанные ранее. Видно, что уменьшение N_1 при длительности воздействия 900 пс на выходе витка МЛ составило 4,71 раза, а МФ 1 – 2,17 раза. При этом ослабления воздействия за счёт модальных искажений на выходе МФ 2 и 3 не выявлено, а незначительное уменьшение N_1 вызвано потерями, дисперсией и отражениями. Из-за значительной длины витка МЛ и модального разложения, N_2 значительно уменьшилось. Между тем наихудшее уменьшение выявлено для МФ 3. Значительного уменьшения N_3 для всех устройств не выявлено. Из-за особенности вычисления N_4 , в ходе которого значения напряжений сначала

берутся по модулю, а затем суммируются, наблюдается её увеличение для всех устройств, но максимальное увеличение выявлено для витка МЛ. Наибольшее уменьшение N_5 выявлено для витка МЛ, а наименьшее – для МФ 2 и 3. Схожие результаты получены и для воздействий меньшей длительности, что также подтверждает оценки на основе рисунка 4.31. По совокупности оценок наилучшим устройством защиты от рассмотренных ЭМВ является виток МЛ.

4.5.3 Сравнение с LC-фильтрами с распределенными и сосредоточенными параметрами

Выполнено сравнение частотных и временных характеристик выбранного прототипа витка МЛ с характеристиками многозвенных LC-фильтров с распределенными (с частотой среза 2 ГГц) и сосредоточенными (с частотой среза 600 МГц) параметрами. Далее для простоты изложения они называются фильтрами 1 и 2 соответственно. Прототипы многозвенных LC-фильтров показаны на рисунке 4.32.

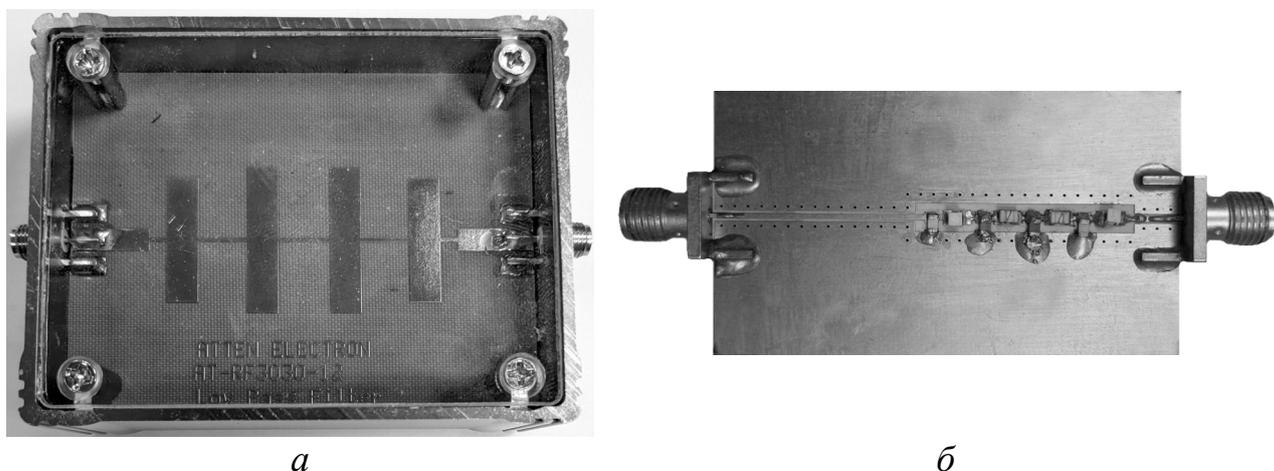
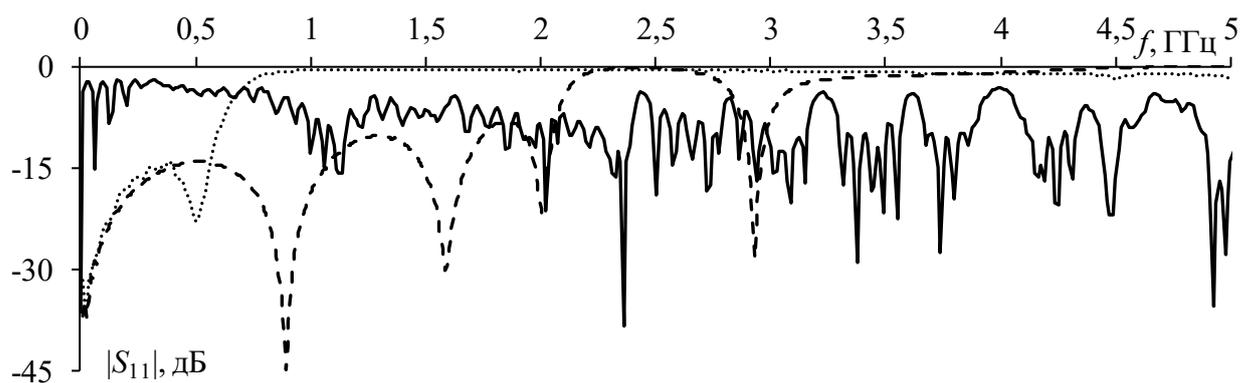


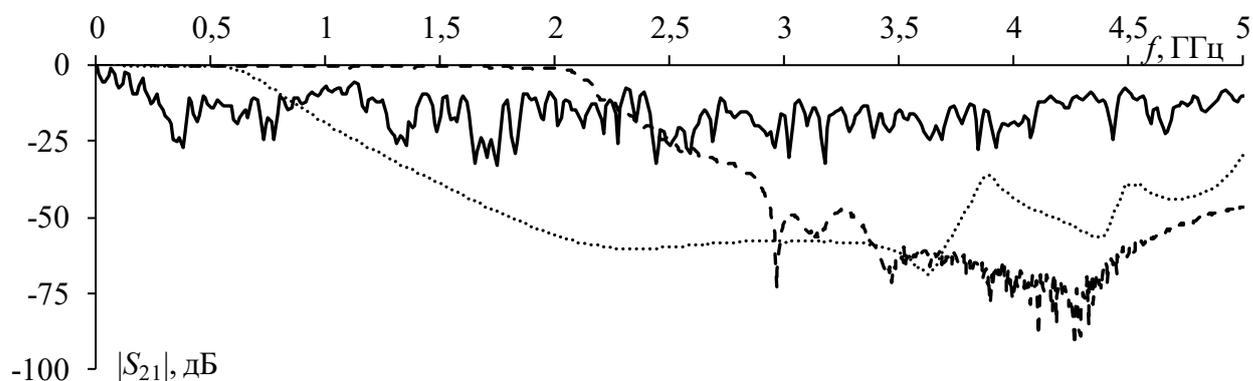
Рисунок 4.32– Прототипы LC-фильтров с распределёнными (а) и сосредоточенными (б) параметрами

Ход исследования аналогичен проведенному в п. 4.5.2. На рисунке 4.33 представлены частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$. Из них видно, что LC-фильтры обладают хорошими значениями $|S_{11}|$ в диапазоне от 0 до 0,6 ГГц, при этом максимум $|S_{11}|$ не превышает минус 15 дБ. В тоже время виток МЛ показывает худшие характеристики в данном частотном диапазоне, что может ограничить область его применения в радиотехнических цепях, требующих малых

значений коэффициента стоячей волны в полосе пропускания. Также видно, что виток МЛ будет меньше отражать распространяющееся ЭМВ. Для $|S_{21}|$ видно, что виток МЛ обладает наименьшей частотой среза (12,8 МГц), а наибольшей (2 ГГц) – фильтр 2. Наибольшее значение $|S_{21}|_{\text{ср}}$ наблюдается для фильтра 1, в то время как наименьшее – соответствует витку МЛ. Между тем, для оценки эффективности подавления ЭМВ целесообразно выполнить анализ во временной области.



а

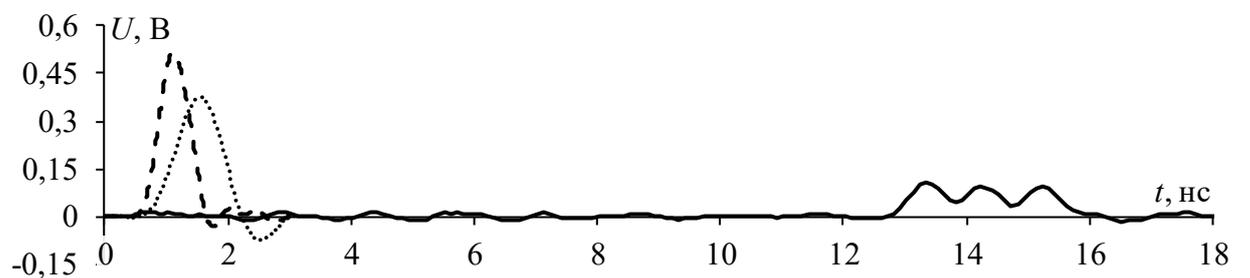


б

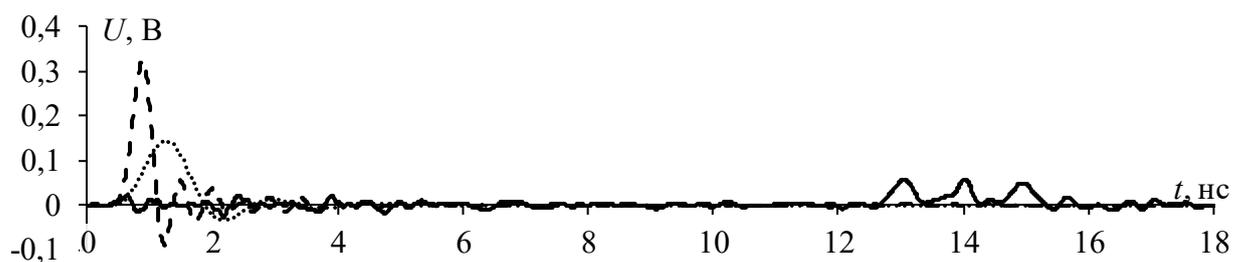
Рисунок 4.33 – Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (б) витка МЛ (—), фильтра 1 (- -) и фильтра 2 (· · ·)

На рисунке 4.34 приведены вычисленные на основе S -параметров формы напряжения на выходе исследуемых устройств, при воздействиях 1–3, а вычисленные их N -нормы сведены в таблицу 4.11. Видно, что виток МЛ обеспечивает лучшее ослабление рассмотренных ЭМВ за счёт модального разложения. В то же время наилучшим из LC-фильтров является фильтр 1 за счёт меньшей полосы пропускания и больших вносимых потерь в полосе

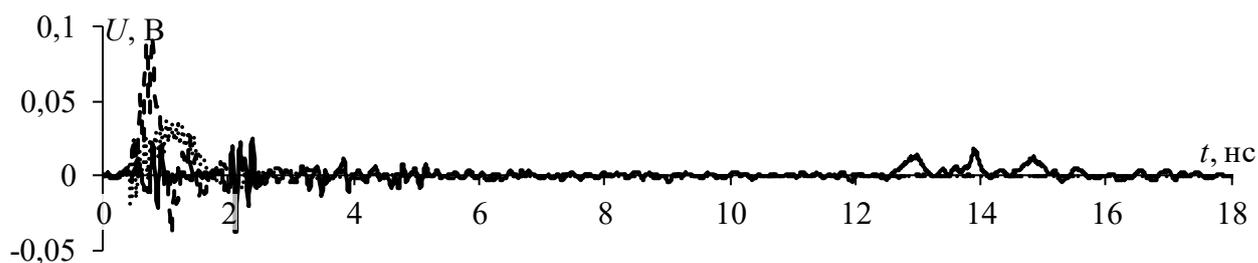
заграждения. По N_1 , N_2 и N_5 также видно, что виток МЛ обладает лучшими защитными характеристиками для всех рассмотренных воздействий.



а



б



в

Рисунок 4.34 – Формы напряжения на выходе витка МЛ (—), фильтра 1 (- -) и фильтра 2 (· · ·) при воздействиях 1–3 (а–в)

Таблица 4.11 – Вычисленные N -нормы на выходе витка МЛ и LC-фильтров

Воздействие 1					
Источник	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^5$
Входное воздействие	0,5	1,67	3	3	1,12
МЛ	0,106	0,27	2,64	3,8	0,41
Фильтр 1	0,376	0,76	3,18	3,88	0,96
Фильтр 2	0,514	1,47	3,02	3,29	1,07
Воздействие 2					
Входное воздействие	0,5	5	1	1	0,65
МЛ	0,058	0,45	0,89	1,84	0,18
Фильтр 1	0,146	0,39	1,1	1,41	0,35
Фильтр 2	0,322	1,93	1,07	1,78	0,52
Воздействие 3					
Входное воздействие	0,5	25	0,2	0,2	0,29
МЛ	0,025	1,68	0,19	0,61	0,06
Фильтр 1	0,037	1,81	0,22	0,31	0,08
Фильтр 2	0,094	2,27	0,22	0,43	0,12

4.6 Основные результаты раздела

1. Экспериментально доказана возможность размещения на заданной площади печатной платы витка МЛ за счёт сворачивания его в меандр со слабой связью между неосновными полувитками. Получен виток длиной 1325,3 мм и шириной 3,7 мм на площади $67,3 \times 70,3 \text{ мм}^2$ с сохранением (даже увеличением из-за реального влияния отражений, потерь и дисперсии) ослабления идеализированных и реальных (оцифрованных с выхода генератора комбинированного осциллографа С9-11) импульсных воздействий.

2. Добавление дополнительных заземленных проводников в структуру витка МЛ позволяет значительно увеличить длину сигнального проводника с 2505 до 3255 мм (за счёт уменьшения расстояния между неосновными витками меандра с 3 до 2,1 мм). Это позволило увеличить ослабление импульсного воздействия в 1,3 раза по сравнению с исходной структурой без заземленных проводников. На это повлияли и потери за счёт увеличения общей длины сигнального проводника. Совокупность полученных результатов позволяет утверждать, что добавление дополнительных проводников, наряду с увеличением длины сигнального, также даёт возможность уменьшения размеров витка заданной длины на требуемой площади печатной платы с сохранением его защитных характеристик.

3. В результате исследования прототипов с асимметричным поперечным сечением на основе МПЛ с разной шириной проводников, во временной области при разных формах воздействий, выявлено, что увеличение асимметрии увеличивает ослабление импульсных воздействий за счёт распространения дополнительного импульса, причем, тем больше, чем короче воздействия. Показан рост ослабления в 1,46 раза за счёт увеличения асимметрии поперечного сечения при воздействии импульсом в виде трапеции длительностью 900 пс, а при воздействии гауссовым импульсом длительностью 67 пс (по уровню 0,5) увеличение асимметрии привело к ослаблению лишь в 1,2 раза. Для воздействий затухающей синусоиды и синусоиды с гауссовой

модуляцией выявлено уменьшение ослабления при увеличении асимметрии. Это может быть связано с большей длительностью (по сравнению с импульсными воздействиями) и периодическим характером воздействий.

4. В результате сравнения частотных и временных характеристик выявлено, что применение витка МЛ обеспечивает лучшее подавление ЭМВ в форме трапеции с длительностями 900, 300, 60 пс по сравнению с МФ и LC-фильтрами, рассмотренными в работе. Выполненный качественный анализ форм напряжения согласуется с количественными оценками с помощью N -норм.

Таким образом, совокупность полученных результатов подтверждает применимость подходов, предложенных в разделе 3, для совершенствования характеристик полосковых устройств защиты с модальным разложением.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования

1. Выявлено существенное (до 12% по амплитуде составляющих) влияние количества ячеек дискретизации границ структуры витка МЛ на результаты электродинамического моделирования временного отклика. Показано, что для более точных результатов целесообразно использование адаптивной сетки, хотя затраты времени на рассмотренном примере могут возрастать в 8,1 раза.

2. Анализ распространения воздействий реальных СШП генераторов в витке МЛ на основе МПЛ выявил возможность разложения импульса генератора СИНУС-160 с ослаблением до 3,45 раза.

3. С помощью электродинамического моделирования подтверждена возможность разложения СКИ в МЛ из двух витков. Показано, что рассогласование витка с трактом может существенно усложнять форму выходного напряжения из-за отражений, а различие его амплитуд импульсов, полученных разными подходами, может достигать 18%.

4. Моделирование распространения типовых воздействий в витке МЛ и МФ с асимметричным поперечным сечением выявило, что даже без учёта потерь в проводниках и диэлектрике результаты, полученные разными подходами, различаются из-за потерь на излучение, которые всегда учитываются при электродинамическом моделировании. Показано, что в рассмотренном витке МЛ, из-за более сильной связи и вдвое большей длины сигнального проводника, затухающая синусоида и синусоида с гауссовой модуляцией частично разлагаются на составляющие, а в МФ разложения нет.

5. Анализ рассеяния мощности СКИ во временной области выявил, что из-за потерь в проводниках и диэлектрике витка МЛ может рассеиваться до 21% мощности.

6. Оценено влияние длины и ширины сигнальных проводников витка на рассеяние мощности, как из-за общих потерь, так и каждого из видов потерь в отдельности. На высоких частотах выявлено рассеяние до 80% мощности.

7. Предложена трассировка витка МЛ на заданной площади печатной платы в виде меандра со слабой связью между неосновными полувитками. Выявлено совпадение результатов моделирования разными методами и их согласованность с измерениями. Показана возможность трассировки витка длиной 1325,3 мм и шириной 3,7 мм на площади $67,3 \times 70,3 \text{ мм}^2$ с ослаблением до 3,6 раза.

8. Разработан подход к дополнительному уменьшению размеров витка МЛ за счёт добавления дополнительных заземленных проводников между его неосновными полувитками для уменьшения электромагнитной связи полувитков. В результате моделирования показана возможность уменьшения на 45% ширины витка (по сравнению с исходной). Уменьшение расстояния между неосновными витками с 3 до 2,1 мм за счёт дополнительных проводников позволило увеличить длину сигнального проводника витка с 2505 до 3255 мм. Экспериментально доказано увеличение ослабления импульсного воздействия в 1,3 раза по сравнению со структурой без заземленных проводников.

9. Показана возможность увеличения ослабления амплитуды импульсного воздействия за счёт увеличения асимметрии поперечного сечения витка МЛ. За счёт моделирования разными подходами выявлено, что увеличение асимметрии позволяет увеличить ослабление в 1,5 раза. В результате измерения прототипов устройств на основе витка МЛ доказано увеличение ослабления в 1,45 раза при импульсном воздействии.

10. Анализ частотных и временных характеристик, в том числе с вычислением N -норм выявил, что виток МЛ может обеспечить лучшее подавление ЭМВ, чем МФ и LC-фильтры, рассмотренные в работе.

Рекомендации

1. Способы модификации структуры полосковых устройств на основе витка МЛ могут применяться для проектирования таких устройств и защиты РЭС от импульсных СШП воздействий.

2. Результаты могут использоваться для дальнейших исследований и проработки методик проектирования полосковых устройств, основанных на модальном разложении.

3. Результаты анализа распространения помеховых воздействий разной формы в полосковых устройствах с модальным разложением могут быть использованы в образовательном процессе высших учебных заведений.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Экспериментальное подтверждение защиты РЭС от импульсных СШП воздействий высокой мощности с помощью разработанных способов.

2. Экспериментальное исследование возможности выравнивания амплитуд составляющих отклика на выходе витка МЛ с лицевой связью и двумя опорными проводниками.

3. Проектирование и исследование полосковых устройств, на уровне печатных плат и/или отдельно с применением предложенных способов их совершенствования, для защиты реальных элементов и устройств РЭС.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

BLT	Баум-Ли-Теше
EMI	Электромагнитная помеха
FEM	Метод конечных элементов
FIT	Метод конечного интегрирования
FDTD	Метод конечных разностей во временной области
HPEMS	Электромагнитные системы высокой мощности
HPM	Мощный микроволновый
LTCC	Низкотемпературная совместно обжигаемая керамика
MoM	Метод моментов
SOS	Эффект наносекундной коммутации сверхплотных токов
TLM	Матрица линий передачи
URSI	Международный радиосоюз
UWB	Сверхширокополосный
ВАЦ	Векторный анализатор цепей
МЛ	Меандровая линия
МПЛ	Микрополосковая линия передачи
МФ	Модальный фильтр
ПдЭМВ	Преднамеренное электромагнитное воздействие
РЭС	Радиоэлектронное средство
СКИ	Сверхкороткий импульс
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений
СШП	Сверхширокополосный
ЭМВ	Электромагнитное воздействие
ЭМС	Электромагнитная совместимость

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

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

10. Wik M.W. Intentional Electromagnetic Interference (EMI) What is the Threat and What Can We Do About It? / M.W. Wik, W.A. Radasky, R.L. Gardner // 15th International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC. – June, 2000. – P. 896–897.
11. Gardner R.L. Testing Strategies for Susceptibility Testing in High Power Electromagnetics / R.L. Gardner, D.C. Stoudt, C.E. Baum // 15th International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC. – June, 2000. – P. 898–901.
12. Radasky W.A. The Standardisation of High Power Electromagnetic Transient Phenomena in the IEC / W.A. Radasky, M.W. Wik // 15th International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC. – June, 2000. – P. 893–895.
13. EMC Conferences [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://conferenceindex.org/conferences/electromagnetic-compatibility> (дата обращения 10.07.2023).
14. 78-я научно-техническая конференция СПб НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://conf-ntores.etu.ru/> (дата обращения 10.07.2023).
15. Международная научно-техническая конференция «Пром-Инжиниринг», 15–19 мая 2023 г. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ispu.ru/node/19329> (дата обращения 10.07.2023).
16. XII Всероссийская Научно-Техническая Конференция «ЭМС–2023» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.test-expert.ru/press-center/conference/konferentsiya-ems-2023> (дата обращения 10.07.2023).
17. IEC 61000-2-9 (1996), Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 2: Environment. Section 9: Description of HEMP environment. Radiated disturbance.
18. Intentional Electromagnetic Interference (IEMI). Background and status of the standardization work in the IEC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ourenergypolicy.org/resources/background-and-status-of-the->

- standardization-work-in-the-international-electrotechnical-commission/ (дата обращения 22.05.2023).
19. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов [и др.] // Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – № 2(65). – С. 22–34.
 20. Егоров А.Б. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства / А.Б. Егоров, А.М. Сотников, И.Ф. Рыбалко // Сборник научных трудов Донецкого института железнодорожного транспорта. – 2012. – № 29. – С. 49–54.
 21. Слюсар В. Генераторы супермощных электромагнитных импульсов в информационных войнах // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2002. – № 5(41). – С. 60–67.
 22. Benford J. High-power microwaves / J. Benford, J.A. Swegle, E. Schamiloglu // New York: Taylor & Francis, 2007. – P. 531.
 23. Кечиев Л.Н. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты / Л.Н. Кечиев, Н.В. Балюк, П.В. Степанов. – М.: Группа ИДТ, 2008. – 478 с.
 24. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: Группа ИДТ, 2007. – 616 с.
 25. Зайкова С.А. Пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры. Пособие. – Гродно: ГрГУ, 2009. – 67 с.
 26. 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.
 27. Study of breakdown characteristics of 4H-SiC Schottky diode with improved 2-step mesa junction termination extension / H. Rong [et al.] // Proc. of 16th European conference on power electronics and applications. – 2014. – P. 1–10.

28. Lee K.S. EMP interaction: principles, techniques, and reference data a handbook of technology from the EMP interaction notes // Washington, D.C.: Hemisphere Pub. Corp, 1986.
29. Mora N. Contribution to the study of the vulnerability of critical systems to intentional electromagnetic interference. PhD, EPFL, 2016.
30. Электромагнитные системы и средства преднамеренного воздействия на физические и биологические объекты / Р.П. Быстров [и др.] // Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 6, №2. – С. 129–169.
31. Бохан П.А., Генерирование высоковольтных импульсов с пикосекундным фронтом при каскадном включении кивотронов // Приборы и техника эксперимента. – 2018. – № 4. – С. 31–35.
32. Doma R.S. Radiation of high-power fast rise time pulses by hydrogen spark gap antenna at a high repetition rate / R.S. Doma, S. Azeemuddin // IEEE Transactions on plasma science. – 2021. – Vol. 49, №2. – P. 648–655.
33. 6-kV, 130-ps rise-time pulsed-power circuit featuring cascaded compression by fast recovery and avalanche diodes / A.S. Kesar // Electronics letters. – 2013. – Vol. 49, №24. – P. 1539–1540.
34. Design of a subnanosecond rise time, variable pulse duration, variable amplitude, repetitive, high-voltage pulse source / T. Huiskamp [et al.] // IEEE Transactions on plasma science. – 2013. – Vol. 42, №1. – P. 127–137.
35. Optimized analysis of sharpening characteristics of a compact RF pulse source based on a gyro-magnetic nonlinear transmission line for ultrawideband electromagnetic pulse application / W. Tie [et al.] // Plasma science and technology. – 2019. – Vol. 21, №9. – P. 095503.
36. Ryu J. Single-switch-based high-power bipolar pulse generator with inverted U-shaped parallel-plate transmission line / J. Ryu, J.W. Yu // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2018. – Vol. 66, №5. – P. 2425–2432.
37. Impulse Generator and TEM Radiator / J.D. Taylor [et al.] // In introduction to ultrawideband radar systems. – 1995. – P. 287.

38. Hoad R. Watkins S.P. Trends in EMC susceptibility of IT equipment / R. Hoad, N.J. Carter, D. Herke // IEEE Transaction on electromagnetic compatibility. – 2004. – Vol. 46. – P. 390–395.
39. Modeling of a current injection system for susceptibility study / G. Mejeceze [et al.] // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, №6. – P. 2737–2746.
40. Радиолокатор на основе СВЧ генератора с релятивистским электронным пучком / Б.В. Бункин [и др.] // Письма в ЖТФ. – 1992. – № 18(9). – С. 61–64.
41. Генерация и излучение мощных пикосекундных электромагнитных импульсов / Ю.А. Андреев [и др.] // III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» ИРЭ РАН. – 26-30 октября 2009. – С. 760–764.
42. High-power ultrawideband electromagnetic pulse radiation / V.I. Koshelev [et al.] // Proceedings of SPIE. – 1997. – P. 209-219.
43. Словиковский Б.Г. Малогабаритные генераторы высоковольтных наносекундных импульсов на основе SOS-диодов: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Екатеринбург, 2004. 126 с.
44. Сильноточные генераторы, электронные ускорители, наносекундные генераторы на основе SOS-диодов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.iep.uran.ru/razzr/gener/razr_8.html (дата обращения: 25.06.2023).
45. Radasky W.A. Fear of frying electromagnetic weapons threaten our data networks. Here's how to stop them // IEEE Spectrum. – 2014. – Vol.51, №9. – P. 46–51.
46. High power radiators and E-field sensors for sub-nanosecond EM pulses / V.M. Fedorov [et al.] // IEEE International symposium on EMC. – 2015. – P. 1127-1132.

47. Measurements of sub-nanosecond pulsed electromagnetic waves by strip-line sensors with long transmitting coaxial cable / V.M. Fedorov [et al.] // 20th International symposium on high-current electronics (ISHCE). – 2018. – P. 51–56.
48. Antenna Array with TEM-Horn for Radiation of High-Power Ultra Short Electromagnetic Pulses / V.M. Fedorov [et al.] // Electronics. – 2021. – Vol.10, №9. – P. 1011.
49. ГОСТ IEC/TR 61000-1-5-2017 Воздействия электромагнитные большой мощности (ЭМБМ) на системы гражданского назначения. М.: Стандартинформ, 2007. 41 с.
50. MIL-STD-461F-2007. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.
51. IEC 61000-2-13-2013. Electromagnetic compatibility (EMC) – part 2-13: environment – high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted.
52. 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.
53. 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.
54. Верхулевский К. Защитные TVS-устройства компании Semtech разнообразие выбора // Компоненты и технологии. – 2017. – №3. – С. 25–30.
55. 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.

56. Ozenbaugh R.L. EMI Filter Design, Third Edition / R.L. Ozenbaugh, T.M. Pullen. – CRC Press, 2011. – P. 272.
57. SMD/BLOCK Type EMI suppression filters EMIFIL [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.murata.com/products/emc/emifil> (дата обращения 21.12.2022).
58. Predicting parasitics and inductive coupling in EMI-filters / S.P. Weber [et al.] // 21st IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEX). – 2006. – Vol.1. – P. 1157–1160.
59. Effects of parasitic parameters on EMI filter performance / S. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol.19, №3. – P. 869–877.
60. Folded feedthrough multilayer ceramic capacitor EMI filter / X.C. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – June 2017. – Vol.59, №3. – P. 996–999.
61. 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.
62. 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.
63. Systematic description of the protection capability of protection elements / Krzikalla R. [et al.] // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC. – 2007. – P. 1–4.
64. Cui Q. Investigation of waffle structure SCR for ESD protection / Q. Cui, S. Dong, Y. Han // Proc. of IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). – 2012. – P. 3–5.
65. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик. / Н.Д. Малютин [и др.]. М.: Томск. Гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.

66. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmission-line and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1956. – Vol.4. – P. 75–81.
67. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1958. – Vol.4. – P. 232–237.
68. Богданов А.М. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А.М. Богданов; под ред. А.П. Креницкого, В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 552 с.
69. Сержантов А.М. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий / А.М. Сержантов, Б.А. Беляев // Материалы 10 Международной конференции СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2000. – С. 369–370.
70. 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.
71. Пат. 2138887 Российская Федерация. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) / Осипенков В.М., Веснин С.Г. – № 97119298/09 ; заявл. 11.11.97; опубл.27.09.99.
72. Пат. 2174737 Российская Федерация. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр / Хрусталева В.А. [и др.]. – № 2000100670/09 ; заявл. 10.01.00; опубл. 2001.
73. Тиличенко М.П. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа / М.П. Тиличенко, В.М. Тиличенко // Вестник Гомельского гос. техн. ун-та им. П.О. Сухого. – 2001. – № 2(5). – С. 20–27.
74. Малютин Н.Д. Неотражающие фильтры-четырёхполюсники (фильтры поглощающего типа) / Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, Д.Е. Владимиров // Материалы Всероссийской научно-практической конференции

- «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления». – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002. – С. 112–114.
75. Малютин Н.Д. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ- и СВЧ-аппаратуры / Н.Д. Малютин, Д.Е. Владимиров // Труды Второй всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики «АВИОНИКА-2003». – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2003. – С. 239–241.
76. Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Технологии ЭМС. – 2006. – №4. – С. 40–44.
77. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с
78. Belousov A. O. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filter / A. O. Belousov, T. R. Gazizov // Complexity. – 2018. – No. 2018, pp. 1–15.
79. Surovtsev R.S. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 59. № 6. – pp. 1864–1871.
80. 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.
81. 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.
82. Суровцев Р.С. Модальное разложение в меандровых линиях и устройствах на их основе / Р.С. Суровцев, А.В. Носов // М.: Томск. Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 184 с.
83. Improved design of modal filter for electronics protection / T.R. Gazizov // Proc. of 31-st Int. Conf. on Lightning Protection. – 2012. – P. 1–4.
84. 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.
85. Заболоцкий А.М. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, №3. – С. 39–43.
86. Белоусов А.О. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3(37). – С. 36–41.
87. Белоусов А.О. Экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в многопроводной микрополосковой линии / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2016. – № 3(19). – С. 51–54.
88. Zabolotsky A.M. New approach to the power network protection against ultrawide band pulses / A.M. Zabolotsky, A.T. Gazizov // 2014 Int. Conf. on Energ., Envir. and Mat. Sc., State Politechnical University, Saint Petersburg, Russia. – 2014. – pp. 104–107.
89. Gazizov A.T. Printed structures for protection against UWB pulses / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, O.A. Gazizova // 16-th Int. Conf. of Young

- Spec. on Micro/Nanotech. and Electr. Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai. – 2015. – pp. 120–122.
90. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.
 91. Zhang Q. Design of dispersive delay structures (DDSS) formed by coupled C-sections using predistortion with space mapping / Q. Zhang, J.W. Bandler, C. Caloz. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2013. – Vol. 18, No. 4. – pp. 4040–4051.
 92. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2014. – 4(34). – С. 34–38.
 93. Пат. №2556438 Российской Федерации, МПК Н 03 Н 7/30. Линия задержки, неискажающая импульс / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – №2013159347/08(092269); заявл. 30.12.2013; опубл. 16.06.2015. Бюл. №19.
 94. Газизов Т.Р. Искажения импульсного сигнала в простых меандровых линиях / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Инфокоммуникационные технологии. – 2006. –Т. 4. №3. – С. 34–38.
 95. Surovtsev R.S. Pulse decomposition in the turn of meander line as a new concept of protection against UWB pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russian Federation. – 2015. pp. 1–6.
 96. Патент на изобретение №2597940 Российской Федерации. Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / Р.С. Суровцев [и др.]. – Заявка №2015120797/28; заявлен 01.06.2015; опубликован 25.08.2016.

97. Пат. №2607252 Российской Федерации. Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / Р.С. Суровцев [и др.]– Заявка №2015129255/(045208); заявлен 16.07.2015; опубликован 10.01.2017.
98. Носов А.В. Оценка влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке воздушной меандровой линии / А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск. – 2015. – С. 47–52.
99. Surovtsev R.S. Influence of losses on ultrashort pulse decomposition in a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.T. Gazizov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol. – 2016. – pp. 151–154.
100. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.В.Носов [и др.] // Доклады ТУСУР. 2015. №3(37). С. 120–123.
101. Nosov A.V. Ultrashort pulse decomposition in meander microstrip line of two turns / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // 2018 Siberian Symposium on Data Science and Engineering. Novosibirsk Akademgorodok, Russia. – October 30–31 2018. – P. 79–83.
102. Conditions for ultrashort pulse decomposition in multi-cascade protection devices based on meander microstrip lines / G.Y. Kim [et al.] // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1679. – P. 1–6.
103. Nosov A.V. Revealing new possibilities of ultrashort pulse decomposition in a turn of asymmetrical meander delay line / A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 21th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – June 29 – July 3, 2020. – P. 149–153.

104. Суровцев Р.С. Аналитические условия для выравнивания и уменьшения амплитуд составляющих временного отклика в витке меандровой линии // Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67, № 1. – С. 84–90.
105. Кенжегулова З.М. Аналитические модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением / З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск. – 2020. – Ч.1. – С. 286–289.
106. Park S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol.52. – P. 436–446.
107. Суровцев Р.С. Математический аппарат для анализа помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – №2. – С. 1–29.
108. Борисов, Ю.П. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств / Ю.П. Борисов, В.В. Цветнов. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
109. Куксенко С.П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости: дисс. на соиск. уч. ст. доктора. техн. наук. Томск, 2019. – 436 с.
110. Chen W.K. Computer aided design and design automation. 3rd ed / W.K. Chen. – Boca Raton: CRC Press, 2009. – 435 p.
111. 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.
112. Jackson J.D. Classical electrodynamics / J.D. Jackson. – NY: John Wiley & Sons, 1962. – 641 p.

113. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики / А.Ю. Гринев. – М.: Физматлит, 2012. – 336 с.
114. Сычев А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур / А.Н. Сычев. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 138 с.
115. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. – М.: Физматлит, 2013. – 430 с.
116. Куксенко С.П. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений с плотной матрицей / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 208 с.
117. Paul C.R. Transmission lines in digital systems for EMC practitioners / C.R. Paul. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2012. – 270 p.
118. Baum C.E. The role of scattering theory in electromagnetic interference problems. National Conference on Electromagnetic Scattering. University of Illinois at Chicago Circle. – 1976. – P. 471–502.
119. Заболоцкий А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: дисс. на соиск. уч. ст. доктора. техн. наук. Томск, 2016. – 481 с.
120. Йоссель Ю.Я. Расчет электрической емкости. Изд. 2-е / Ю.Я. Йоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с.
121. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей. Изд. 3-е, перераб. и доп. / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
122. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях. Монография. – Казань: Казанский национальный исследовательский технический университет имени А. Н. Туполева, 2012. – 254 с.

123. Harrington R.F. Matrix Methods for Field Problems // Proc. of the IEEE. – 1967. – Vol.55, №2. – P. 136–149.
124. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов / Л. Сегерлинд. – М.: Мир, 1979. – 392 с.
125. 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.
126. 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.
127. 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.
128. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software> (дата обращения: 03.03.2023).
129. Дмитриев А.С. Моделирование системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов в среде ADS / А.С. Дмитриев, Т.И. Мохсени, К.М. Сьерра-Теран // Известия вузов. ПНД. – 2019. – №5. – С. 72–85.
130. Куксенко С.П. Электромагнитная совместимость: моделирование / С.П. Куксенко; под ред. Т. Р. Газизова. – Томск. В-Спектр, 2018. – 188 с.
131. 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.
132. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР / С.П. Куксенко [и др.] // Наноиндустрия. – 2023. – Т. 16, № S9-1(119). – С. 170–178.

133. Газизов Т.Р. Применение квазистатического моделирования для анализа и верификации результатов натурального 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.
134. PathWave EM Design (EMPro) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html> (дата обращения: 05.01.2023).
135. Bau C.E. Norms and eigenvector norms // Mathematics Notes. – 1979. – Vol. 63. – P. 1–42.
136. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications / D. Giri. – Cambridge, MA: Harvard University Press, 2004. – 198 p.
137. Карри С. Анализ влияния количества ячеек дискретизации модели меандровой линии на результаты полноволнового анализа / С. Карри, Р.С. Суровцев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – Томск. 25-27 мая 2020. – Ч.1. – С. 247–250.
138. Karri S. Propagation of Pulse Signals in the Turn of a Meander Microstrip Delay Line / S. Karri, Surovtsev R.S., Nosov A.V. // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Tomsk, 21–27 October, 2019. – P 254–257.
139. Karri S. Electrodynamics analysis of the meander delay line with two turns / S. Karri, R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.T. Gazizov // Материалы докладов XIII Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 20–22 ноября 2019. – Ч. 2. – С. 232–235.
140. Kenzhegulova Z.M. Propagation of Interferences in Asymmetric Strip Structures with Modal Decomposition / Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev, S. Karri // 2023 IEEE 24th international conference of young professionals in

- electron devices and materials (EDM). Erlagol, June 9 – July 3, 2023. – P. 380–385.
141. Карри С. Анализ влияния диэлектрической проницаемости подложки на рассеяние мощности сигнала в меандровой линии / С. Карри, Р.С. Суровцев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – Томск: Из-во «В-Спектр». – Томск, 22-24 мая 2019. – Ч.1. – С. 262-266.
 142. Карри С. Анализ рассеяния мощности сверхкороткого импульса в витке меандровой линии задержки / С. Карри, Р.С. Суровцев // Материалы докладов XIV Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 28–30 ноября 2018. – Ч. 1. – С. 283–286.
 143. Karri S. Analysis of Power Dissipation in a Turn of a Meander Microstrip Line / S. Karri, Surovtsev R.S. // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics-2021). Omsk, 17–19 November, 2021. – P. 1–5.
 144. Карри С. Обзор устройств защиты от электростатического разряда // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. Томск: Из-во «В-Спектр». – Томск, 19-21 мая 2021. – Ч.2. – С. 58–61.
 145. Matthaei G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // Microwave Symposium Digest. – 1992. – P. 1353–1354.
 146. Карри С. Обзор методов и подходов к оценке потерь на излучение в полосковых линиях / С. Карри, Р.С. Суровцев // Материалы всероссийской научно-технической конференции с международным участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018». Томск, 2018. том 1. С. 123–126.
 147. Iben Yaich M. The Far-Zone Scattering Calculation of Frequency-Dependent Materials Objects Using the TLM Method / M. Iben Yaich, M. Khalladi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2002. – Vol. 50, №11. – P. 1605–1608.

148. Khalladi M. RCS of arbitrary shaped targets with the TLM method / M. Khalladi, J.A. Morente, J.A. Porti // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1994. – Vol. 42. – P. 891–893.
149. 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 // Третья Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации (Шарыгинские чтения), Томск, 29 сентября–1 октября 2021. – С. 100–106.
150. Карри С. Анализ влияния потерь в проводниках и диэлектрике на форму и амплитуду сверхкороткого импульса в защитной меандровой линии / С. Карри, Р.С. Суровцев // Материалы докладов XV Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 20–22 ноября 2021. – Ч. 2 – С. 59–61.
151. Карри С. Влияние учёта перемычек на задержку импульсного сигнала при моделировании витка защитной меандровой линии // Микроэлектроника и информатика-2023. XXX Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов: тезисы докладов. – М.: МИЭТ. 2023. – 1 с.
152. 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.
153. 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.

154. Demakov A.V. TEM cell for Testing Low-profile Integrated Circuits for EMC / A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // 21st international conference on micro/nanotechnologies and electron devices EDM. – Novosibirsk, Russia 2020. – P. 154–158.
155. IEC 62132–2 Integrated Circuits. Measurement of Electromagnetic Immunity. Part 2: Measurement of Radiated Immunity, TEM Cell and Wideband TEM Cell Method. First Edit., 2010.
156. IEC 61967-2 Integrated Circuits Measurement of Electromagnetic Emissions Part 2: Measurement of Radiated Emissions, TEM Cell and Wideband TEM Cell Method, First Edition, 2005.
157. 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.
158. Kirschning M. Measurement and computer-aided modeling of microstrip discontinuities by an improved resonator method / M. Kirschning, R.H. Jansen, N.H. Koster // Microwave Symposium Digest IEEE MTT-S International. – May 1983. – P. 495–497.
159. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Т.Р. Газизов; под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 212 с.
160. Карри С. Экспериментальное исследование характеристик прототипа полоскового устройства защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии / С. Карри, Р.С. Суворцев // Доклады ТУСУР. 2023. Т. 26. №2. – С. 14–20.
161. Суворцев 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. 2023. – Принята в печать.
162. 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.
163. Жечев Е. Анализ и экспериментальное исследование частотных и временных характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией: дис. ... канд. техн. наук. Томск, 2022. – 240 с.
164. Myron L.C. Generation of standard EM fields using TEM transmission cells // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1974. – № 4. – P. 189–195.
165. Zhechev Y.S. Routing technique for microwave transmission lines to ensure UWB interference immunity / Y.S. Zhechev, A.O. Belousov, A.M. Zabolotsky, S.V. Vlasov, M.S. Murmansky, N.S. Pavlov, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2023. – pp. 1–13.
166. Sagiyeva I.Y. Modal filter based on a microstrip line with two side conductors grounded at both ends/ I.Y. Sagiyeva, Y.S. Zhechev, Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2023. – pp. 1–8.
167. Samoylichenko M.A. signal integrity analysis of modal filters formed by modification of microstrip lines and coplanar waveguides / M.A. Samoylichenko, Yevgeniy S. Zhechev, and Talgat R. Gazizov // IEEE electromagnetic compatibility magazine. Accepted.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(Справочное)

Копии актов о внедрении

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе

к.т.н., доцент

Сенченко П.В.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Карри Салима

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н. 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 диссертационной работы Карри С.:

1. Анализ ослабления воздействий реальных сверхширокополосных генераторов в устройствах с модальным разложением на основе витка меандровой линии использованы при проведении лабораторных работ по дисциплине «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем» в 2021–2022 учебном году для профиля «Электромагнитная совместимость» бакалавриата по направлению подготовки «Радиотехника».

2. Анализ влияния потерь в проводниках и диэлектрике на рассеяние мощности сверхкороткого импульса в витке меандровой линии использованы для проведения практических занятий по дисциплине «Учебная практика: ознакомительная практика (рассред.)» в 2020–2021 учебном году профиля «Электромагнитная совместимость» бакалавриата по направлению подготовки «Радиотехника».

Заведующий каф. ТУ, д.т.н., профессор

Т.Р. Газизов

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе

А.В. Бусыгина



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

ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск,
ЗАТО Железногорск, Красноярский край,
Российская Федерация, 662972
ОКПО 10163039; ОГРН 1082452000290
ИНН/КПП 2452034898/785050001

тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39
факс (3919) 72-26-35, 75-61-46
office@iss-reshetnev.ru
http://www.iss-reshetnev.ru

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



С.Г. Кочура
2023 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Карри Салима

Комиссия в составе:

- главного конструктора - начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «РЕШЕТНЕВ», к.т.н. И.Н. Тульского;
 - начальника отдела АО «РЕШЕТНЕВ», к.т.н. С.Б. Сунцова;
 - заместителя начальника отдела АО «РЕШЕТНЕВ» М.М. Иванова
- составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «РЕШЕТНЕВ» следующих результатов диссертационной работы С. Карри:

результаты анализа современной научно-технической, нормативной и методической литературы в области проектирования сети

электропитания, в части защиты от кондуктивных сверхширокополосных воздействий (пп. 1.1.4, 2.1.4 научно-технического отчёта и п. 3.1.3 отчёта по патентным исследованиям за 2017 г.);

варианты возможных решений задачи разработки прототипов по защите от кондуктивных сверхширокополосных помех в части меандровых линий с модальными явлениями (п. 3.3 научно-технического отчёта за 2018 г.).

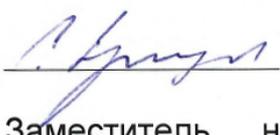
Указанные результаты отражены в отчётах по этапам 1 и 2 о прикладных научных исследованиях по проекту «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов», выполненному в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение о предоставлении субсидии от 26.09.2017 г. №14.574.21.0172.

Указанные результаты позволили выбрать технические решения при проектировании устройства помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры и подготовить новый проект «Разработка математических моделей, технологий, методик и аппаратно-программных средств для обеспечения электромагнитной совместимости цепей электропитания перспективных космических аппаратов», включенный в Комплексный план исследований КНТП «Глобальные информационные спутниковые системы».

Главный конструктор - начальник
отделения проектирования и
испытаний РЭА АО «РЕШЕТНЁВ»,
к.т.н.


И.Н. Тульский

Начальник отдела АО «РЕШЕТНЁВ»,
к.т.н.


С.Б. Сунцов

Заместитель начальника отдела
АО «РЕШЕТНЁВ»


М.М. Иванов