

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

На правах рукописи



Кенжегулова Зарина Муратбековна

Аналитические модели защитных полосковых устройств
на основе метода модального разложения
во временной области

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
к.т.н. Суровцев Роман Сергеевич

Томск – 2023

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. ЗАЩИТА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ И МЕТОДЫ ЕЁ МОДЕЛИРОВАНИЯ: ОБЗОР.....	13
1.1 Актуальность исследования	13
1.2 Защита радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий	15
1.2.1 Фильтры электромагнитных помех и полосковые устройства	15
1.2.2 Устройства на основе модального разложения сигнала	17
1.3 Анализ полосковых устройств	23
1.3.1 Общие подходы к анализу распространения электрических сигналов	23
1.3.2 Модели для анализа связанных линий передачи.....	25
1.3.3 Вычисление перекрестных помех в многопроводных линиях передачи на основе метода модального разложения во временной области.....	28
1.3.4 Метод оценки сверхширокополосных помех на выходе устройств защиты	32
1.4 Цель работы и постановка задач исследования	33
2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ	35
2.1 Разработка аналитических моделей временного отклика.....	35
2.1.1 Двухпроводный модальный фильтр	35
2.1.2 Трехпроводный модальный фильтр.....	39
2.1.3 Виток меандровой линии из одного отрезка.....	42
2.1.4 Виток меандровой линии из двух отрезков с симметричным поперечным сечением	44
2.2 Условия равенства амплитуд компонент отклика на выходе полосковых устройств.....	47

2.2.1 Двухпроводный модальный фильтр	47
2.2.2 Трехпроводный модальный фильтр	56
2.2.3 Виток меандровой линии	59
2.3 Верификация моделей вычисления временного отклика и условий равенства амплитуд импульсов разложения	62
2.3.1 Верификация моделей временного отклика.....	63
2.3.2 Валидация условий равенства амплитуд импульсов разложения	76
2.4 Основные результаты раздела.....	82
3. ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОМЕХОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ.....	
3.1 Анализ распространения импульсного помехового сигнала в полосковых устройствах на основе диаграммы координата-время.....	84
3.1.1 Анализ распространения импульсного сигнала в одиночной микрорасположенной линии передачи из двух отрезков.....	85
3.1.2 Анализ распространения импульсного помехового сигнала в витке меандровой линии из двух отрезков	89
3.2 Распространение помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением.....	94
3.2.1 Исходные данные.....	94
3.2.2 Асимметричный модальный фильтр	96
3.2.3 Асимметричный виток меандровой линии	99
3.3 Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением	102
3.4 Экспериментальные исследования макетов полосковых устройств с модальным разложением	111
3.4.1 Асимметричный модальный фильтр с лицевой связью.....	111

3.4.2 Модальный фильтр на основе модифицированной микрополосковой линии с двумя пассивными заземленными проводниками	115
3.4.3 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением	123
3.5 Основные результаты раздела.....	132
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	135
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	138
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	140
ПРИЛОЖЕНИЕ А (Справочное) Копии актов о внедрении	159
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (Справочное) Индивидуальные достижения	164

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Высокие достижения в области электроники и радиотехники, а также в микропроцессорных и вычислительных технологиях, послужили быстрому проникновению радиоэлектронных средств (РЭС) практически во все сферы деятельности человека. В погоне за быстродействием увеличиваются граничные частоты спектра используемых сигналов, что в совокупности с высокой плотностью трассировки печатных ведет к росту восприимчивости РЭС к электромагнитным воздействиям (ЭМВ). Также в последние десятилетия возросла опасность применения генераторов мощных ЭМВ в целях намеренной дестабилизации их работы. Все это говорит об актуальности повышения помехозащищенности РЭС.

Опасным видом ЭМВ являются мощные сверхширокополосные (СШП) импульсы наносекундной и субнаносекундной длительности. Широкий спектр таких сверхкоротких импульсов (СКИ) позволяет им проникать внутрь РЭС и нарушать цифровой обмен. Из-за высокой мощности СКИ они способствуют пробоем полупроводников и диэлектриков, что ведет к выгоранию электронных компонентов. К известным схемотехническим средствам защиты относятся фильтры, ограничители помех, развязывающие и газоразрядные устройства, а к конструктивным – методы уменьшения импеданса цепей питания, методы заземления, защитные экраны и методы повышения их однородности. Часто из-за недостатков традиционных решений сложно обеспечить должную защиту.

Для защиты от СКИ примечательны полосковые устройства, основанные на явлении модального разложения сигнала: модальные фильтры (МФ) и меандровые линии (МЛ). Принцип защиты заключается в разложении сигнала на составляющие меньшей амплитуды благодаря разности фазовых скоростей их распространения. Выбором связи между проводниками минимизируется амплитуда составляющих на выходе устройства. Преимуществами МФ и МЛ являются низкая стоимость, высокая надежность и простота.

Для расчета радиотехнических характеристик полосковых устройств применяется математическое моделирование, которое, в общем случае требует решения уравнений Максвелла во временной или частотной области. При проектировании полосковых устройств защиты на основе модального разложения, основным является вычисление временного отклика. Для этого применяют квазистатический или электродинамический подход. Однако требуемые затраты вычислительных ресурсов часто оказываются высокими, даже для простых конфигураций. Между тем в ряде частных случаев для анализа полосковых устройств применимы и простые аналитические модели.

Степень разработанности темы

Проблема повышения помехозащищенности РЭС и обеспечения защиты от ЭМВ широко освещается на отечественных и международных конференциях и в журналах. Ею активно занимаются специалисты из России, США, Китая, Швеции, Германии, Англии и других стран.

Известными зарубежными исследователями в области защиты от мощных ЭМП являются J. Haseborg, F. Rachidi, W. Radasky, F. Sabath, C. Klunder и др. Среди отечественных ученых анализом стойкости электронных систем к воздействию СКИ и созданием методов измерений и методик расчета занимаются Л.Н. Кечиев, Б.Б. Акбашев, В.Ю. Кириллов, Л.О. Мырова и др., а исследованием результата воздействия СКИ на вычислительную технику – С.Ф. Чермошенцев, З.М. Гизатуллин, Р. Киричек и др. Исследованиями полосковых фильтров для защиты от СКИ за рубежом занимаются M. Camp, R. Krzikalla, T. Weber и др. Среди отечественных учёных, занимались исследованием связанных линий Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, А.Н. Сычев и др. Исследованию модальных явлений в связанных линиях посвятили свои работы Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, Р.С. Суровцев. Разработкой методов вычисления временного отклика в МПЛП посвятили свои работы L. Pipes, C. Paul, H. You, M. Soma, V. Tripathi, Y. Kami, F. Xiao, S. Park и др.

В одной из работ S. Park и др. предложили применение модального анализа для вычисления перекрестных помех в МПЛП. Он является одним из

инструментов для разработки таких аналитических моделей. На его основе получена модель временного отклика на пассивном проводнике двухпроводной линии, а также выполнено вычисление формы перекрестных помех на пассивных проводниках двух- и трехпроводной линии передачи, а также в витке МЛ. Однако рассмотрен отклик лишь симметричных линий на воздействие ступенчатым сигналом. Между тем применение подхода для получения аналитических моделей устройств с модальными явлениями (МФ и МЛ) и произвольным поперечным сечением неизвестно.

Цель работы – разработать аналитические модели временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями и продемонстрировать их применимость для исследования распространения помеховых воздействий.

Для достижения цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Разработать комплекс аналитических моделей для анализа полосковых структур с модальными явлениями и выполнить их верификацию.

2. Исследовать распространение помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальными явлениями с помощью разработанных моделей.

Научная новизна

1. Разработан комплекс аналитических моделей временного отклика двух- и трехпроводного модальных фильтров и витка меандровой линии на произвольное воздействие, отличающихся возможностью учёта асимметрии поперечного сечения и окончаний этих устройств.

2. Впервые получены аналитические модели нормированных амплитуд составляющих отклика, и условия их равенства, на выходе двухпроводного модального фильтра для общего и ряда частных случаев выбора окончаний его пассивного проводника и трехпроводного модального фильтра на основе модифицированной микрополосковой линии с двумя заземленными на концах пассивными проводниками.

3. Впервые выполнено аналитическое, численное и экспериментальное исследование отклика полосковых устройств с модальными явлениями на

типовые формы помеховых воздействий: гауссов импульс, затухающую синусоиду и синусоиду, модулированную гауссовым импульсом.

Теоретическая значимость

1. Получены выражения для нормированной амплитуды составляющих сигнала на выходе полосковых устройств на основе модальных явлений.
2. Сформулированы условия равенства составляющих отклика на выходе двух- и трехпроводного модальных фильтров.
3. С помощью диаграмм координата-время изучено распространение синфазной и дифференциальной мод в витке меандровой линии.
4. Для апробации и доказательства применимости моделей временного отклика результативно применены математическое моделирование методами моментов и конечных разностей во временной области, параметрическая оптимизация эвристическим поиском и лабораторный эксперимент.

Практическая значимость

1. Доказана применимость аналитических моделей временного отклика для предварительного вычисления формы напряжения на выходе полосковых устройств с модальными явлениями.
2. Предложена методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением.
3. Результаты использованы в АО «РЕШЕТНЁВ», НИР по грантам РФФИ, РФФИ, Президента РФ и учебном процессе ТУСУРа (три акта внедрения).

Положения, выносимые на защиту

1. Разработанные аналитические модели временного отклика двух- и трехпроводного модальных фильтров и витка меандровой линии применимы для вычисления отклика на воздействие произвольной формы.
2. Равенство амплитуд составляющих временного отклика на выходе двухпроводного модального фильтра на основе микрополосковой линии с заземленным на концах проводником сверху и трехпроводного модального фильтра на основе микрополосковой линии с двумя заземленными на концах

пассивными проводниками зависит от параметров только поперечного сечения устройств и не зависит от резистивных окончаний активного проводника.

3. Аналитическое вычисление формы напряжения на выходе полосковых устройств с модальными явлениями позволяет выполнить оценку защитных характеристик с помощью N -норм при воздействии гауссова импульса, затухающей синусоиды и синусоиды, модулированной гауссовым импульсом.

Результаты соответствуют п. 15 паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Методология и методы исследования. В работе использованы математическое моделирование методами моментов и конечных разностей во временной области, квазистатический и электродинамический подходы, параметрическая оптимизация эвристическим поиском, а также лабораторный эксперимент на базе векторного анализатора цепей.

Достоверность результатов основана на корректном применении теории линий передачи, совпадении результатов аналитического и квазистатического моделирования и их согласованностью с результатами электродинамического моделирования и измерений, использовании для проведения измерений сертифицированных аппаратно-программных комплексов.

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 (НИЛ ФИЭМС), проект FEWM-2020-0041, 2020–2021 г.

3. НИР «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей», грант РФФ 20-19-00446, 2020–2022 г.

4. 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.

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

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

7. 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 г.

8. Учебный процесс радиотехнического факультета ТУСУР.

Апробация результатов

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах грантов: РФФ (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 и представлялись в материалах следующих симпозиумов и конференций: Всерос. научно-технич. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2019, 2021 гг.; Межд. научно-практич. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2020, 2021 гг.; Всерос. научно-практич. конф. «Информационные технологии и когнитивная электросвязь», г. Екатеринбург, 2020 г.; Int. conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, респ. Алтай, 2021, 2022 гг.; Int. multi-conf. on engineering, computer and information sciences, г. Новосибирск, 2022 г.

Публикации. Результаты опубликованы в 12 работах (1 без соавторов):

Тип публикации	Количество
Монография	1
Статья в журналах, индексируемых Scopus	1
Статья в журналах из перечня ВАК	2
Доклад в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus	3
Доклад и тезисы в трудах отечественных конференций	5
ИТОГО:	12

Личный вклад. Все результаты работы получены автором лично или при непосредственном его участии. Разработка моделей временного отклика полосковых устройств и условий равенства выполнена совместно с руководителем. Основной объем квазистатического моделирования выполнен автором единолично. Часть работ выполнена с соавторами публикаций. Разработка макетов и их измерения выполнены совместно с С. Карри.

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 3 главы, заключение, список литературы из 163 наименований, приложения из 8 с. Объем диссертации с приложениями – 166 с., в т.ч. 62 рисунка и 20 таблиц.

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 обоснована актуальность защиты РЭС от ЭМВ, приведен обзор общих решений для защиты, выделены принципы построения полосковых устройств защиты на основе модального разложения, представлен обзор подходов к анализу полосковых устройств защиты. В разделе 2 представлены результаты разработки моделей временного отклика

различных полосковых устройств (двухпроводного и трёхпроводного МФ; витка МЛ из одного и двух отрезков), получены условия равенства нормированных амплитуд составляющих на выходе устройств, представлены результаты верификации моделей и условий на нескольких полосковых структурах. В разделе 3 представлены результаты комплексного исследования распространения помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальным разложением: получены результаты аналитического и численного анализа возможности разложения различных форм кондуктивных помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением, предложена методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от помеховых импульсных сигналов с аналитическим вычислением временного отклика для предварительных оценок, представлены результаты измерений макетов полосковых устройств с явлением модального разложения. В качестве устройств рассмотрены МФ с лицевой связью, МФ на основе МПЛ с двумя пассивными заземленными проводниками, а также асимметричный виток МЛ на основе МПЛ. В Приложении А приведены копии актов о внедрении результатов диссертационной работы, а в Приложении Б приведены копии документов об индивидуальных достижениях.

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

1.1 Актуальность исследования

Высокие достижения в области электроники и радиотехники, а также в микропроцессорных, вычислительных и других технологиях, послужили быстрому проникновению радиоэлектронных средств (РЭС) практически во все сферы деятельности человечества [1]. Стремительное развитие РЭС сделало их более компактными и функциональными, но при этом и более подверженными влиянию электромагнитных воздействий (ЭМВ) разной природы. Это вызвано тем, что в погоне за быстродействием увеличиваются верхние граничные частоты спектра используемых сигналов, что вместе с высокой плотностью трассировки печатных плат современных РЭС ведет к снижению запаса помехоустойчивости и росту восприимчивости РЭС к ЭМВ [2]. Кроме того, в последние десятилетия возросла опасность применения генераторов мощных ЭМВ в целях намеренной дестабилизации их работы [3, 4]. Поэтому можно говорить о возникающей угрозе электромагнитного терроризма [5, 6]. Первое открытое обсуждение этой угрозы произошло на пленарном заседании конференции AMEREM в 1996 г. [7]. Для контроля и решения проблем электромагнитного терроризма на международном уровне в 1997 г. международной комиссией URSI (International Union of Radio Science) образован подкомитет по электромагнитному терроризму. Первый обзор проблемы преднамеренных ЭМВ (ПД ЭМВ) представлен на симпозиуме по ЭМС во Вроцлаве в 1998 г. [8]. Сейчас проблема ПД ЭМВ рассматривается как очевидная угроза объектам топливно-энергетического комплекса (ТЭК), защита которых требует как новых технических, так и законодательных решений [9]. Примечательно, что в этой связи разработана система целевых стандартов Российской Федерации, регламентирующих мероприятия и содержание работ по защите от ПД ЭМВ автоматизированных систем в защищенном исполнении [10]. Новая нормативная база направлена на защиту средств информатизации

потенциально опасных и стратегически важных объектов. Все это говорит о том, что актуальность повышения помехозащищенности РЭС лишь возрастает.

Типовыми формами воздействий, которые используются для тестирования работы РЭС на устойчивость к ЭМВ, являются одиночный импульс, затухающая синусоида и пачки радиоимпульсов [11]. Одним из опасных видов ЭМВ являются мощные сверхширокополосные (СШП) воздействия наносекундной и субнаносекундной длительности. Широкий спектр таких сверхкоротких импульсов (СКИ) позволяет части его частотных компонент преодолеть средства защиты и, проникая внутрь РЭС, нарушать цифровой обмен [12]. Из-за высокой мощности СКИ способствуют электрическому пробоем полупроводников и диэлектриков, что ведет к выходу электронных компонентов из строя [13]. Это обусловлено тем, что высокая плотность энергии СКИ за время его действия не успевает передаться окружающим элементам и приводит к появлению дефектов в чувствительных зонах выделения тепла [14]. Технологии генерации таких СШП развиваются по трем направлениям: разработка мощных релятивистских электровакуумных приборов, создание твердотельных и газоразрядных сверхширокополосных генераторов СКИ, а также разработка новых и совершенствование существующих нерелятивистских электровакуумных приборов [15]. Результатом их развития являются электромагнитные системы высокой мощности (high-power electromagnetic systems – HPEMS), способные посылать на объект направленные импульсы, что может практически мгновенно вывести из строя РЭС, контролирующую его работу. Такие системы могут быть установлены на наземную технику, морские суда или летательные аппараты, а мощность СКИ на расстоянии от источника до объекта зависит от технологии изготовления HPEMS и конструкции излучателя [16].

К известным схемотехническим средствам защиты относятся фильтры на основе компонентов с сосредоточенными и распределенными параметрами, ограничители помех, развязывающие и газоразрядные устройства. К конструктивным средствам относятся различные методы заземления, защитные

экраны и методы повышения их однородности, методы уменьшения импеданса цепей питания [17]. Из-за недостатков традиционных средств часто невозможно обеспечить должную защиту РЭС от ЭМВ. Так, конденсаторы в составе RLC-фильтров подвержены электрическому пробое, а напряжения срабатывания газоразрядных и ограничительных устройств часто выше заявленных уровней и возрастают при уменьшении фронта воздействия [18]. Таким образом, несмотря на то, что задача защиты от ЭМВ не нова и на ее решение направлено множество подходов, она не теряет своей актуальности.

1.2 Защита радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий

1.2.1 Фильтры электромагнитных помех и полосковые устройства

Для защиты от ЭМВ применяются различные устройства фильтрации, ограничители помех, а также электромагнитные экраны [17]. Каждый из подходов обладает своими достоинствами и недостатками, однако среди схемотехнических средств наибольший интерес представляют фильтры электромагнитных помех (ЕМІ-фильтры) и полосковые устройства фильтрации, интегрированные в структуру печатной платы устройства.

ЕМІ-фильтры широко используются в электронном оборудовании для подавления высокочастотных синфазных и дифференциальных помех. Известно решение, объединившее в себе фильтр синфазной моды и корректор дифференциальной моды [19]. Также известны конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [20–23]. Рассматриваются паразитные и взаимные связи в таких фильтрах [24]. Изучена экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [25]. В монографии [26] рассмотрены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, представлено применение связанных линий для создания корректоров ФЧХ, а также изложены основы анализа и синтеза таких устройств. Одним из перспективных направлений являются проектирование конденсаторных ЕМІ-фильтров, которые стали актуальны благодаря их высокочастотным (ВЧ) характеристикам, низкой стоимости и простоте реализации [27–29]. Однако, ВЧ

характеристики традиционных двухпортовых конденсатных фильтров ограничены паразитными эффектами. Поэтому известен широкий комплекс исследований по оценке влияния этих паразитных эффектов (эквивалентных параллельной емкости, последовательной индуктивности и последовательного сопротивления) на изменение их ВЧ характеристик [24, 30, 31]. Примечателен ЕМІ-фильтр на основе сложенной конструкции проходного многослойного керамического конденсатора (МКК) [32]. Он имеет лучшую заграждающую характеристику по сравнению с широко распространенными двухвыводными МКК, потому что первый уменьшает эквивалентную последовательную индуктивность встроенного заземляющего электрода. Однако, малое значение остаточной индуктивности, вызванной самоиндукцией внутренних электродов, не может быть полностью компенсировано, и, таким образом, ограничивает дальнейшее совершенствование заграждающей характеристики трехвыводного проходного МКК [27]. Увеличение емкости на землю может улучшить характеристику заграждения, но приведет к увеличению вносимых потерь в полосе пропускания и утечке тока на внутренний заземляющий электрод. Технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC) позволила широкое применение ЕМІ-фильтров в портативных устройствах за счёт их компактной реализации [33].

Для защиты от ЭМВ и фильтрации сигнала в полосе частот также могут применяться полосковые устройства особой конфигурации [34–35]. Для защиты от СКИ предложены линейные фильтры на основе встречно-гребенчатой микрополосковой структуры [34]. По сравнению с традиционными решениями, в ряде областей они обладают более высокой эффективностью и низкой стоимостью. Говоря о полосковых устройствах, нельзя не отметить обширную монографию, где рассмотрены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, представлено их применение для коррекции фазо-частотных характеристик, а также изложены основы анализа и синтеза таких устройств [26]. В монографии рассмотрены классические работы, посвященные фазовой обработке сигналов в цепях с распределенными

параметрами [37, 38]. Близкие исследования отражены в работах отечественных учёных [39–41]. Варианты фильтров поглощающего типа рассмотрены в работах [42–46]. Сравнительно новым решением для защиты являются устройства, основанные на явлении модального разложения сигнала в связанных полосковых линиях [47–50]. Более детально физические основы подхода будут рассмотрены далее. Таким образом, несмотря на то, что задача защиты от ЭМВ не нова и на ее решение направлены различные подходы и устройства, не теряют актуальности поиск других путей реализации защиты и проектирование соответствующих им устройств.

1.2.2 Устройства на основе модального разложения сигнала

Полосковые линии и устройства на их основе широко применяются в РЭС связи, радиолокации и измерений для передачи сигналов и питания к разным элементам, поскольку позволяют уменьшить массу и габариты узлов и улучшить их характеристики [51]. Для целей защиты от СКИ нужно отметить новые устройства, основанные на явлении модального разложения в связанных линиях: модальные фильтры (МФ) [49] и меандровые линии (МЛ) [50]. Принцип защиты заключается в разложении сигнала на составляющие меньшей амплитуды из-за разности скоростей их распространения. За счёт выбора оптимальной связи между проводниками обеспечивается минимальная амплитуда составляющих на выходе устройства. Преимуществами таких устройств являются низкая стоимость, высокая надежность и простота [52].

Примечательны для защиты от СШП воздействий (в частности СКИ) устройства на основе явления модального разложения воздействия на последовательность импульсов меньшей амплитуды – модальные фильтры (МФ) [47, 49]. Идея модальной фильтрации заключается в использовании модальных искажений (изменений параметров сигнала из-за разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи) для разложения воздействия на составляющие [47–54]. При распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка

линии передачи из N проводников (не считая опорного) с неоднородным диэлектрическим заполнением, он 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 связанной N -проводной линии, т.е. выполнение условия [47, 48]

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

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 1.1). При этом амплитуда этих импульсов будет вдвое меньше, чем амплитуда импульса в начале отрезка (результаты вычислены для резисторов, обеспечивающих псевдосогласование).

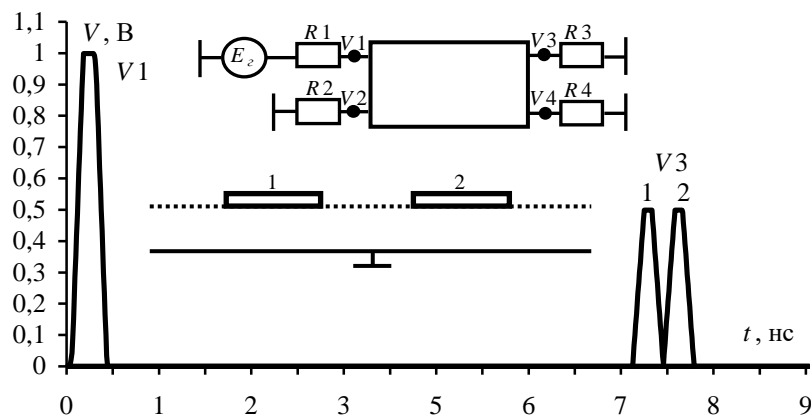


Рисунок 1.1 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Отметим, что амплитуда СКИ, в зависимости от связи в линии, может быть в 2 и более раз меньше исходной. Получено ослабление СКИ до 5 раз в структуре с лицевой связью в неоднородном диэлектрическом заполнении [55]. Для этого получено условие равенства амплитуд импульсов разложения на выходе МФ. Для этого нужно, чтобы сопротивления на концах отрезка были

равны среднему геометрическому (R) волновых сопротивлений чётной (Z_e) и нечётной мод (Z_o), 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. Однако 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 использование. Отметим, что принципы реализации такой защиты могут быть весьма разнообразными, в т.ч. даже не требующими устройства защиты как такового, а использующими внутренние свойства уже существующих электрических соединений, например межсоединений печатных плат. Практическая реализация модальной фильтрации возможна на разных структурных уровнях аппаратуры, например, с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

Комплекс теоретических и экспериментальных исследований, которые подтверждают возможность модальной фильтрации в полосковых и кабельных структурах? обобщен в монографии [48]. Возможность её использования в гибких печатных кабелях бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов для обеспечения связи между блоками описана в работах [56, 57]. Представлены результаты моделирования и измерений многопроводных МФ [58, 59]. Подход к проектированию печатных МФ с лицевой связью описан в [60, 61]. За счёт зеркальной симметрии это позволило усовершенствовать структуры с модальной фильтрацией [62].

В паре связанных линий, закороченных на дальнем конце (виток меандровой линии (МЛ) или С-секция [63, 26]) импульсный сигнал также будет подвергаться разложению из-за модальных искажений [50]. В такой структуре, помимо импульсов мод, за счёт сильной связи между проводниками может существовать перекрестная помеха, которая наводится на выход витка одновременно с началом распространения основного сигнала. За счёт выбора

оптимальной связи это позволяет дополнительно ослабить амплитуду СКИ. Тогда в самом простом случае на выходе витка воздействие будет разложено на 3 основных составляющих (перекрестную помеху и импульсы чётной и нечётной мод) с равными и меньшими (относительно исходной) амплитудами, что снижает степень воздействия СКИ на РЭС. Кроме того, преимуществами МЛ являются вдвое больший путь распространения сигнала и отсутствие пассивных проводников с резистивными нагрузками.

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 [64, 65]. Для этого нужно минимизировать модальные искажения сигнала, обеспечив условие равенства погонных задержек четной (τ_e) и нечетной (τ_o) мод витка

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

Это условие всегда выполняется в однородном диэлектрическом заполнении [66], 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 помехи на ближнем конце на форму сигнала нужно выбором длины полувитка (l) обеспечить задержку в витке большую или равную сумме длительностей фронта (t_r), плоской вершины (t_d) и спада (t_f) импульса [66]:

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

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

Для демонстрации рассмотрен виток в неоднородном диэлектрическом заполнении с таким выбором параметров, что обеспечивается условие (1.5). Схема его соединений показана на рисунке 1.2. Воздействие имеет форму трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и длительностью 0,3 нс. Значения $R1$ и $R2$ соответствуют диагональным элементам матрицы импедансов \mathbf{Z} .

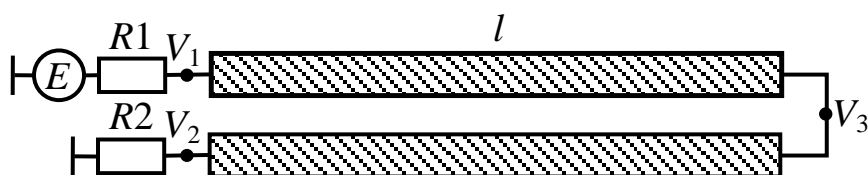
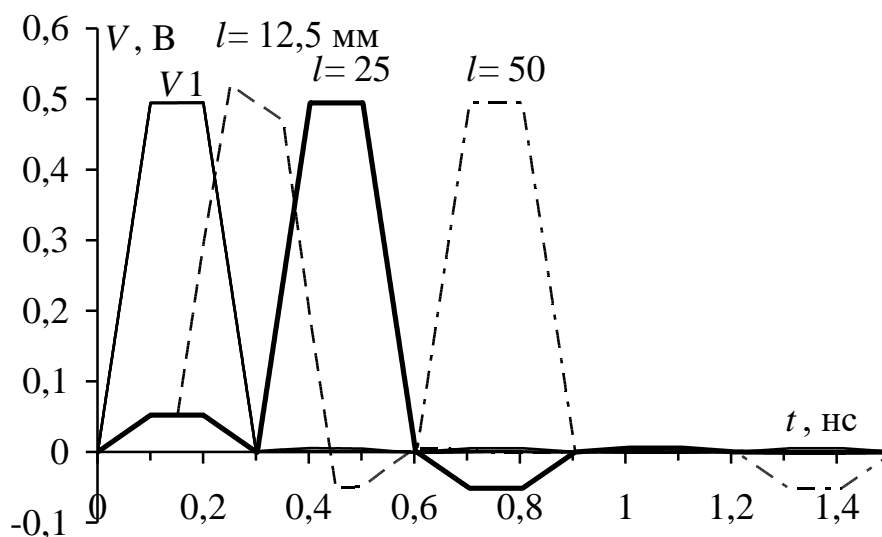


Рисунок 1.2 – Схема соединений исследуемой линии

Для подтверждения того, что при выполнении условия (1.5) импульс не будет искажаться перекрестной помехой, вычислен временной отклик схемы из рисунка 1.2. Для такого витка вычислены матрицы погонных коэффициентов электромагнитной (\mathbf{L}) и электростатической (\mathbf{C}) индукции

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 339,52 & 69,93 \\ 69,93 & 339,52 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 112,38 & -23,20 \\ -23,20 & 112,38 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

На рисунке 1.3 приведены формы напряжения в начале (V_1) и конце (V_3) витка при $l=12,5$; 25; 50 мм (импульсы в узле V_1 при разных l накладываются друг на друга). При $l=25$; 50 мм форма импульса не искажается (так как при длительности 0,3 нс условие выполняется при $l \geq 24,8$ мм). Однако появляются импульсы перекрестной помехи (перед импульсом положительной полярности, а после – отрицательной).

Рисунок 1.3 – Формы сигналов в начале и конце линии при разных l

Затем в витке с воздушным диэлектрическим заполнением (скорости распространения мод равны) показана возможность выравнивания амплитуд 1 и 2 импульсов (перекрестной помехи и основного сигнала) на выходе витка [67, 68]. Сначала за счет выполнения условия (1.5) обеспечивается приход

основного импульса по окончании перекрестной помехи, а после за счет сильной электромагнитной связи между торцами проводников обеспечивается их выравнивание и достигается ослабление в 1,62 раза (рисунок 1.4а).

После в витке меандровой микрополосковой линии (МПЛ) показана такая же возможность, но уже для 3 импульсов (наводки и мод) [50, 69]. Сначала за счет условия (1.5) обеспечивается приход импульса основного сигнала по окончании наводки, а после – разложение основного импульса на нечетную и четную моды. Условие такого разложения

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

При выполнении (1.5) условие (1.6) всегда выполняется. Тогда за счет сильной связи между торцами проводников витка обеспечивается выравнивание амплитуд уже 3 импульсов разложения (рисунок 1.4б) с ослаблением 2,41 раза.

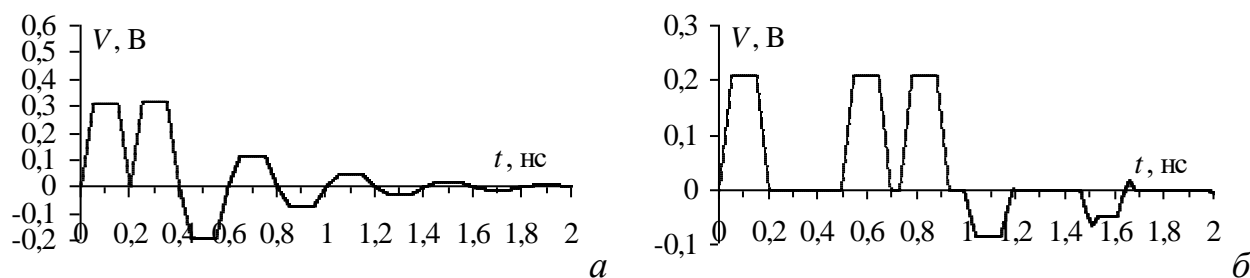


Рисунок 1.4 – Формы сигналов в конце витка МЛ в воздухе (а) и на основе МПЛ (б) при выполнении условий разложения и оптимальной электромагнитной связи между проводниками

В результате многолетних исследований выполнен широкий ряд исследований разложения СШП воздействий в устройствах на основе витка МЛ. Выполнен анализ влияния потерь: сначала в проводниках витка воздушной линии [70], а после – в проводниках и диэлектрике витка на основе МПЛ [71]. Выявлено, что влияние потерь позволяет обеспечить оптимальную связь между проводниками витка при большем значении разноса между ними, что упрощает практическую реализацию устройств защиты. Результаты целого комплекса исследований витка меандровой МПЛ опубликованы в ведущем мировом журнале в области ЭМС [50]. В ней на практике доказана возможность защиты РЭС от СКИ за счет использования модальных искажений в витке МЛ. В одной из свежих работ также сведены результаты комплекса исследований витка на

основе МПЛ, но уже свернутого в меандр из 19 полувитков со слабой связью для возможности размещения на заданной площади платы [72]. Сравнение временных откликов, полученных разными методами, показало, что на практике ослабление СКИ может быть более существенным из-за более строгого влияния потерь и отражений, что необходимо учитывать при проектировании [73].

1.3 Анализ полосковых устройств

1.3.1 Общие подходы к анализу распространения электрических сигналов

Для расчета радиотехнических характеристик полосковых устройств прибегают к математическому моделированию, для которого, в общем случае, решают уравнений Максвелла во временной или частотной области [74]. Для этого нужно 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 того как заданы все исходные данные 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 [75], а на её основе находят характеристики исследуемого объекта.

Математическое моделирование позволяет эффективно использовать достижения вычислительной техники [76, 77]. До появления производительных вычислительных станций исследователи были вынуждены применять и разрабатывать аналитические решения с помощью методов разделения переменных, конформных отображений и пр., которые пригодны, как правило, для задач с относительно простой геометрией [78–81]. В противовес аналитическим, использование численных методов не зависит от геометрии задачи, и они могут применяться, когда аналитическое решение недоступно [82]. Прорыв в разработке высокопроизводительных вычислительных станций

и систем послужил широкому использованию численных методов. Тем не менее, разработка новых аналитических методов также актуальна [83, 84]. Так, аналитические выражения часто используются для проверки (валидации) результатов моделирования с помощью численных методов [85]. Численные методы применяются для моделирования в частотной и временной областях. В квазистатическом приближении они интерпретируются как методы в частотной области с нулевой частотой $\omega = 0$ или как методы во временной области с $\partial/\partial t = 0$ [83, 86]. Общее рассмотрение эволюции численных методов выполнено в [87], где также сделана попытка предсказать тенденции их дальнейшего развития.

При проектировании полосковых устройств защиты, основанных на явлении модального разложения сигнала во временной области, основным этапом является вычисление временного отклика. Часто для этого применяют квазистатический или электродинамический подход. При квазистатическом подходе делается допущение, что в линии распространяется только поперечная волна (Т-волна) [88]. В результате такого допущения вместо уравнений Максвелла необходимо решение уравнения Пуассона. Тогда задача моделирования сводится к нахождению матриц первичных погонных параметров \mathbf{R} (Ом/м), \mathbf{L} (Гн/м), \mathbf{C} (Ф/м) и \mathbf{G} (См/м) или кратко **RLCG**-параметров. На основе них вычисляется отклик структуры конечной длины dx с помощью телеграфных уравнений. Когда потери в проводниках и диэлектрике не учитываются, вычисляются только матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} . Преимуществом такого подхода являются малые вычислительные затраты на моделирование при незначительной потере точности. В системах компьютерного моделирования для квазистатического анализа зачастую применяют метод моментов (МоМ), зарекомендовавший себя для решения задач электромагнитного поля [89]. Электродинамический подход позволяет учёт всех типов волн [90]. Он является универсальным и пригодным для моделирования произвольной геометрии, но вычислительные затраты оказываются высокими, даже для относительно простых конфигураций. Наиболее распространенными численными методами, применяемыми в пакетах электродинамического моделирования, являются

метод конечных разностей во временной области (FDTD) [91] и метод конечных элементов (FEM) [92]. Примечательно, что в ряде частных случаев для анализа полосковых структур и устройств на их основе применимы и простые аналитические модели. Например, известно применение моделей из [93] для анализа временного отклика витка МЛ с симметричным поперечным сечением [94]. В последствии получены условия равенства амплитуд импульсов разложения на выходе витка МЛ для трех случаев разложения [95]. Аналогично могут быть получены модели временного отклика других устройств.

1.3.2 Модели для анализа связанных линий передачи

Вычисление временного отклика численными методами является ключевым подходом при моделировании. Однако, часто для первичных оценок формы, амплитуды и задержки сигнала в связанных линиях применимы аналитические модели, не требующие больших вычислительных затрат. Поэтому внимания заслуживают работы, посвященные аналитическим моделям для вычисления и анализа временного отклика в связанных линиях передачи.

Сначала отметим классические работы. В работе [96] впервые показан подход, как использовать матричную алгебру для решения задачи анализа многопроводных линий передачи (МПЛП). В работе [97] приведен вывод телеграфных уравнений для МПЛП, а в работе [98] представлен анализ временного отклика МПЛП без потерь с учетом слабой связи между проводниками и введено понятие эквивалентной схемы МПЛП. В классической работе [99] с помощью матричного анализа теория распространения волн в МПЛП без потерь в неоднородном диэлектрике.

Быстрый подход к моделированию одиночных и связанных линий передачи с учетом частотной зависимости потерь представлен в [100]. Он основан на использовании массива откликов на воздействие треугольной формы. Близкой является работа [101], где представлены аналитические выражения в частотной области для отклика одиночных и связанных линий передачи на воздействие с применением обратного преобразования Лапласа

(ОПЛ) для перехода из частотной области во временную. Продолжением этих исследований является работа [102], в которой также представлены модели в замкнутой форме для вычисления отклика, но уже с учетом потерь.

В известной работе [103] представлен метод вывода уравнений для однородной МПЛП и метод для вывода параметров отрезка линии передачи в матричном виде. В [104] приведены уравнения для трехпроводной линии передачи без потерь в однородной среде. Они предложены для расчета формы напряжения помех на концах отрезка и являются довольно точными. Выражения примечательны тем, что позволяют оценить влияние различных параметров линии на форму перекрестных наводок и позволяют анализ того, как их выбором добиться желаемого уровня наводки. Примечательны результаты работы [105], где во временной области исследованы уравнения для линии в неоднородной среде без потерь со слабой связью. Интерес вызывает и работа, посвящённая вычислению временного отклика МПЛП [106]. В ней описывается и сравнивается методы расчета отклика линий, основанные на использовании известных принципов теории цепей. Целый ряд работ посвящен вычислению отклика в линии с учётом дисперсии. В работе [107] исследуется дисперсия многопроводных МПЛ с помощью метода Галеркина. В работе [108] приведена вычислительная модель, основанная на полноволновом анализе, для вычисления временного отклика МПЛП с учётом дисперсии. Модель учитывает все компоненты поля и удовлетворяет всем требуемым граничным условиям. В работе [109] с помощью полноволнового анализа рассмотрены взаимовлияния линий в быстродействующих межсоединениях интегральных схем (ИС).

Существенным вкладом в анализ МПЛП, подводящим некий итог более ранним работам, стала монография [110], в которой, наряду с МПЛП без потерь с однородным диэлектрическим заполнением рассмотрена квази-ТЕМ теория для расчёта отклика МПЛП с потерями в неоднородном диэлектрическом заполнении. В её последней главе на двух простых примерах линий передачи показаны пределы точности квазистатических аппроксимаций. В работе [111] рассматривается обобщенная неоднородная экранированная МПЛП, а также

выводятся некоторые свойства квази-ТЕМ мод, распространяющихся в ней. В другой работе [112] теория для квази-ТЕМ мод, распространяющихся в поперечно неоднородной, продольно регулярной линии передачи, прежде полученная для гармонических волн, выводится для переходных сигналов.

Также необходимо отметить активную работу исследователей в области разработки новых подходов к анализу перекрестных помех в МПЛП. В [113] авторы рассматривают два подхода для их анализа, один из которых основан на FDTD для моделирования двухпроводной МПЛ с учетом окончаний и параметров источника, а вторым является классический схемотехнический метод. Метод модального анализа для связанных дифференциальных МПЛ детально описан в [114], где выведены аналитические выражения, основанные на методе модального разложения и функции Грина на дальнем конце с учетом как синфазного, так и дифференциального режимов. В работе [115] выполнен анализ пары связанных линий во временной области. Он основан на телеграфных уравнениях для анализа пары связанных параллельных линий, а их решение получают за счёт метода преобразования мод и ОПЛ для перехода во временную область. Также стоит отметить работы, внесшие существенный вклад в разработку аналитических подходов к оценке перекрестных помех в МПЛП. Например, в работе [116] предложен подход к анализу межсоединений высокоскоростных ИС, интегральных модулей и плат. Метод применим к общей задаче анализа МПЛП с учетом потерь и дисперсии и произвольными сопротивлениями на концах МПЛП. Предложен подход к оценке перекрестных помех и анализу переходных процессов в межсоединениях высокоскоростных ИС (когда они представляются как МПЛП) [117]. В обширной работе [118] рассмотрены перекрестные помехи в МПЛП без потерь, а также предложены выражения, определяющие передаточные функции напряжения и тока, а также формы колебаний в МПЛП с произвольными окончаниями. Близкой является работа других исследователей [119], где на основе модального анализа предложен подход к определению перекрестных помех в МПЛП. На примере

нескольких конфигураций полосковых структур показано хорошее совпадение результатов такого аналитического подхода и Spice-моделирования.

Существенный вклад в исследование МПЛП внесли и отечественные учёные. Важный для теории МПЛП вывод телеграфных уравнений из уравнений Максвелла представлен в работах [120, 121]. Исследования МПЛ развивались, прежде всего, применительно к созданию СВЧ-устройств: на основе планарных многопроводных линий [121, 122]; с применением более сложных многопроводных полосковых структур разной физической длины в области связи [123]; с использованием возможности контроля распространения волн в объёмных структурах [124]. Также исследовались и межсоединения быстродействующих ИС: для случая одиночных линий с распределёнными по длине нагрузками [125]; для пары связанных линий [126]; для МПЛП в однородной [127] и неоднородной диэлектрической среде [128].

1.3.3 Вычисление перекрестных помех в многопроводных линиях передачи на основе метода модального разложения во временной области

Для разработки аналитических моделей вычисления временного отклика полосковых устройств защиты применим подход к вычислению перекрестных помех в МПЛП [119]. Он заключается в аналитическом представлении сигнала в любом узле отрезка МПЛП (рисунок 1.5) в виде падающих и отраженных волн для каждой из N мод (по количеству проводников МПЛП, не считая опорного). Кратко рассмотрим особенности этого подхода.

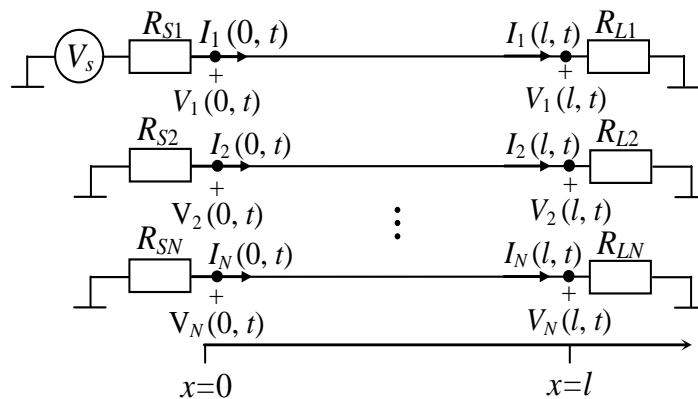


Рисунок 1.5 – Представление отрезка МПЛП из N проводников длиной l

Электрические процессы в отрезке МПЛП без потерь описываются телеграфными уравнениями, которые в частотной области имеют вид [129]

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{v}(x, s) = s\mathbf{L}\mathbf{i}(x, s), \quad (1.7)$$

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{i}(x, s) = s\mathbf{C}\mathbf{v}(x, s), \quad (1.8)$$

где \mathbf{L} и \mathbf{C} – матрицы коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции соответственно, s – комплексная угловая частота, а \mathbf{v} и \mathbf{i} – векторы напряжений и токов в линии

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix}. \quad (1.9)$$

Эти векторы можно выразить через векторы модальных напряжений и токов \mathbf{v}_m и \mathbf{i}_m , используя матрицы преобразования мод \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I , как

$$\mathbf{v}(x, s) = \mathbf{T}_V \mathbf{v}_m(x, s), \quad (1.10)$$

$$\mathbf{i}(x, s) = \mathbf{T}_I \mathbf{i}_m(x, s). \quad (1.11)$$

Существуют различные способы нахождения матриц \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I , но зачастую применяется метод, основанный на вычислении собственных векторов из произведения матриц \mathbf{LC} и \mathbf{CL} соответственно. Однако этот метод не позволяет интуитивно понять физический смысл преобразования векторов линейных напряжений и токов \mathbf{V} и \mathbf{I} МПЛП в векторы модальных напряжений и токов \mathbf{V}_m и \mathbf{I}_m . При переходе к модальным векторам телеграфные уравнения (1.7) и (1.8) записываются как

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{v}_m(x, s) = s\mathbf{L}_m \mathbf{i}_m(x, s), \quad (1.12)$$

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{i}_m(x, s) = s\mathbf{C}_m \mathbf{v}_m(x, s), \quad (1.13)$$

где [130]

$$\mathbf{L}_m = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{L} \mathbf{T}_I, \quad \mathbf{C}_m = \mathbf{T}_I^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_V. \quad (1.14)$$

Телеграфные уравнения для модальных векторов напряжений и токов схожи с уравнениями для линейных напряжений и токов отрезка одиночной линии передачи, поэтому характеристические импедансы мод определяются на основе матриц \mathbf{L}_m и \mathbf{C}_m как [130]

$$z_{cmi} = \sqrt{\frac{l_{mi}}{c_{mi}}}, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (1.15)$$

а скорость их распространения –

$$v_{cmi} = \frac{1}{\sqrt{l_{mi}c_{mi}}}, \quad (1.16)$$

где матрицы \mathbf{L}_m и \mathbf{C}_m – диагонализированные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} , имеющие вид

$$\mathbf{L}_m = \begin{bmatrix} l_{m1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & l_{m2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & l_{mn} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} c_{m1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_{m2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_{mn} \end{bmatrix}. \quad (1.17)$$

Общие решения (1.12) и (1.13) относительно модальных компонент записываются в виде [119]

$$\mathbf{v}_m(x, s) = \mathbf{v}_m^+ e^{-sx/vm} + \mathbf{v}_m^- e^{sx/vm}, \quad (1.18)$$

$$\mathbf{i}_m(x, s) = \mathbf{Z}_{cm}^{-1} (\mathbf{v}_m^+ e^{-sx/vm} - \mathbf{v}_m^- e^{sx/vm}), \quad (1.19)$$

где \mathbf{V}_m^+ и \mathbf{V}_m^- – искомые векторы.

Верхний индекс «+» введен для обозначения падающей волны, которая распространяется вдоль проводника в положительном направлении оси x , а «-» – отраженной в отрицательном. Для вычисления искомых векторов рассмотрены граничные условия на концах МПЛП при $x=0$ и $x=l$. На основе теоремы Тевенина напряжения на концах отрезка МПЛП записываются в виде

$$\mathbf{v}(0, s) + \mathbf{R}_S \mathbf{i}(0, s) = \mathbf{v}_S, \quad (1.20)$$

$$\mathbf{v}(l, s) + \mathbf{R}_L \mathbf{i}(l, s) = \mathbf{v}_L, \quad (1.21)$$

где \mathbf{v}_S и \mathbf{v}_L – векторы, содержащие независимые источники тока и напряжения на ближнем ($x=0$) и дальнем ($x=l$) концах отрезка МПЛП, а \mathbf{R}_S и \mathbf{R}_L – матрицы сопротивлений на тех же концах. Выражения (1.20) и (1.21) можно записать через векторы модальных напряжений и токов как

$$\mathbf{v}_m(0, s) + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{i}_m(0, s) = \mathbf{v}_{Sm}, \quad (1.22)$$

$$\mathbf{v}_m(l, s) + \mathbf{R}_{Lm} \mathbf{i}_m(l, s) = \mathbf{v}_{Lm}, \quad (1.23)$$

где

$$\mathbf{v}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_S, \quad \mathbf{v}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_L, \quad (1.24)$$

$$\mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I, \quad \mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I. \quad (1.25)$$

Определяя выражения (1.18) и (1.19) в точках $x=0$ и $x=l$, а затем, подставляя результат в (1.22) и (1.23), получим матричное уравнение [119]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} & \mathbf{E} - \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \\ \mathbf{E} - \mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} e^{-sl/vm} & \mathbf{E} + \mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} e^{-sl/vm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_m^+ \\ \mathbf{v}_m^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{Sm} & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_{Lm} \end{bmatrix}, \quad (1.26)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица порядка N .

После решения системы (1.26) относительно векторов \mathbf{V}_m^+ и \mathbf{V}_m^- , векторы модальных напряжений \mathbf{V}_m и токов \mathbf{I}_m в произвольной точке x отрезка МПЛП получаются путем подстановки этих вычисленных векторов в (1.18) и (1.19).

Отметим, что решение уравнения (1.26) во временной области для случая $N=2$ может быть легко получено с помощью обратного преобразования Лапласа, т.е. в частотной области [131]. Однако решение для МПЛП оказывается весьма трудоемким. Поэтому предложен подход, основанный на применении источников изначально падающих мод и набора коэффициентов отражения, которые получены с помощью модального анализа [119]. Тогда источник изначально падающих мод \mathbf{V}_{0m} в начале отрезка ($x=0$) может быть получен из (1.26) при условии, что линия МПЛП имеет бесконечную длину

$$\mathbf{v}_{0m} = (\mathbf{E} + \mathbf{R}_{sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1})^{-1} \mathbf{v}_{Sm}. \quad (1.27)$$

Аналогично можно получить источник изначально падающих мод в конце отрезка ($x=l$). Если окончания МПЛП описываются матрицей сопротивлений \mathbf{R} , то в произвольной точке (без учета задержки) векторы напряжений и токов связаны соотношением $\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{i}$. При замене линейных векторов напряжений и токов модальными векторами получим

$$\mathbf{v}_m^+ + \mathbf{v}_m^- = \mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \mathbf{v}_m^+ - \mathbf{v}_m^-, \quad (1.28)$$

где \mathbf{R}_m – матрица модальных сопротивлений.

Преобразование (1.28) дает

$$\mathbf{v}_m^- = \mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E}^{-1} \mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E} \mathbf{v}_m^+. \quad (1.29)$$

Тогда коэффициенты отражения мод записываются как

$$\mathbf{\Gamma}_m = (\mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}). \quad (1.30)$$

Таким образом, с помощью описанного подхода на основе модального анализа и теории линейной алгебры могут быть разработаны аналитические модели временного отклика на концах полосковых устройств с модальными явлениями. Кроме того, этот подход применим и для оценки пиковой амплитуды каждого из импульсов разложения мод по отдельности.

1.3.4 Метод оценки сверхширокополосных помех на выходе устройств защиты

Для описания параметров СШП помех могут быть использованы N -нормы, которые предложены для определения пределов восприимчивости оборудования к воздействию СШП помех [132]. Определения норм N_1 – N_5 с указанием причин, почему она представляет интерес, приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – N -нормы для оценки влияния помеховых воздействий [133]

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

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

N -нормы применимы и для определения уязвимых мест электрических цепей и даже отдельных устройств [133]. Это можно сделать, представив

исследуемый объекты в виде схемы с распределенными параметрами вместе с вычислением значений 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. Краткие определения норм N_1 – N_5 с указанием причин, почему норма представляет интерес, приведены в таблице 1.1.

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

1.4 Цель работы и постановка задач исследования

Из обзора, представленного в п. 1.1, следует, что стремительное развитие РЭС сделало их компактными и функциональными, но и подверженными ЭМВ разной природы. Спектр возможных форм ЭМВ довольно широк, но типовыми формами, применяемыми для тестирования работы РЭС на устойчивость к ЭМВ, являются одиночный импульс, затухающая синусоида и пачки радиоимпульсов. Из-за широкого спектра и высокой мощности наиболее опасны мощные СШП импульсные воздействия наносекундной и субнаносекундной длительности (или СКИ). В связи с развитием технологий генерации мощных СКИ возрастает и опасность ПД ЭМВ на РЭС стратегически важных объектов инфраструктуры. Поэтому актуальность построения комплексной и эффективной защиты РЭС таких объектов от ЭМВ (в частности от СКИ) на современном этапе лишь возрастает.

Из обзора, представленного в п. 1.2, следует, что для защиты от ЭМВ применяются разнообразные схемотехнические средства, к которым относятся фильтры на основе компонентов с сосредоточенными и распределенными параметрами, ограничивающие, развязывающие и газоразрядные устройства. Каждое из решений обладает своими достоинствами и недостатками, однако среди средств всех решений интерес представляют (ЕМИ-фильтры) и полосковые устройства фильтрации, интегрированные в структуру печатной

платы. Среди полосковых устройств защиты примечательны МФ и виток МЛ, основанные на явлении модального разложения сигнала. Их преимуществом, по сравнению с многими традиционными решениями, являются низкая стоимость, высокая надежность и простота. Несмотря на широту исследований таких устройств, часть вопросов по-прежнему остается открытой.

Из обзора, представленного в п. 1.3, следует, что для анализа полосковых структур и устройств на их основе применяются довольно разнообразные подходы. Электродинамическое моделирование является точным, но затраты вычислительных ресурсов часто оказываются высоки. Квазистатическое моделирование менее точно, поскольку не учитывает распространение высших типов волн, но и вычислительные затраты существенно ниже. Примечательно, что для частных случаев существуют аналитические решения, позволяющие выполнять анализ распространения воздействий в полосковых структурах и устройствах на их основе, а также оценивать амплитуду составляющих сигнала без вычисления отклика как такового. Один из подходов основан на модальном анализе (пп. 1.3.3). Известно его применение для получения модели временного отклика на пассивном проводнике двухпроводной линии, а также примеры вычисления формы перекрестных помех на пассивных проводниках двух- и трехпроводной линии передачи, а также в витке МЛ. Однако рассмотрен отклик лишь симметричных линий на воздействие ступенчатым сигналом. Между тем применение подхода к получению моделей отклика устройств с модальными явлениями (МФ и МЛ) и произвольным поперечным сечением неизвестно.

Цель работы – разработать аналитические модели временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями и продемонстрировать их применимость для исследования распространения помеховых воздействий. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Разработать комплекс аналитических моделей для анализа полосковых структур с модальными явлениями и выполнить их верификацию.

2. Исследовать распространение помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальными явлениями с помощью разработанных моделей.

2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ

Здесь представлены разработанные аналитические модели временного отклика различных полосковых устройств: двухпроводного и трёхпроводного МФ [134, 135]; витка МЛ из одного [136] и двух [137] отрезков. Кроме того, получены условия равенства нормированных амплитуд на выходе устройств и результаты верификации моделей и условий [138, 139].

2.1 Разработка аналитических моделей временного отклика

2.1.1 Двухпроводный модальный фильтр

На основе подхода к вычислению формы напряжения на концах МПЛП, рассмотренного в п. 1.3.3, разработаны модели для вычисления временного отклика на концах двухпроводного МФ длиной l произвольного поперечного сечения (рисунок 2.1).

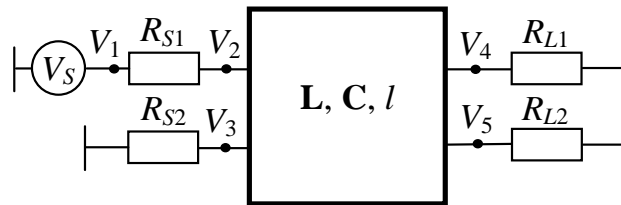


Рисунок 2.1 – Схема соединений двухпроводного МФ

В рассматриваемом случае вектор источников напряжения (V_S) и матрицы сопротивлений в начале (R_S) и конце (R_L) МФ задаются как

$$\mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_S(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 \\ 0 & R_{S2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 \\ 0 & R_{L2} \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

где $V_S(t)$ – форма напряжения электродвижущей силы (э.д.с.) источника.

Следующим шагом является получение матриц преобразования мод \mathbf{T}_V , \mathbf{T}_I . Эти матрицы вычисляются из собственных векторов матриц \mathbf{LC} и \mathbf{CL} и в общем случае имеют вид

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} T_{Vc,1} & T_{Vd,1} \\ T_{Vc,2} & T_{Vd,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{Ic,1} & T_{Id,1} \\ T_{Ic,2} & T_{Id,2} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Поскольку рассматривается МФ с произвольным поперечным сечением, то нижние индексы «*c*» и «*d*» обозначают синфазную и дифференциальную моды МФ. (В случае симметричного поперечного сечения эти индексы можно заменить на «*e*» и «*o*», поскольку в такой структуре будут распространяться чётная и нечётная моды.) Тогда вектор модальных источников (\mathbf{V}_{Sm}) с учетом матриц (1.10) запишется как

$$\mathbf{v}_{Sm}(t) = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_{Sc}(t) \\ V_{Sd}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

а матрицы модальных импедансов \mathbf{R}_m на ближнем (нижний индекс «*S*») и дальнем (нижний индекс «*L*») концах МФ, аналогично (1.25)

$$\mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Scc} & R_{Scd} \\ R_{Sdc} & R_{Sdd} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Lcc} & R_{Lcd} \\ R_{Ldc} & R_{Ldd} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Вектор источников изначально падающих мод, согласно (1.27) имеет вид

$$\mathbf{v}_{0m}(t) = (\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1})^{-1} \mathbf{v}_{Sm}(t) = \begin{bmatrix} V_{0c}(t) \\ V_{0d}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

а матрицы коэффициентов отражения на концах МФ, согласно (1.30) –

$$\mathbf{\Gamma}_{Sm} = (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Scc} & \Gamma_{Scd} \\ \Gamma_{Sdc} & \Gamma_{Sdd} \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{Lm} = (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Lcc} & \Gamma_{Lcd} \\ \Gamma_{Ldc} & \Gamma_{Ldd} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Для получения моделей вычисления временного отклика рассмотрим схему распространения изначально падающих мод в двухпроводном МФ (рисунок 2.2). На схеме V_{0c} , V_{0d} – векторы источников падающих синфазной и дифференциальной мод, вычисленные на основе (2.5), T_c , T_d – времена их распространения (задержки), Z_c , Z_d – их характеристические импедансы, а Γ_{Scc} , Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Sdd} , Γ_{Lcc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Ldd} – коэффициенты отражения из (2.6) и (2.7). Отметим, что Γ_{Scc} , Γ_{Sdd} , Γ_{Lcc} и Γ_{Ldd} характеризуют отражение изначально падающих мод от окончаний МФ одного режима, а Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} – преобразование из одного режима в другой.

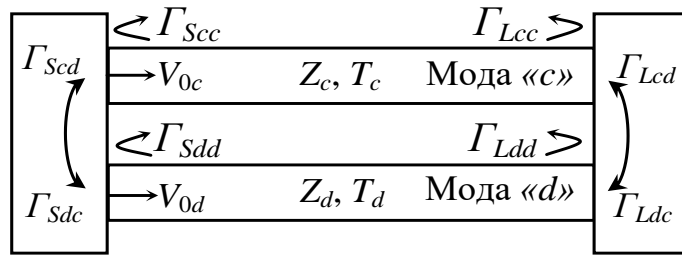


Рисунок 2.2 – Схема распространения изначально падающих мод, их параметры и коэффициенты отражения на концах двухпроводного МФ

На основе этой схемы построены диаграммы распространения мод двухпроводного МФ (рисунок 2.3). На диаграмме черным цветом отмечено распространение компонент синфазной моды, а красным – дифференциальной. Пунктиром выделены компоненты, сменившие режим распространения.

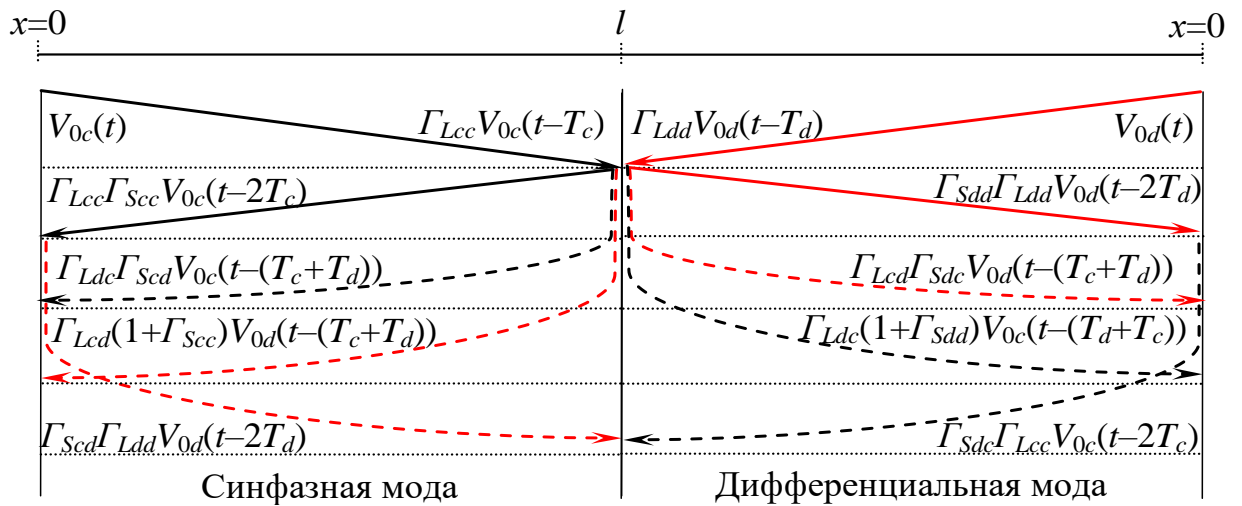


Рисунок 2.3 – Диаграмма распространения мод в двухпроводном МФ

На основе диаграммы из рисунка 2.3, выражений (2.3)–(2.7) и обратного преобразования Лапласа получены модели первых двух компонент временного отклика для синфазной и дифференциальной мод на ближнем конце МФ ($x=0$):

$$V_c(0, t) = V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Scd}\Gamma_{Ldd}V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)), \quad (2.8)$$

$$V_d(0, t) = V_{0d}(t) + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)), \quad (2.9)$$

и дальнем конце МФ ($x=l$):

$$V_c(l, t) = (1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcd}V_{0d}(t - T_d), \quad (2.10)$$

$$V_d(l, t) = (1 + \Gamma_{Ldd})V_{0d}(t - T_d) + \Gamma_{Ldc}V_{0c}(t - T_c). \quad (2.11)$$

На основе (2.8)–(2.11) и с учётом (2.2) получены модели отклика на ближнем конце активного (узел V_2) и пассивного (узел V_3) проводников

$$\begin{aligned}
 V_2(0, t) &= T_{Vc,1}V_c(0, t) + T_{Vd,1}V_d(0, t) = \\
 &= T_{Vc,1} \left(V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Ldd}\Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \right. \\
 &\quad \left. + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \right) + \\
 &\quad + T_{Vd,1} \left(V_{0d}(t) + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\
 &\quad \left. + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \right),
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

$$\begin{aligned}
 V_3(0, t) &= T_{Vc,2}V_c(0, t) + T_{Vd,2}V_d(0, t) = \\
 &= T_{Vc,2} \left(V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Ldd}\Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \right. \\
 &\quad \left. + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \right) + \\
 &\quad + T_{Vd,2} \left(V_{0d}(t) + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\
 &\quad \left. + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \right)
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

и на их дальних концах (узлы V_4 и V_5 соответственно) –

$$\begin{aligned}
 V_4(l, t) &= T_{Vc,1}V_c(l, t) + T_{Vd,1}V_d(l, t) = \\
 &= T_{Vc,1} \left[(1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcd}V_{0d}(t - T_d) \right] + \\
 &\quad + T_{Vd,1} \left[(1 + \Gamma_{Ldd})V_{0d}(t - T_d) + \Gamma_{Ldc}V_{0c}(t - T_c) \right],
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

$$\begin{aligned}
 V_5(l, t) &= T_{Vc,2}V_c(l, t) + T_{Vd,2}V_d(l, t) = \\
 &= T_{Vc,2} \left[(1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcd}V_{0d}(t - T_d) \right] + \\
 &\quad + T_{Vd,2} \left[(1 + \Gamma_{Ldd})V_{0d}(t - T_d) + \Gamma_{Ldc}V_{0c}(t - T_c) \right],
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

где $T_{Vc,1}$, $T_{Vd,1}$ и $T_{Vc,2}$, $T_{Vd,2}$ – коэффициенты матрицы преобразования мод из (2.2), Γ_{Scc} , Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Sdd} – коэффициенты отражения мод на ближнем конце МФ из (2.6), а Γ_{Lcc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Ldd} – на дальнем из (2.7).

Разработаны аналитические модели временного отклика двухпроводного МФ, отличающиеся возможностью учёта асимметрии его поперечного сечения и позволяющие вычисление формы напряжения на воздействие произвольной формы на ближнем и дальнем концах активного и пассивного проводников МФ с произвольными окончаниями. Их ограничением является возможность учёта лишь одиночного прохода воздействия от начала к концу МФ и обратно.

2.1.2 Трехпроводный модальный фильтр

В структуре МПЛП, состоящей из N проводников (не считая опорного), распространяются N мод и каждая из них характеризуется своими скоростью распространения и импедансом [140]. Тогда в трехпроводном МФ (рисунок 2.4) распространяются три моды (для ясности обозначим первую, вторую и третью моды через индексы a , b и c). На основе подхода, приведенного в п. 1.3.3, получим модели для вычисления отклика на концах МФ.

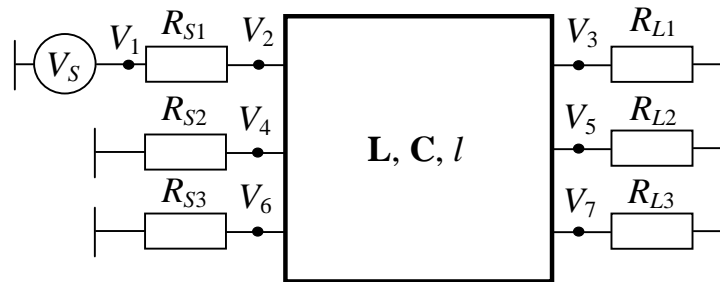


Рисунок 2.4 – Схема соединений трехпроводного МФ

Матрицы преобразования мод \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I для такого МФ имеют вид

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} T_{Va,1} & T_{Va,2} & T_{Va,3} \\ T_{Vb,1} & T_{Vb,2} & T_{Vb,3} \\ T_{Vc,1} & T_{Vc,2} & T_{Vc,3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{Ia,1} & T_{Ia,2} & T_{Ia,3} \\ T_{Ib,1} & T_{Ib,2} & T_{Ib,3} \\ T_{Ic,1} & T_{Ic,2} & T_{Ic,3} \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

а вектор источников напряжения $\mathbf{V}_S(t)$ и матрицы \mathbf{R}_S и \mathbf{R}_L на концах МФ –

$$\mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_S(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{L3} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Тогда векторы модальных источников $\mathbf{V}_{Sm}(t)$ и источников изначально падающих мод $\mathbf{V}_{0m}(t)$ записываются как

$$\mathbf{v}_{Sm}(t) = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_{Sa}(t) \\ V_{Sb}(t) \\ V_{Sc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{0m}(t) = (\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1})^{-1} \mathbf{v}_{Sm}(t) = \begin{bmatrix} V_{0a}(t) \\ V_{0b}(t) \\ V_{0c}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

а матрицы модальных импедансов \mathbf{R}_{Sm} и \mathbf{R}_{Lm} –

$$\mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Saa} & R_{Sab} & R_{Sac} \\ R_{Sba} & R_{Sbb} & R_{Sbc} \\ R_{Sca} & R_{Scb} & R_{Scc} \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

$$\mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Laa} & R_{Lab} & R_{Lac} \\ R_{Lba} & R_{Lbb} & R_{Lbc} \\ R_{Lca} & R_{Lcb} & R_{Lcc} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Матрицы коэффициентов отражения мод Γ_{Sm} и Γ_{Lm} на концах МФ с учётом (2.19) и (2.20) имеют вид

$$\Gamma_{Sm} = (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Saa} & \Gamma_{Sab} & \Gamma_{Sac} \\ \Gamma_{Sba} & \Gamma_{Sbb} & \Gamma_{Sbc} \\ \Gamma_{Sca} & \Gamma_{Scb} & \Gamma_{Scc} \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

$$\Gamma_{Lm} = (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Laa} & \Gamma_{Lab} & \Gamma_{Lac} \\ \Gamma_{Lba} & \Gamma_{Lbb} & \Gamma_{Lbc} \\ \Gamma_{Lca} & \Gamma_{Lcb} & \Gamma_{Lcc} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Для получения моделей вычисления временного отклика по аналогии с двухпроводным МФ (п. 2.1.1) построена схема распространения изначально падающих мод в трехпроводном МФ (рисунок 2.2).

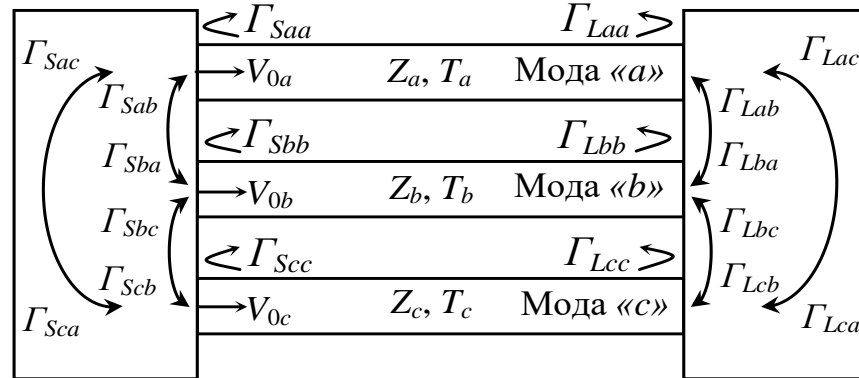


Рисунок 2.5 – Схема распространения изначально падающих мод и коэффициенты отражения мод на концах двухпроводного МФ

На схеме V_{0a} , V_{0b} и V_{0c} – векторы источников падающих мод a , b и c , вычисленные на основе (2.18), T_a , T_b и T_c – их задержки, а Γ_{Sij} и Γ_{Lij} – коэффициенты отражения из (2.21) и (2.22). Получены модели первых компонент временного отклика каждой моды на ближнем конце МФ ($x=0$):

$$\begin{aligned} V_a(0, t) = & \left[V_{0a}(t) + \Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - 2T_a) + \right. \\ & \left. + \Gamma_{Lbb}\Gamma_{Sab}V_{0b}(t - 2T_b) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sac}V_{0c}(t - 2T_c) \right] + \\ & + \left[\Gamma_{Lba}\Gamma_{Sab}V_{0a}(t - (T_a + T_b)) + \Gamma_{Lca}\Gamma_{Sac}V_{0a}(t - (T_a + T_c)) + \right. \\ & \left. + \Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0b}(t - (T_a + T_b)) + \Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0c}(t - (T_a + T_c)) \right], \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned}
V_b(0, t) = & \left[V_{0b}(t) + \Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0b}(t - 2T_b) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sba}V_{0a}(t - 2T_a) + (\Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sbc})V_{0c}(t - 2T_c) \right] + \\
& + \left[\Gamma_{Lab}\Gamma_{Sba}V_{0b}(t - (T_b + T_a)) + \Gamma_{Lcb}\Gamma_{Sbc}V_{0b}(t - (T_b + T_c)) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0a}(t - (T_b + T_a)) + \Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0c}(t - (T_b + T_c)) \right],
\end{aligned} \tag{2.24}$$

$$\begin{aligned}
V_c(0, t) = & \left[V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sca}V_{0a}(t - 2T_a) + \Gamma_{Lbb}\Gamma_{Scb}V_{0b}(t - 2T_b) \right] + \\
& + \left[\Gamma_{Lbc}\Gamma_{Scb}V_{0c}(t - (T_c + T_b)) + \Gamma_{Lac}\Gamma_{Sca}V_{0c}(t - (T_c + T_a)) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0b}(t - (T_c + T_b)) + \Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - (T_c + T_a)) \right],
\end{aligned} \tag{2.25}$$

и его дальнем конце ($x=l$) –

$$V_a(l, t) = (1 + \Gamma_{Laa})V_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{Lab}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lac}V_{0c}(t - T_c), \tag{2.26}$$

$$V_b(l, t) = (1 + \Gamma_{Lbb})V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lba}V_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{Lbc}V_{0c}(t - T_c), \tag{2.27}$$

$$V_c(l, t) = (1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcb}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lca}V_{0a}(t - T_a). \tag{2.28}$$

На основе моделей (2.23)–(2.28) получаются модели временного отклика в начале (узел V_2) и конце (узел V_3) активного проводника МФ:

$$\begin{aligned}
V_2(t) = & T_{Va,1} \left[\begin{aligned} & V_{0a}(t) + \Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + \Gamma_{Lba}\Gamma_{Sab}V_{0a}(t - (T_a + T_b)) + \Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0b}(t - (T_a + T_b)) + \\ & + \Gamma_{Lca}\Gamma_{Sac}V_{0a}(t - (T_a + T_c)) + \Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0c}(t - (T_a + T_c)) + \\ & + (\Gamma_{Lbb}\Gamma_{Sab})V_{0b}(t - 2T_b) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sac}V_{0c}(t - 2T_c) \end{aligned} \right] + \\
& + T_{Va,2} \left[\begin{aligned} & V_{0b}(t) + \Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0b}(t - 2T_b) + \\ & + \Gamma_{Lab}\Gamma_{Sba}V_{0b}(t - (T_b + T_a)) + \Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0a}(t - (T_b + T_a)) + \\ & + \Gamma_{Lcb}\Gamma_{Sbc}V_{0b}(t - (T_b + T_c)) + \Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0c}(t - (T_b + T_c)) + \\ & + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sba}V_{0a}(t - 2T_a) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sbc}V_{0c}(t - 2T_c) \end{aligned} \right] + \\
& + T_{Va,3} \left[\begin{aligned} & V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \\ & + \Gamma_{Lbc}\Gamma_{Scb}V_{0c}(t - (T_c + T_b)) + \Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - (T_c + T_a)) + \\ & + \Gamma_{Lac}\Gamma_{Sca}V_{0c}(t - (T_c + T_a)) + \Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0b}(t - (T_c + T_b)) + \\ & + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sca}V_{0a}(t - 2T_a) + \Gamma_{Lbb}\Gamma_{Scb}V_{0b}(t - 2T_b) \end{aligned} \right],
\end{aligned} \tag{2.29}$$

$$\begin{aligned}
V_3(t) = & T_{Va,1} \left[(1 + \Gamma_{Laa})V_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{Lab}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lac}V_{0c}(t - T_c) \right] + \\
& + T_{Va,2} \left[(1 + \Gamma_{Lbb})V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lba}V_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{Lbc}V_{0c}(t - T_c) \right] + \\
& + T_{Va,3} \left[(1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcb}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lca}V_{0a}(t - T_a) \right].
\end{aligned} \tag{2.30}$$

Модели временного отклика для пассивных проводников МФ будут аналогичны моделям (2.29) и (2.30), с той лишь разницей, что для первого пассивного проводника используются коэффициенты T_{Vba} , T_{Vbb} , T_{Vbc} , а второго – T_{Vca} , T_{Vcb} , T_{Vcc} .

Таким образом, разработаны новые аналитические модели временного отклика трехпроводного МФ, позволяющие вычислить формы напряжения на ближнем и дальнем концах активного и пассивных проводников МФ с произвольным поперечным сечением и окончаниями на воздействие произвольной формы.

2.1.3 Виток меандровой линии из одного отрезка

Виток МЛ является частным случаем пары связанных линий, проводники которой электрически соединены на дальнем конце (рисунок 2.6). Поэтому для разработки моделей его временного отклика использован подход из п. 1.3.3.

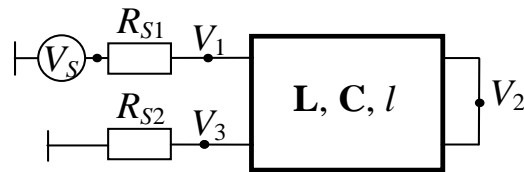


Рисунок 2.6 – Схема соединений витка МЛ

Электрические процессы в витке описываются теми же выражениями, что и в двухпроводном МФ. Отличие заключается лишь в том, что нужно учесть влияние перемычки на дальнем конце на каждую из мод. Для синфазной моды она характеризуется холостым ходом (ХХ), а дифференциальной – коротким замыканием (КЗ). Тогда матрица сопротивлений на дальнем конце витка МЛ имеет вид

$$\mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 \\ 0 & R_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \infty & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

т.е. в выражении (2.4) для синфазной моды $R_{Lcc} = \infty$, а для дифференциальной $R_{Ldd} = 0$. С учётом этого коэффициенты отражения в выражении (2.7) составят $\Gamma_{Lcc} = 1$ и $\Gamma_{Ldd} = -1$. Отклик на входе и выходе витка МЛ определяется

комбинацией первых двух компонент из (2.8) и (2.9), которые с учётом $\Gamma_{Lcc}=1$ и $\Gamma_{Ldd}=-1$ преобразуются к виду

$$\begin{aligned} V_c(0, t) = & V_{0c}(t) + (1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) - \Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \\ & + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)), \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} V_d(0, t) = & V_{0d}(t) - (1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \\ & + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)). \end{aligned} \quad (2.33)$$

Для оценки влияния каждой из компонент (2.32) и (2.33) на временной отклик на выходе витка МЛ детально рассмотрено каждое из их слагаемых.

Первые слагаемые (V_{0e} и V_{0o}) из (2.32) и (2.33) определяют форму чётной и нечётной составляющих перекрестной помехи на ближнем конце и определяются выражением (2.5). Второе слагаемое из (2.32) и третье из (2.33) определяют форму синфазной моды, а третье из (2.32) и второе из (2.33) – дифференциальной. Форма дополнительного импульса определяется четвертым и пятым слагаемыми из (2.32) и (2.33) для синфазной и дифференциальной составляющих соответственно.

На основе моделей (2.32) и (2.33) получены модели для вычисления временного отклика на входе (в узле V1) и выходе (в узле V3) витка МЛ

$$\begin{aligned} V_2(t) = & T_{Vc,1}V_c(0, t) + T_{Vd,1}V_d(0, t) = \\ = & T_{Vc,1} \left(\begin{aligned} & V_{0c}(t) + (1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) - \Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \\ & + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right) + \\ & + T_{Vd,1} \left(\begin{aligned} & V_{0d}(t) - (1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \\ & + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right), \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} V_3(t) = & T_{Vc,2}V_c(0, t) + T_{Vd,2}V_d(0, t) = \\ = & T_{Vc,2} \left(\begin{aligned} & V_{0c}(t) + (1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) - \Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \\ & + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right) + \\ & + T_{Vd,2} \left(\begin{aligned} & V_{0d}(t) - (1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \\ & + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right). \end{aligned} \quad (2.35)$$

Таким образом, разработаны новые аналитические модели временного отклика витка МЛ, позволяющие вычислить формы напряжения на входе и

выходе витка с произвольным поперечным сечением и окончаниями на воздействие произвольной формы с учётом дополнительного импульса.

2.1.4 Виток меандровой линии из двух отрезков с симметричным поперечным сечением

Разработаны модели временного отклика витка МЛ из двух отрезков с длинами l_1 и l_2 (рисунок 2.7), каждый из которых имеет симметричное поперечное сечение. Проводники отрезка 2 электрически соединены между собой на дальнем конце. Первый проводник отрезка 1 на ближнем конце соединен с источником сигналов, представленным на схеме источником э.д.с. (V_S) с сопротивлением R_{S1} , а второй проводник соединен с нагрузкой R_{S2} .

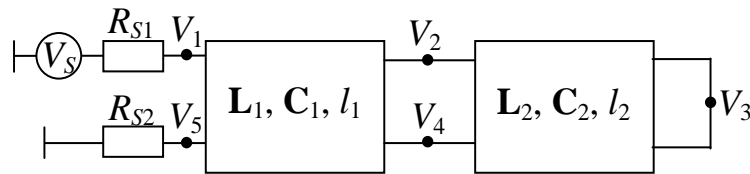


Рисунок 2.7 – Схема соединений витка МЛ из двух отрезков

Поскольку каждый отрезок витка имеет симметричное поперечное сечение ($C_{11}=C_{22}$, $L_{11}=L_{22}$), матрицы \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I из (2.2) для обоих отрезков имеют одинаковый вид

$$\mathbf{T}_V = \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{e,1} & T_{o,1} \\ T_{e,2} & T_{o,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,707 & 0,707 \\ 0,707 & -0,707 \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Вектор изначально падающих мод вычисляется по выражению (2.3) с учетом (2.36), а векторы источника проходящих мод (на стыке отрезков) с учетом коэффициентов передачи определяются как

$$\mathbf{v}_{0m12} = \mathbf{v}_{0m} \mathbf{T}_{12} = \begin{bmatrix} V_{0e12} \\ V_{0o12} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{0m21} = \mathbf{v}_{0m12} \mathbf{T}_{21} = \begin{bmatrix} V_{0e21} \\ V_{0o21} \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

где \mathbf{T}_{12} и \mathbf{T}_{21} – матрицы коэффициентов передачи на стыке двух отрезков

$$\mathbf{T}_{12} = \mathbf{E} + \mathbf{\Gamma}_{12}, \quad \mathbf{T}_{21} = \mathbf{E} + \mathbf{\Gamma}_{21}. \quad (2.38)$$

Виток МЛ на рисунке 2.7 представляет 2 последовательно соединенных отрезка с перемычкой на конце второго. Это позволяет упростить итоговый вид моделей. Тогда матрица сопротивлений на дальнем конце будет иметь вид

$$\mathbf{R}_{2L} = \begin{bmatrix} R_{2L1} & 0 \\ 0 & R_{2L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \infty & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.39)$$

т.е. в выражении (2.4) для чётной моды $R_{Lee}=\infty$, а нечётной – $R_{oo}=0$. Матрица коэффициентов отражения между источником и отрезком 1 вычисляется по (2.6), а в конце отрезка 2 – по (2.7), где $\Gamma_{Lcc}=1$ и $\Gamma_{Ldd}=-1$. На стыке отрезков матрицы коэффициентов отражения примут вид

$$\Gamma_{12} = (\mathbf{Z}_{m2}\mathbf{Z}_{m1}^{-1} + \mathbf{E})^{-1}(\mathbf{Z}_{m2}\mathbf{Z}_{m1}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{12ee} & \Gamma_{12eo} \\ \Gamma_{12oe} & \Gamma_{12oo} \end{bmatrix}, \quad (2.40)$$

$$\Gamma_{21} = (\mathbf{Z}_{m1}\mathbf{Z}_{m2}^{-1} + \mathbf{E})^{-1}(\mathbf{Z}_{m1}\mathbf{Z}_{m2}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{21ee} & \Gamma_{21eo} \\ \Gamma_{21oe} & \Gamma_{21oo} \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

Отклик на входе и выходе витка МЛ определяется комбинацией первых компонент отклика на ближнем конце (2.8) и (2.9) с учётом (2.40) и (2.41). Отклик на стыке отрезков определяется компонентами отклика на дальнем конце (2.10) и (2.11) с учётом (2.40) и (2.41), а отклик на дальнем конце определяется компонентами (2.10) и (2.11) с учётом $\Gamma_{2Lcc}=1$ и $\Gamma_{2Ldd}=-1$. Тогда компоненты отклика для четной и нечетной мод в начале витка МЛ примут вид

$$\begin{aligned} V_e(0, t) = & V_{0e}(t) + \Gamma_{12ee}(1 + \Gamma_{See})V_{0e}(t - 2T_{e1}) + \\ & + \Gamma_{12oo}\Gamma_{Seo}V_{0o}(t - 2T_{o1}) + (1 + \Gamma_{See})V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + \\ & + \Gamma_{Seo}V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})), \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} V_o(0, t) = & V_{0o}(t) + \Gamma_{12oo}(1 + \Gamma_{Soo})V_{0o}(t - 2T_{o1}) + \\ & + \Gamma_{12ee}\Gamma_{Soe}V_{0e}(t - 2T_{e1}) + (1 + \Gamma_{Soo})V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) + \\ & + \Gamma_{Soe}V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})), \end{aligned} \quad (2.43)$$

на стыке отрезков 1 и 2 –

$$\begin{aligned} V_e(l_1, t) = & V_{0e12}(t - T_{e1}) + \Gamma_{Loo}\Gamma_{21eo}V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) + \\ & + \Gamma_{Lee}(1 + \Gamma_{21ee})V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})), \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} V_o(l_1, t) = & V_{0o12}(t - T_{o1}) + \Gamma_{Lee}\Gamma_{21oe}V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) + \\ & + \Gamma_{Loo}(1 + \Gamma_{21oo})V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})), \end{aligned} \quad (2.45)$$

и в конце витка

$$V_e(l_1 + l_2, t) = (1 + \Gamma_{Lee})V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})) + \Gamma_{Leo}V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})), \quad (2.46)$$

$$V_o(l_1 + l_2, t) = (1 + \Gamma_{Loo})V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})) + \Gamma_{Loe}V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})), \quad (2.47)$$

где T_{e1} , T_{e2} и T_{o1} , T_{o2} – задержки четной и нечетной мод отрезков 1 и 2.

На основе моделей компонент (2.42)–(2.47) модели, определяющие форму напряжения на ближнем конце (узлы V_1 и V_5 схемы рисунка 2.7) имеют вид

$$\begin{aligned} V_1(t) &= T_{Ve,1}V_e(0, t) + T_{Vo,1}V_o(0, t) = \\ &= T_{Ve,1} \left[V_{0e}(t) + \Gamma_{12ee}(1 + \Gamma_{See})V_{0e}(t - 2T_{e1}) + \right. \\ &\quad + \Gamma_{12oo}\Gamma_{Seo}V_{0o}(t - 2T_{o1}) + (1 + \Gamma_{See})V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + \\ &\quad \left. + \Gamma_{Seo}V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) \right] + T_{Vo,1} \left[V_{0o}(t) + \Gamma_{12oo}(1 + \Gamma_{Soo})V_{0o}(t - 2T_{o1}) + \right. \\ &\quad + \Gamma_{12ee}\Gamma_{Soe}V_{0e}(t - 2T_{e1}) + (1 + \Gamma_{Soo})V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) + \\ &\quad \left. + \Gamma_{Soe}V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) \right], \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} V_5(t) &= T_{Ve,2}V_e(0, t) + T_{Vo,2}V_o(0, t) = \\ &= T_{Ve,2} \left[V_{0e}(t) + \Gamma_{12ee}(1 + \Gamma_{See})V_{0e}(t - 2T_{e1}) + \right. \\ &\quad + \Gamma_{12oo}\Gamma_{Seo}V_{0o}(t - 2T_{o1}) + (1 + \Gamma_{See})V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + \\ &\quad \left. + \Gamma_{Seo}V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) \right] + T_{Vo,2} \left[V_{0o}(t) + \Gamma_{12oo}(1 + \Gamma_{Soo})V_{0o}(t - 2T_{o1}) + \right. \\ &\quad + \Gamma_{12ee}\Gamma_{Soe}V_{0e}(t - 2T_{e1}) + (1 + \Gamma_{Soo})V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) + \\ &\quad \left. + \Gamma_{Soe}V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) \right], \end{aligned} \quad (2.49)$$

на стыке отрезков витка (узлы V_2 и V_4) –

$$\begin{aligned} V_2(t) &= T_{Ve,1}V_e(l_1, t) + T_{Vo,1}V_o(l_1, t) = \\ &= T_{Ve,1} \left(\begin{aligned} &V_{0e12}(t - T_{e1}) + \Gamma_{Loo}\Gamma_{21eo}V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) + \\ &+ \Gamma_{Lee}(1 + \Gamma_{21ee})V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) \end{aligned} \right) + \\ &+ T_{Vo,1} \left(\begin{aligned} &V_{0o12}(t - T_{o1}) + \Gamma_{Lee}\Gamma_{21oe}V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) + \\ &+ \Gamma_{Loo}(1 + \Gamma_{21oo})V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) \end{aligned} \right), \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} V_4(t) &= T_{Ve,2}V_e(l_1, t) + T_{Vo,2}V_o(l_1, t) = \\ &= T_{Ve,2} \left(\begin{aligned} &V_{0e12}(t - T_{e1}) + \Gamma_{Loo}\Gamma_{21eo}V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) + \\ &+ \Gamma_{Lee}(1 + \Gamma_{21ee})V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) \end{aligned} \right) + \\ &+ T_{Vo,2} \left(\begin{aligned} &V_{0o12}(t - T_{o1}) + \Gamma_{Lee}\Gamma_{21oe}V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) + \\ &+ \Gamma_{Loo}(1 + \Gamma_{21oo})V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) \end{aligned} \right), \end{aligned} \quad (2.51)$$

и на дальнем конце витка (узел V_3) –

$$\begin{aligned}
V_3(t) &= T_{Ve,1}V_e(l_1 + l_2, t) + T_{Vo,1}V_o(l_1 + l_2, t) = \\
&= T_{Ve,1} \left[(1 + \Gamma_{Lee})V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})) + \Gamma_{Leo}V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})) \right] \\
&+ T_{Vo,1} \left[(1 + \Gamma_{Loo})V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})) + \Gamma_{Loe}V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})) \right].
\end{aligned} \tag{2.52}$$

Таким образом, разработаны новые аналитические модели, позволяющие для витка МЛ из двух отрезков с симметричным поперечным сечением вычислить временной отклик на входе и выходе, на стыке отрезков и на дальнем конце витка при произвольно выбранных окончаниях на воздействие произвольной формы.

2.2 Условия равенства амплитуд компонент отклика на выходе полосковых устройств

2.2.1 Двухпроводный модальный фильтр

Здесь выведены условия равенства амплитуд компонент отклика на выходе двухпроводного МФ [138]. Условия основаны на модели (2.14).

Для получения условия из модели (2.14), выделены компоненты временного отклика, определяющие форму напряжения синфазной (с задержкой T_c) и дифференциальной (с задержкой T_d) мод на выходе МФ:

$$V_c(t - T_c) = [T_{Vc,1}(1 + \Gamma_{Lcc}) + T_{Vd,1}\Gamma_{Ldc}]V_{0c}(t - T_c), \tag{2.53}$$

$$V_d(t - T_d) = [T_{Vd,1}(1 + \Gamma_{Ldd}) + T_{Vc,1}\Gamma_{Lcd}]V_{0d}(t - T_d). \tag{2.54}$$

Очевидно, что равенство правых частей выражений (2.53) и (2.54) при переходе от форм напряжения мод к их пиковым амплитудам является условием равенства амплитуд мод. Для получения условия сделаем ряд замен обозначений. Заменим $V_c(t - T_c)$ и $V_d(t - T_d)$ на V_c и V_d , $V_{0c}(t - T_c)$ и $V_{0d}(t - T_d)$ – на V_{0c} и V_{0d} в (2.53) и (2.54) и $V_S(t)$ на V_S в (2.1). Поскольку в (2.5) обе компоненты содержат V_S , то нормируем модели (2.53) и (2.54) относительно V_S .

После всех замен и преобразований, (2.53) и (2.54) имеют вид (для общего случая выбора окончаний МФ по схеме из рисунка 2.1)

$$V_c = \frac{2 \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right) R_{S1}^{-1}}{\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{S2} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right) R_{S1} + \frac{\eta_V}{R_{S1} R_{S2}}} \times \left(\frac{\eta_I T_{Vc,1}}{Z_d} + \frac{\eta_V T_{Ic,1}}{R_{L2}} \right) Z_c^{-1} \times \frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{L2} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right) R_{L1} + \frac{\eta_V}{R_{L1} R_{L2}}, \quad (2.55)$$

$$V_d = - \frac{2 \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right) R_{S1}^{-1}}{\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{S2} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right) R_{S1} + \frac{\eta_V}{R_{S1} R_{S2}}} \times \left(\frac{\eta_I T_{Vd,1}}{Z_c} + \frac{\eta_V T_{Id,1}}{R_{L2}} \right) Z_d^{-1} \times \frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{L2} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right) R_{L1} + \frac{\eta_V}{R_{L1} R_{L2}}, \quad (2.56)$$

где $\eta_I = T_{Ic,1} T_{Id,2} - T_{Id,1} T_{Ic,2}$, $\eta_V = T_{Vc,1} T_{Vd,2} - T_{Vd,1} T_{Vc,2}$.

Выражения (2.55) и (2.56) позволяют вычислить амплитуды мод на выходе МФ при произвольном выборе окончаний. Равенство их правых частей является условием равенства амплитуд мод, а также минимизации амплитуды выходного сигнала. Из равенства правых частей (2.55) и (2.56) в общем виде получено условие равенства амплитуд синфазной и дифференциальной мод

$$\frac{Z_c (T_{Id,2} R_{S2} + T_{Vd,2} Z_d)}{Z_d (T_{Ic,2} R_{S2} + T_{Vc,2} Z_c)} = - \frac{(\eta_I T_{Vd,1} R_{L2} + \eta_V T_{Id,1} Z_c)}{(\eta_I T_{Vc,1} R_{L2} + \eta_V T_{Ic,1} Z_d)}. \quad (2.57)$$

Примечательно, что условие (2.57) не содержит значений сопротивлений R_{S1} и R_{L1} на концах активного проводника, а зависит лишь от выбора окончаний пассивного проводника R_{S2} и R_{L2} . Поэтому для случая, когда заданы параметры поперечного сечения (известны матрицы T_I и T_V и импедансы мод Z_c и Z_d) это условие позволяет выбрать R_{S2} и R_{L2} , обеспечивающие равенство амплитуд мод

$$R_{S2} = -Z_c Z_d \frac{\eta_I (T_{Vd,1} T_{Vc,2} + T_{Vc,1} T_{Vd,2}) R_{L2} + \eta_V (T_{Id,1} T_{Vc,2} Z_c + T_{Ic,1} T_{Vd,2} Z_d)}{\eta_I (T_{Vc,1} T_{Id,2} Z_c + T_{Vd,1} T_{Ic,2} Z_d) R_{L2} + \eta_V (T_{Ic,1} T_{Id,2} + T_{Id,1} T_{Ic,2}) Z_c Z_d}. \quad (2.58)$$

Для более частного случая выбора равных окончаний проводников МФ ($R_{S1}=R_{S2}=R_{L1}=R_{L2}=R$) модели (2.55) и (2.56) запишутся в виде

$$V_c = \frac{2(T_{Id,2}R + T_{Vd,2}Z_d)(\eta_I T_{Vc,1}R + \eta_V T_{Ic,1}Z_d)Z_c R}{\left(\eta_I R^2 + \left((T_{Id,2}T_{Vc,1} - T_{Id,1}T_{Vc,2})Z_c + (T_{Ic,1}T_{Vd,2} - T_{Ic,2}T_{Vd,1})Z_d\right)R + \eta_V Z_c Z_d\right)^2}, \quad (2.59)$$

$$V_d = -\frac{2(T_{Ic,2}R + T_{Vc,2}Z_c)(\eta_I T_{Vd,1}R + \eta_V T_{Id,1}Z_c)Z_d R}{\left(\eta_I R^2 + \left((T_{Id,2}T_{Vc,1} - T_{Id,1}T_{Vc,2})Z_c + (T_{Ic,1}T_{Vd,2} - T_{Ic,2}T_{Vd,1})Z_d\right)R + \eta_V Z_c Z_d\right)^2}. \quad (2.60)$$

Приравняв правые части (2.59) и (2.60), получим условие

$$\frac{Z_c (T_{Id,2}R + T_{Vd,2}Z_d)}{Z_d (T_{Ic,2}R + T_{Vc,2}Z_c)} = -\frac{(\eta_I T_{Vd,1}R + \eta_V T_{Id,1}Z_c)}{(\eta_I T_{Vc,1}R + \eta_V T_{Ic,1}Z_d)}. \quad (2.61)$$

После преобразования (2.61) получим квадратное уравнение, которое из-за громоздкости здесь не приведено. Его решение дает следующие корни

$$R_{1,2} = \frac{Z_c Z_d (T_{Id,1}T_{Ic,2}T_{Vd,1}T_{Vc,2} - T_{Ic,1}T_{Id,2}T_{Vc,1}T_{Vd,2}) \pm \sqrt{D}}{(T_{Vc,1}T_{Id,2}Z_c + T_{Vd,1}T_{Ic,2}Z_d)\eta_I}, \quad (2.62)$$

где $D = Z_c Z_d (T_{Vc,1}T_{Vc,2}Z_c \eta_I - T_{Ic,1}T_{Ic,2}Z_d \eta_V)(T_{Vd,1}T_{Vd,2}Z_d \eta_I - T_{Id,1}T_{Id,2}Z_c \eta_V)$.

Когда известны матрицы \mathbf{T}_I и \mathbf{T}_V и импедансы Z_c и Z_d , (2.62) дает числовое значение R , обеспечивающее равные амплитуды мод.

Поскольку модели (2.55) и (2.56) являются универсальными и не зависят от конкретного выбора окончаний МФ, на их основе могут быть получены частные модели для различных комбинаций окончаний и соответствующие им условия равенства амплитуд мод на выходе МФ. Так как условие (2.57) не содержит параметров окончаний активного проводника, условие равенства амплитуд мод можно получить для разных случаев согласования пассивного проводника (R_{S2} и R_{L2}). Примечателен случай, когда пассивный проводник закорочен на землю (на одном или двух концах). Тогда матрица модальных импедансов, вычисленная по (2.4), запишется как

$$\mathbf{R}_m = \frac{R}{(T_{Vc,1}T_{Vd,2} - T_{Vd,1}T_{Vc,2})} \begin{bmatrix} T_{Vd,2}T_{Ic,1} & T_{Vd,2}T_{Id,1} \\ -T_{Vd,1}T_{Ic,1} & -T_{Vc,2}T_{Id,1} \end{bmatrix}. \quad (2.63)$$

Рассмотрен случай, когда ближний конец пассивного проводника закорочен на землю ($R_{S2}=0$). Для него (2.55) и (2.56) преобразуются к виду

$$V_c = \frac{2T_{Vd,2}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right)R_{S1} + \eta_V} \times \left(\frac{\eta_I T_{Vc,1}}{Z_d} + \frac{\eta_V T_{Ic,1}}{R_{L2}}\right) Z_c^{-1} \quad (2.64)$$

$$\times \frac{\eta_I + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \frac{1}{R_{L2}} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_c}\right) \frac{1}{R_{L1}} + \frac{\eta_V}{R_{L1}R_{L2}}}{Z_c Z_d},$$

$$V_d = -\frac{2T_{Vc,2}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right)R_{S1} + \eta_V} \times \left(\frac{\eta_I T_{Vd,1}}{Z_c} + \frac{\eta_V T_{Id,1}}{R_{L2}}\right) Z_d^{-1} \quad (2.65)$$

$$\times \frac{\eta_I + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \frac{1}{R_{L2}} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_c}\right) \frac{1}{R_{L1}} + \frac{\eta_V}{R_{L1}R_{L2}}}{Z_c Z_d}.$$

На основе равенства правых частей (2.64) и (2.65) получено условие равенства амплитуд мод на выходе МФ

$$\frac{T_{Vd,2}}{T_{Vc,2}} = -\frac{\eta_I T_{Vd,1} R_{L2} + \eta_V T_{Id,1} Z_c}{\eta_I T_{Vc,1} R_{L2} + \eta_V T_{Ic,1} Z_d}, \quad (2.66)$$

а также сопротивление R_{L2} , обеспечивающее такое равенство:

$$R_{L2} = -\frac{\eta_V (T_{Ic,1} T_{Vd,2} Z_d + T_{Id,1} T_{Vc,2} Z_c)}{\eta_I (T_{Vc,1} T_{Vd,2} + T_{Vd,1} T_{Vc,2})}. \quad (2.67)$$

Упростим модели (2.64) и (2.65), исключив переменную R_{L2} из них. Для этого подставим (2.67) в (2.64) и (2.65). После преобразований, модели примут вид (2.68) и (2.69). Каждая из них позволяет аналитически определить нормированную пиковую амплитуду сигнала на выходе МФ при условии (2.67).

В результате для случая, когда пассивный проводник МФ на ближнем конце закорочен на землю, можно использовать модели (2.64) и (2.65), определяющие пиковую нормированную амплитуду импульсов мод, а также модели (2.68) и (2.69), определяющие пиковые амплитуды мод при условии их равенства (2.66).

$$\begin{aligned}
V_c = & \frac{2T_{Vd,2}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right)R_{S1} + \eta_V} \times \\
& T_{Vc,2} \left(\frac{T_{Id,1}T_{Vc,1}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,1}T_{Vd,1}}{Z_c} \right) \\
& \times \frac{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \left(\frac{1}{\eta_I} \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_c} \right) \frac{Z_c Z_d}{R_{L1}} + 1 \right) - (T_{Vc,1}T_{Vd,2} + T_{Vd,1}T_{Vc,2}) \left(\frac{1}{\eta_V} \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d} \right) + \frac{1}{R_{L1}} \right)}{1},
\end{aligned} \tag{2.68}$$

$$\begin{aligned}
V_d = & -\frac{2T_{Vc,2}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right)R_{S1} + \eta} \times \\
& T_{Vd,2} \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,1}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,1}}{Z_d} \right) \\
& \times \frac{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \left(\frac{1}{\eta_I} \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_c} \right) \frac{Z_c Z_d}{R_{L1}} + 1 \right) - (T_{Vc,1}T_{Vd,2} + T_{Vd,1}T_{Vc,2}) \left(\frac{1}{\eta_V} \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d} \right) + \frac{1}{R_{L1}} \right)}{1}.
\end{aligned} \tag{2.69}$$

Когда пассивный проводник на дальнем конце закорочен на землю ($R_{L2}=0$), (2.55) и (2.56) преобразуются к виду

$$V_c = \frac{\eta_V T_{Ic,1}}{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{L1} + \eta_V} \times \frac{2 \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right) \frac{R_{L1}}{Z_c R_{S1}}}{\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) \frac{1}{R_{S2}} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right) \frac{1}{R_{S1}} + \frac{\eta_V}{R_{S1} R_{S2}}}, \quad (2.70)$$

$$V_d = - \frac{\eta_V T_{Id,1}}{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{L1} + \eta_V} \times \frac{2 \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right) \frac{R_{L1}}{Z_d R_{S1}}}{\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right) \frac{1}{R_{S2}} + \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right) \frac{1}{R_{S1}} + \frac{\eta_V}{R_{S1} R_{S2}}}, \quad (2.71)$$

На основе равенства правых частей (2.70) и (2.71) получено условие равенства амплитуд мод

$$\frac{T_{Ic,1}}{T_{Id,1}} = - \frac{(T_{Ic,2} R_{S2} + T_{Vc,2} Z_c)}{(T_{Id,2} R_{S2} + T_{Vd,2} Z_d)}, \quad (2.72)$$

а также сопротивление R_{S2} , обеспечивающее его:

$$R_{S2} = - \frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2} Z_d + T_{Id,1} T_{Vc,2} Z_c}{T_{Ic,1} T_{Id,2} + T_{Id,1} T_{Ic,2}}. \quad (2.73)$$

Модели (2.70) и (2.71) также можно упростить, исключив R_{S2} . Для этого надо подставить (2.73) в (2.70) и (2.71). После преобразований, модели примут вид (2.74) и (2.75). Каждая из них позволяет вычислить пиковую амплитуду сигнала, которая будет определяться лишь набором коэффициентов матриц T_I и T_V , импедансами мод Z_c и Z_d и окончаниями активного проводника R_{S1} и R_{L1} .

В результате получены модели (2.70) и (2.71), определяющие пиковую нормированную амплитуду мод для случая, когда пассивный проводник МФ на дальнем конце закорочен на землю. Из них получены модели (2.74) и (2.75), определяющие пиковые амплитуды мод при условии их равенства (2.66):

$$\begin{aligned}
V_c &= \frac{2\eta_V T_{Ic,1}}{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) + \frac{\eta_V}{R_{L1}}} \times \\
&\quad T_{Id,1} \left(\frac{T_{Id,2} T_{Vc,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,2}}{Z_c}\right) \\
&\quad \times \frac{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c}\right) Z_c Z_d + \eta_I R_{S1}\right) - (T_{Ic,1} T_{Id,2} + T_{Id,1} T_{Ic,2}) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{S1} + \eta_V\right)}{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c}\right) Z_c Z_d + \eta_I R_{S1}\right) - (T_{Ic,1} T_{Id,2} + T_{Id,1} T_{Ic,2}) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{S1} + \eta_V\right)},
\end{aligned} \tag{2.74}$$

$$\begin{aligned}
V_d &= -\frac{2\eta_V T_{Id,1}}{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) + \frac{\eta_V}{R_{L1}}} \times \\
&\quad T_{Ic,1} \left(\frac{T_{Ic,2} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,2} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \\
&\quad \times \frac{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c}\right) Z_c Z_d + \eta_I R_{S1}\right) - (T_{Ic,1} T_{Id,2} + T_{Id,1} T_{Ic,2}) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{S1} + \eta_V\right)}{\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c}\right) Z_c Z_d + \eta_I R_{S1}\right) - (T_{Ic,1} T_{Id,2} + T_{Id,1} T_{Ic,2}) \left(\left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{S1} + \eta_V\right)},
\end{aligned} \tag{2.75}$$

Рассмотрен случай, когда пассивный проводник с двух концов закорочен на землю ($R_{S2}=R_{L2}=0$). Примером такой структуры является МФ на основе МПЛ с заземленным проводником сверху [138]. В этом случае модели (2.55) и (2.56) преобразуются к виду

$$V_c = \frac{2T_{Ic,1}\eta_V Z_c^{-1} R_{L1}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{L1} + \eta_V} \times \frac{T_{Vd,2}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{S1} + \eta_V}, \quad (2.76)$$

$$V_d = -\frac{2T_{Id,1}\eta_V Z_d^{-1} R_{L1}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{L1} + \eta_V} \times \frac{T_{Vc,2}}{\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right) R_{S1} + \eta_V}. \quad (2.77)$$

Приравняв правые части (2.76) и (2.77), получим условие равенства амплитуд первой и второй составляющих на выходе исследуемой структуры

$$\frac{Z_c}{Z_d} = -\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{T_{Id,1}T_{Vc,2}}. \quad (2.78)$$

Полученное условие (2.78) не содержит параметров окончаний МФ, характеризующих согласование МФ с трактом, в который он включен, и обеспечивает равенство амплитуд мод на выходе МФ вне зависимости от выбора конкретных окончаний. Нужно отметить, что условие (2.78) может быть использовано в качестве критерия при параметрической оптимизации.

Упростим выражения (2.76) и (2.77), выразив Z_c из (2.78) и заменив его в (2.76). После преобразований при условии равенства амплитуд мод получим выражение для амплитуды сигнала на выходе структуры

$$V_c = \frac{2T_{Ic,1}T_{Vd,2}\eta_V Z_c R_{L1}}{\left(2T_{Ic,1}T_{Vd,2}R_{L1} + \eta_V Z_c\right)\left(2T_{Ic,1}T_{Vd,2}R_{S1} + \eta_V Z_c\right)}. \quad (2.79)$$

Аналогично, выразив Z_d из (2.78) и заменив его в (2.77), получено

$$V_d = -\frac{2T_{Id,1}T_{Vc,2}\eta_V Z_d R_{L1}}{\left(2T_{Id,1}T_{Vc,2}R_{L1} - \eta_V Z_d\right)\left(2T_{Id,1}T_{Vc,2}R_{S1} - \eta_V Z_d\right)}. \quad (2.80)$$

При выполнении условия (2.78) любое из выражений (2.79) или (2.80) позволяет определить нормированную амплитуду выходного сигнала при заданных асимметричных окончаниях активного проводника.

Подобным образом получены амплитуды составляющих на выходе исследуемой структуры для случая равных окончаний активного проводника ($R_{S1}=R_{L1}=R$). В результате преобразований (2.76) и (2.77) примут вид

$$V_c = \frac{2T_{Ic,1}T_{Vd,2}\eta_V Z_c^{-1}R}{\left[\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right)R + \eta_V\right]^2}, \quad (2.81)$$

$$V_d = -\frac{2T_{Id,1}T_{Vd,2}\eta_V Z_d^{-1}R}{\left[\left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d}\right)R + \eta_V\right]^2}. \quad (2.82)$$

Заметим, что равенство правых частей выражений (2.81) и (2.82) также дает условие (2.78). Эти выражения также можно упростить, выразив Z_c и Z_d из (2.78) и заменив их в (2.81) и (2.82) соответственно. В результате получим

$$V_c = \frac{2T_{Ic,1}T_{Vd,2}\eta_V Z_c R}{(2T_{Ic,1}T_{Vd,2}R + \eta_V Z_c)^2}, \quad (2.83)$$

$$V_d = -\frac{2T_{Id,1}T_{Vc,2}\eta_V Z_d R}{(2T_{Id,1}T_{Vc,2}R - \eta_V Z_d)^2}. \quad (2.84)$$

Как и для случая асимметричных окончаний, при выполнении условия (2.78) любое из выражений (2.83) и (2.84) можно использовать для вычисления нормированной амплитуды сигнала при выборе симметричных окончаний.

Рассмотрен еще более частный случай выбора симметричных окончаний $R=\sqrt{(Z_c Z_d)}$, который обеспечивает минимизацию отражений на концах МФ. При этом выражения (2.83) и (2.84) после преобразований имеют одинаковый вид

$$V = \frac{2\sqrt{-T_{Id,1}T_{Vc,2}T_{Ic,1}T_{Vd,2}}\eta_V}{\left(2\sqrt{-T_{Id,1}T_{Vc,2}T_{Ic,1}T_{Vd,2}} + \eta_V\right)^2}. \quad (2.85)$$

Отметим, что полученное выражение (2.85) зависит только от элементов матриц \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I . Тогда для вычисления амплитуды составляющих на выходе МФ при $R=\sqrt{(Z_c Z_d)}$ достаточно вычислить только её матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} .

Впервые в аналитическом виде получены общие модели, позволяющие вычислить нормированную амплитуду компонентов синфазной и

дифференциальной мод на выходе активного проводника двухпроводного МФ при произвольном выборе его окончаний. На их основе получен комплекс моделей нормированных амплитуд для разных случаев выбора окончаний пассивного проводника двухпроводного МФ, а также условия их равенства.

2.2.2 Трехпроводный модальный фильтр

На основе модели временного отклика на выходе активного проводника трехпроводного МФ (2.30) могут быть выражены амплитуды импульсов разложения (когда в структуре условие модального разложения (1.1) выполняется), и получены условия их равенства. Однако из-за большого количества независимых переменных для общего случая выбора окончаний (как на рисунке 2.4) в аналитическом виде это сделать затруднительно. Поэтому рассмотрен частный случай, когда пассивные проводники МФ закорочены на землю. Пример такой структуры, а именно МФ на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху показан на рисунке 2.8) [134].

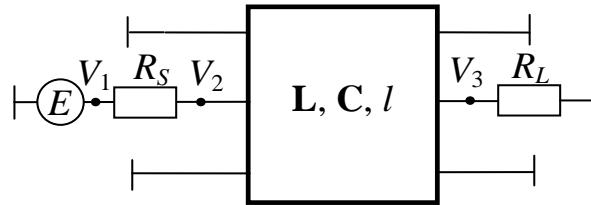


Рисунок 2.8 – Схема соединения МФ на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху [134]

Поскольку крайние проводники МФ соединены с опорной плоскостью (случай КЗ), то матрица модальных импедансов на ближнем и дальнем концах МФ, вычисленная по выражениям (2.19) и (2.20), запишется как

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{T}_V^{-1} \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{T}_I = \frac{R}{T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3} \begin{bmatrix} T_{Ia,1}\eta_1 & T_{Ia,2}\eta_1 & T_{Ia,3}\eta_1 \\ -T_{Ib,1}\eta_2 & -T_{Ib,2}\eta_2 & -T_{Ib,3}\eta_2 \\ T_{Ic,1}\eta_3 & T_{Ic,2}\eta_3 & T_{Ic,3}\eta_3 \end{bmatrix}, \quad (2.86)$$

где $\eta_1 = (T_{Vb,2}T_{Vc,3} - T_{Vb,3}T_{Vc,2})$, $\eta_2 = (T_{Vb,1}T_{Vc,3} - T_{Vc,1}T_{Vb,3})$, $\eta_3 = (T_{Vb,1}T_{Vc,2} - T_{Vb,2}T_{Vc,1})$.

Выделим из модели (2.30) компоненты отклика, определяющие форму напряжения мод a , b , c на выходе активного проводника МФ:

$$V_a(t-T_b) = [T_{Va,1}(1+\Gamma_{aa}) + T_{Va,2}\Gamma_{ba} + T_{Va,3}\Gamma_{ca}]V_{0a}(t-T_a), \quad (2.87)$$

$$V_b(t-T_a) = [T_{Va,1}\Gamma_{ab} + T_{Va,2}(1+\Gamma_{bb}) + T_{Va,3}\Gamma_{cb}]V_{0b}(t-T_b), \quad (2.88)$$

$$V_c(t-T_c) = [T_{Va,1}\Gamma_{ac} + T_{Va,2}\Gamma_{bc} + T_{Va,3}(1+\Gamma_{cc})]V_{0c}(t-T_c). \quad (2.89)$$

Сначала в общем виде получим выражения, определяющие амплитуды мод a , b , c на выходе МФ в виде комбинаций коэффициентов матриц \mathbf{T}_V , \mathbf{T}_I , \mathbf{Z}_{cm} и \mathbf{R}_m при $R_S \neq R_L$. После замен $V_a(t-T_a)$, $V_b(t-T_b)$ и $V_c(t-T_c)$ на V_a , V_b и V_c , $V_{0a}(t-T_a)$, $V_{0b}(t-T_b)$ и $V_{0c}(t-T_c)$ – на V_{0a} , V_{0b} и V_{0c} в выражениях (2.87)–(2.89) и $V_S(t)$ на V_S в выражении (2.17) и преобразований получим

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}\eta_1 Z_a^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times \\ \times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}, \quad (2.90)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}\eta_2 Z_b^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times \\ \times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}, \quad (2.91)$$

$$V_c = \frac{2T_{Ia,3}\eta_3 Z_c^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times \\ \times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}. \quad (2.92)$$

Отметим, что симметрия поперечного сечения рассматриваемого МФ в совокупности с выражением (2.86) приводит к равенству нулю элементов

матриц отражения (2.21) и (2.22) Γ_{ac} , Γ_{bc} , Γ_{ca} , и Γ_{cb} . Также учет симметрии приводит к $T_{Vac}=0$, что исключает третью компоненту из модели (2.89). Поэтому все дальнейшие преобразования будут для двух оставшихся мод (a и b).

Приравнивание правых частей (2.90) и (2.91) является условием равенства амплитуд мод. Тогда после всех преобразований получим условие равенства амплитуд мод a и b на выходе исследуемого МФ

$$\frac{Z_a}{Z_b} = -\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{T_{Ia,2}\eta_2}. \quad (2.93)$$

Из условия (2.93) видно, что оно не содержит переменных R_S и R_L и обеспечивает равенство амплитуд мод вне зависимости от выбора окончаний и может использоваться в качестве критерия при оптимизации.

Выразив Z_a и Z_b из (2.93) и заменив их в (2.90) и (2.91) соответственно, можно получить выражения, каждое из которых определяет нормированную амплитуду выходного сигнала:

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}Z_c^2\eta_1}{\left[R_S(2T_{Ia,1}Z_c\eta_1 + T_{Ia,3}Z_a\eta_3) + Z_aZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3) \right]} \times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_aR_L}{\left[R_L(2T_{Ia,1}Z_c\eta_2 + T_{Ia,3}Z_a\eta_3) + Z_aZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3) \right]}, \quad (2.94)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}Z_c^2\eta_2}{\left[R_S(2T_{Ia,2}Z_c\eta_2 - T_{Ia,3}Z_b\eta_3) - Z_bZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3) \right]} \times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_bR_L}{\left[R_L(2T_{Ia,2}Z_c\eta_2 - T_{Ia,3}Z_b\eta_3) - Z_bZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3) \right]}. \quad (2.95)$$

При выполнении условия (2.93) выражения (2.94) и (2.95) позволяют вычислить нормированную амплитуду выходного сигнала при заданных асимметричных окончаниях активного проводника МФ.

Для случая симметричных окончаний активного проводника ($R_1=R_2=R$) (2.90) и (2.91) примут вид

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}Z_bZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)\eta_1R}{\left[\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)\right]^2}, \quad (2.96)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}Z_aZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)\eta_2R}{\left[\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)\right]^2}. \quad (2.97)$$

Равенство выражений (2.96) и (2.97) также дает условие (2.93). Эти выражения также можно упростить, выразив Z_a и Z_b из (2.93) и заменив их в (2.96) и (2.97) соответственно. В результате (2.96) и (2.97) запишутся как

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}\eta_1(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_aZ_c^2R}{\left[R(2T_{Ia,1}Z_c\eta_1 + T_{Ia,3}Z_a\eta_3) + Z_aZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)\right]^2}, \quad (2.98)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}\eta_2(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_bZ_c^2R}{\left[R(T_{Ia,3}Z_b\eta_3 - 2T_{Ia,2}Z_c\eta_2) + Z_bZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)\right]^2} \quad (2.99)$$

Как и для случая асимметричного выбора окончаний, при выполнении условия (2.93) любое из выражений (2.98) или (2.99) можно использовать для вычисления амплитуды выходного сигнала, нормированной относительно амплитуды воздействия, но при выборе симметричных окончаний.

Получены модели, позволяющие вычислить нормированные амплитуды мод на выходе активного проводника МФ на основе МПЛ с двумя заземленными на концах проводниками для общего случая выбора его окончаний. Также получено условие, обеспечивающее равенство мод на выходе МФ, и частные модели при равных окончаниях активного проводника.

2.2.3 Виток меандровой линии

Здесь получены условия равенства амплитуд импульсов разложения при импульсном воздействии на выходе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением.

Как уже было отмечено выше, на выходе витка при выполнении условия разложения (1.6) отклик представлен последовательностью из 4 основных

импульсов (по максимальной амплитуде): перекрестной помехи, синфазной и дифференциальной мод и дополнительным. Сначала запишем выражения, определяющие каждый из импульсов разложения, на основе (2.35):

$$V_{ct}(t) = T_{Vc,2}V_{0c} + T_{Vd,2}V_{0d}, \quad (2.100)$$

$$V_d(t - 2T_d) = -(T_{Vc,2}\Gamma_{Scd} + T_{Vd,2}(1 + \Gamma_{Sdd}))V_{0d}(t - 2T_d), \quad (2.101)$$

$$V_c(t - 2T_c) = (T_{Vc,2}(1 + \Gamma_{Scc}) + T_{Vd,2}\Gamma_{Sdc})V_{0c}(t - 2T_c), \quad (2.102)$$

$$\begin{aligned} V_{ad}(t - (T_c + T_d)) = & \Gamma_{Ldc}(T_{Vc,2}\Gamma_{Scd} + T_{Vd,2}(1 + \Gamma_{Sdd}))V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \\ & + \Gamma_{Lcd}(T_{Vc,2}(1 + \Gamma_{Scc}) + T_{Vd,2}\Gamma_{Sdc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)), \end{aligned} \quad (2.103)$$

где $V_{ct}(t)$ определяет импульс перекрестной помехи, $V_c(t)$ и $V_d(t)$ определяют импульсы синфазной и дифференциальной мод, а $V_{ad}(t)$ – дополнительный.

Получены выражения, определяющие нормированные амплитуды импульсов разложения на выходе витка МЛ в виде комбинаций коэффициентов матриц \mathbf{T}_V , \mathbf{T}_I , \mathbf{Z}_{cm} и \mathbf{R}_m при $R_{S1} \neq R_{S2}$. Так, после замен $V_{ct}(t)$, $V_c(t - 2T_c)$, $V_d(t - 2T_d)$ и $V_{ad}(t - (T_c + T_d))$ на V_{ct} , V_c , V_d , и V_{add} , $V_{0c}(t - 2T_a)$ и $V_{0d}(t - 2T_b)$ – на V_{0c} , V_{0d} в выражениях (2.100)–(2.103) и $V_S(t)$ на V_S в выражении (2.1), модели (2.100)–(2.103) для случая $R_{S1} \neq R_{S2}$ запишутся в виде (2.104)–(2.107). Чтобы получить условия равенства амплитуд на выходе витка МЛ нужно приравнять правую часть выражения (2.104) с правыми частями каждого из выражений (2.105)–(2.107) и, выразив одно из неизвестных (Z_c , Z_d и R_{S1} , R_{S2}) через остальные, с помощью обратной подстановки найти каждое из них. Для этого нужно решать квадратные уравнения, но решения в общем виде оказываются громоздкими. Поэтому они не приведены.

$$V_{ct} = \frac{\left(\frac{T_{Id,2}T_{Vc,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,2}}{Z_c} \right) R_{S1}^{-1}}{\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{S2} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_c} \right) R_{S1} + \frac{\eta_V}{R_{S1}R_{S2}}}, \quad (2.104)$$

$$V_d = \frac{2 \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{\eta_V T_{Id,2}}{R_{S1}} \right) Z_d^{-1} R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{S2} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_c} \right) R_{S1} + \frac{\eta_V}{R_{S1}R_{S2}} \right)^2}, \quad (2.105)$$

$$V_c = \frac{2 \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I T_{Vc,2}}{Z_d} + \frac{\eta_V T_{Ic,2}}{R_{S1}} \right) Z_c^{-1} R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d} \right) R_{S2} + \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_c} \right) R_{S1} + \frac{\eta_V}{R_{S1}R_{S2}} \right)^2}, \quad (2.106)$$

$$V_{ad} = - \frac{4 \left[\frac{T_{Ic,1} + T_{Ic,2}}{T_{Id,1} + T_{Id,2}} \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I T_{Vc,2}}{Z_d} + \frac{\eta_V T_{Ic,2}}{R_{S1}} \right) + \frac{T_{Vd,1} - T_{Vd,2}}{T_{Vc,1} - T_{Vc,2}} \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{\eta_V T_{Id,2}}{R_{S1}} \right) \right] Z_d^{-1} R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \frac{T_{Id,2}T_{Vc,1} - T_{Ic,2}T_{Vd,1}}{Z_d R_{S1}} + \frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2} - T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_c R_{S2}} + \frac{\eta_V}{R_{S1}R_{S2}} \right)^2 \times \left(\frac{Z_c}{Z_d} - \frac{T_{Vd,1} - T_{Vd,2}}{T_{Vc,1} - T_{Vc,2}} \frac{T_{Ic,1} + T_{Ic,2}}{T_{Id,1} + T_{Id,2}} \right)}. \quad (2.107)$$

Примечательно, что на основе приравнивания выражений (2.105) и (2.106), можно получить условие равенства амплитуд импульсов синфазной и дифференциальной мод на выходе витка МЛ

$$\frac{Z_d(T_{Ic,2}R_{S2} + T_{Vc,2}Z_c)}{Z_c(T_{Id,2}R_{S2} + T_{Vd,2}Z_d)} = \frac{(\eta_I T_{Vc,2}R_{S1} + \eta_V T_{Ic,2}Z_d)}{(\eta_I T_{Vd,2}R_{S1} + \eta_V T_{Id,2}Z_c)}. \quad (2.108)$$

На основе выражения (2.108) легко получить условие равенства амплитуд импульсов синфазной и дифференциальной мод, которое после преобразований для витка МЛ, записывается как

$$R_{S1}R_{S2} = Z_c Z_d \frac{\eta_V}{\eta_I}. \quad (2.109)$$

Из выражения (2.109) получено условие равенства амплитуд импульсов синфазной и дифференциальной мод для случая с симметричными окончаниями ($R_{S1}=R_{S2}=R$):

$$R = \sqrt{Z_c Z_d \frac{\eta_V}{\eta_I}}. \quad (2.110)$$

Таким образом, для общего случая $R_{S1} \neq R_{S2}$ и частного случая $R_{S1}=R_{S2}=R$ получены условие равенства, нормированных относительно э.д.с., амплитуд синфазной и дифференциальной мод на выходе витка МЛ. С их помощью можно получить условия выравнивания всех четырех импульсов на выходе витка МЛ.

2.3 Верификация моделей вычисления временного отклика и условий равенства амплитуд импульсов разложения

Здесь представлены результаты верификации моделей временного отклика полосковых устройств (МФ и витка МЛ), разработанных в п. 2.1. Для этого выполнено сравнение откликов на выходе полосковых устройств, вычисленных аналитически по предложенным моделям и полученных численным квазистатическим моделированием.

2.3.1 Верификация моделей временного отклика

2.3.1.1 Двухпроводный модальный фильтр

Для проведения верификации выбраны следующие двухпроводные МФ (рисунок 2.9): симметричная (далее структура 1); асимметричная на основе МПЛ (структура 2); с лицевой связью (структура 3); зеркально-симметричная (структура 4). Параметры их поперечных сечений сведены в таблицу 2.1. Схема соединений всех МФ такая же, как на рисунке 2.1. Сопротивления на концах всех МФ 50 Ом, а длина каждого из них 1 м. В качестве воздействия использован импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 5 В, длительностями фронта и спада по 50 пс, а плоской вершины – 100 пс.

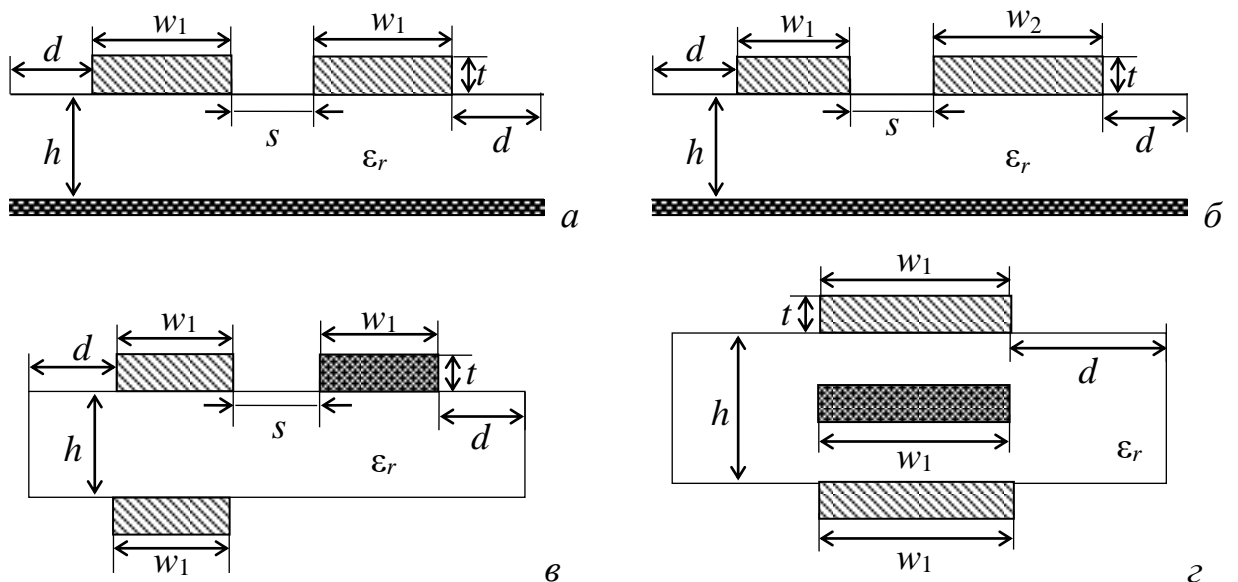


Рисунок 2.9 – Поперечные сечения исследуемых двухпроводных МФ: структур 1 (а), 2 (б), 3 (в), 4 (г)

Таблица 2.1 – Параметры поперечного сечения 4 структур МФ

№ структуры	h , мм	t , мкм	d , мм	w_1 , мм	w_2 , мм	s , мм	ϵ_r
1	1,2	18	6	2	2	2	4,5
2	0,5	35	2,55	0,850	1,7	0,2	4,5
3	0,5	105	45	15	–	15	4
4	0,5	18	1,2	1,2	–	–	4

Совокупности параметров поперечных сечений рассмотренных структур определяют матрицы погонных параметров \mathbf{L} и \mathbf{C} , вычисленные в системе TALGAT (таблица 2.2) [141].

Таблица 2.2 – Матрицы **C** и **L** для структур 1–4

Структура	L , нГн/м	C , пФ/м
1	$\begin{bmatrix} 304,267 & 115,125 \\ 115,125 & 304,267 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 130,387 & -35,6676 \\ -35,6676 & 130,387 \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 294,908 & 65,5026 \\ 65,5026 & 204,855 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 124,303 & -24,3318 \\ -24,3318 & 195,102 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 789,802 & 770,312 \\ 770,312 & 791,891 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1097,70 & -1089,63 \\ -1089,63 & 1097,38 \end{bmatrix}$
4	$\begin{bmatrix} 333,101 & 69,3097 \\ 69,3097 & 333,101 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 117,433 & -12,3087 \\ -12,3087 & 117,433 \end{bmatrix}$

Для вычисленных матриц погонных параметров на основе общей модели (2.14) для каждой из структур получены частные математические модели временного отклика на выходе активных проводников (нижний индекс введен для обозначения номера структуры):

$$V_1(l, t) = -0,844V_{0c}(t - T_c) + 0,607V_{0d}(t - T_d), \quad (2.111)$$

$$V_2(l, t) = 0,605V_{0c}(t - T_c) - 0,963V_{0d}(t - T_d), \quad (2.112)$$

$$V_3(l, t) = 0,142V_{0c}(t - T_c) - 1,330V_{0d}(t - T_d), \quad (2.113)$$

$$V_4(l, t) = 0,631V_{0c}(t - T_c) - 0,774V_{0d}(t - T_d). \quad (2.114)$$

На рисунке 2.10 приведены вычисленные по моделям (2.111)–(2.114) и численно формы напряжения на выходе активного проводника МФ. Видно, что на выходе всех структур исходное воздействие разложено на два импульса из-за модального разложения. Из сравнения форм напряжения, полученных разными подходами для каждой из структур, видно, что они полностью совпадают по форме, амплитудам и задержкам, что говорит о корректности предложенной модели вычисления временного отклика. Аналогичное вычисление временного отклика на выходе активных проводников структур 1–4 выполнено при разных комбинациях параметров окончаний на их ближних и дальних концах (КЗ-50, 50-XX, КЗ-XX), в результате которого также выявлено полное совпадение откликов. Поскольку результаты такого моделирования полностью согласуются с результатами для псевдосогласованного случая, то для экономии места они здесь не приведены.

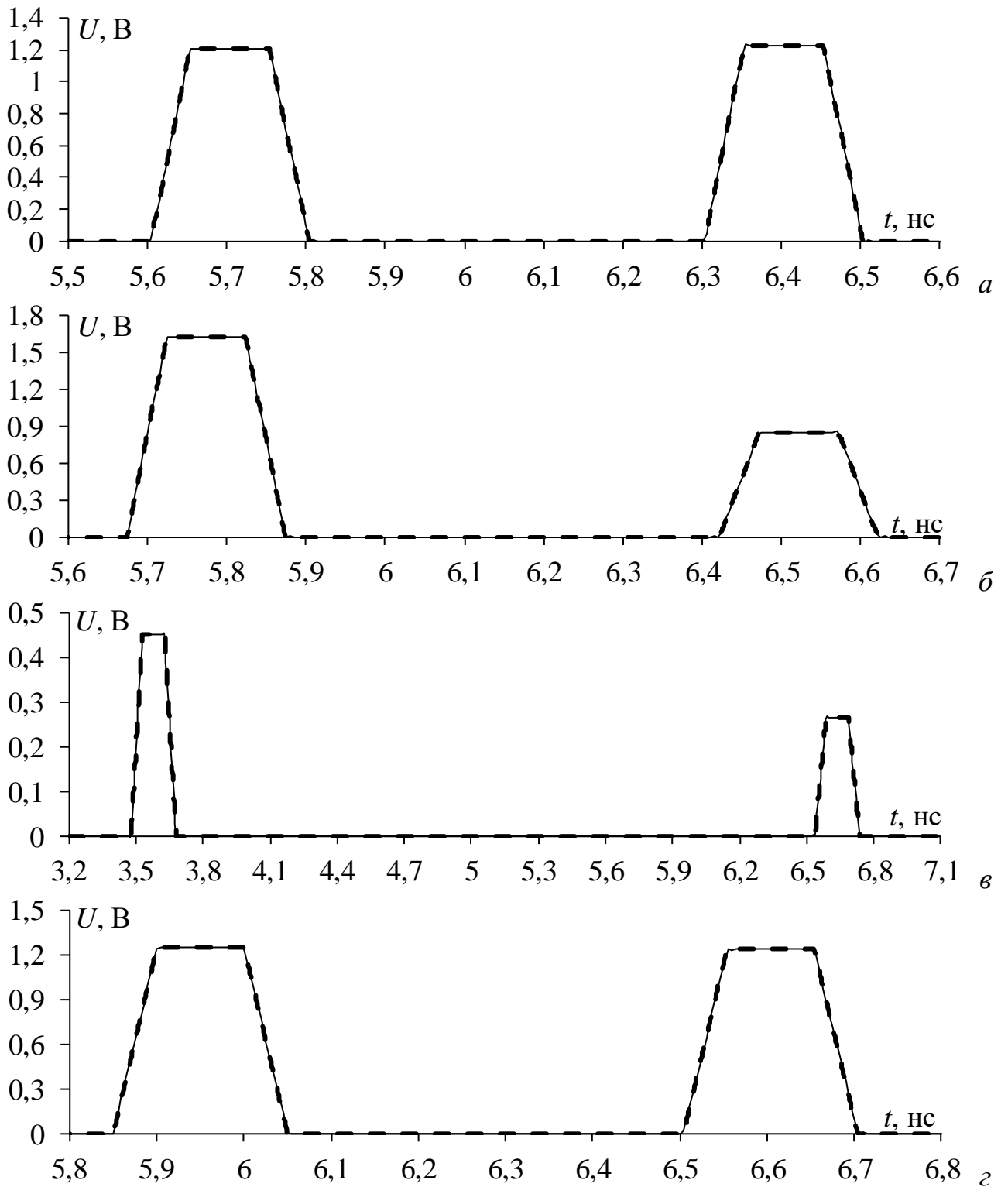


Рисунок 2.10 – Формы напряжений на выходе структур 1–4 (а–г), полученные по моделям (2.111)–(2.114) (---) и численно (—)

Рассмотрен частный случай двухпроводного МФ на основе МПЛ с пассивным проводником сверху, который соединен с опорным проводником на обоих концах (рисунок 2.11а) [134]. Схема соединений такого МФ показана рисунке 2.11б.

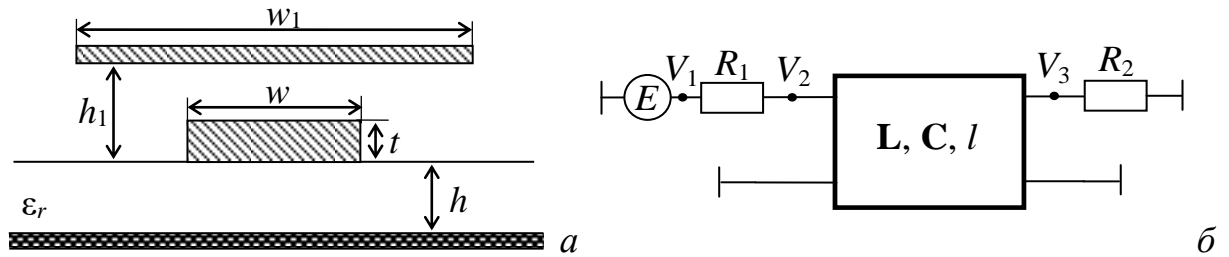


Рисунок 2.11 – Поперечное сечение (а) и схема соединений (б) МФ на основе МПЛ с заземленным пассивным проводником сверху

Параметры поперечного сечения: $w=0,9$ мм, $w_1=1$ мм, $t=18$ мкм, $h=1$ мм, $h_1=0,200$ мм, $\epsilon_r=4,5$. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 5 В, длительностями фронта, плоской вершины и спада импульса по 50 пс. Длина МФ составила $l=1$ м. Значения окончаний активного проводника приняты $R_1=R_2=50$ Ом. Для заданных параметров поперечного сечения и окончаний активного проводника МФ аналитическая модель вычисления отклика на его выходе, полученная на основе общей модели (2.14), имеет вид

$$V(l, t) = 0,445V_{0c}(t - T_c) - 0,702V_{0d}(t - T_d). \quad (2.115)$$

На рисунке 2.12 приведены вычисленные по модели (2.115) и численно формы напряжения на выходе активного проводника МФ на основе МПЛ с заземленным пассивным проводником сверху. Видно, что на выходе МФ воздействие разложено на два импульса меньшей амплитуды. Отклики, вычисленные аналитически и численно, полностью накладываются друг на друга (совпадают по форме, амплитудам и задержкам импульсов), что говорит о применимости модели (2.14) для вычисления отклика рассматриваемого МФ.

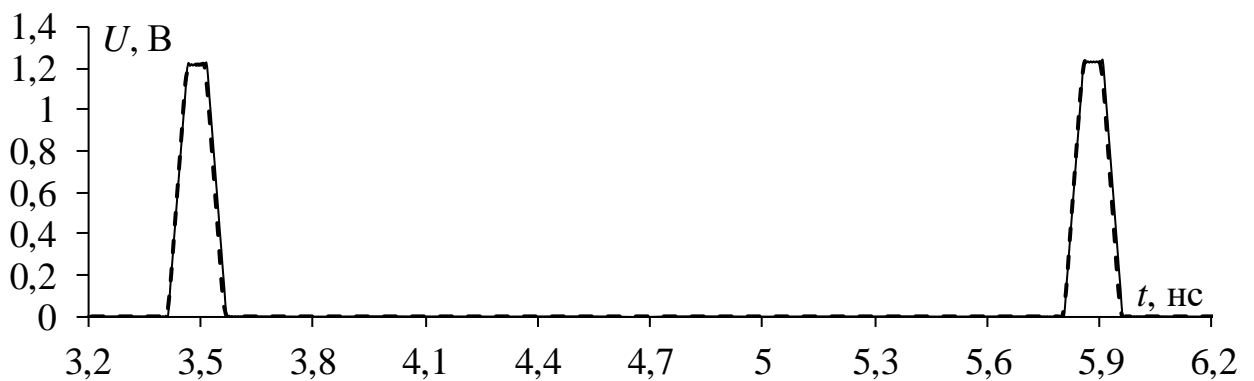


Рисунок 2.12 – Формы напряжений МФ с пассивным проводником сверху, полученные по модели (2.115) (---) и численно (—)

Рассмотрены и другие случаи выбора окончаний пассивного проводника («начало-конец»): 50-КЗ, КЗ-50. Также выявлено полное совпадение временных откликов, полученных разными подходами, поэтому здесь они не приведены.

Для полной компенсации или уменьшения влияния электромагнитных помех на распространение сигналов в связанных линиях применяют различные схемы их согласования на дальнем конце [142]. Поэтому рассмотрен случай, согласования двухпроводного МФ с симметричным поперечным сечением (распространяются чётная и нечётная моды) на выходе с помощью П- и Т-образных схем (рисунок 2.13) [143, 144].

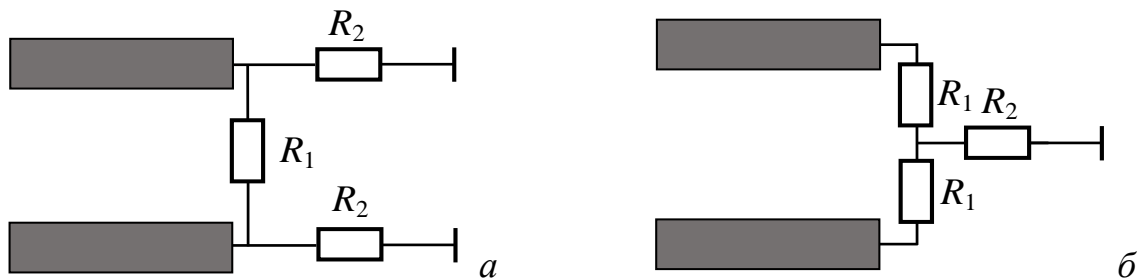


Рисунок 2.13 – П- (а) и Т-образные (б) схемы включения

Нужно определить сопротивления R_1 и R_2 для каждой из схем включения. При синфазной передаче сигнала волновое сопротивление МФ составляет $Z_e/2$, а при дифференциальной – $2Z_o$ (где Z_e и Z_o – волновые сопротивления чётной и нечётной мод) [119]. Характеристические импедансы синфазного (Z_c) и дифференциального (Z_d) режимов распространения сигнала при согласовании П-образной схемой (рисунок 2.13а) определяются выражениями

$$Z_c = \frac{R_2}{2}, \quad Z_d = \frac{R_1 \cdot 2R_2}{R_1 + 2R_2}. \quad (2.116)$$

Тогда, выражая R_1 и R_2 из (2.116), получим

$$R_1 = \frac{2Z_e Z_o}{Z_e - Z_o}, \quad R_2 = Z_e. \quad (2.117)$$

Аналогичным образом при Т-образном включении, характеристические импедансы синфазного и дифференциального режимов определяются как

$$Z_c = \frac{R_1}{2} + R_2, \quad Z_d = 2R_1. \quad (2.118)$$

Выражая R_1 и R_2 из (2.118), получим

$$R_1 = Z_o, R_2 = \frac{Z_e - Z_o}{2}. \quad (2.119)$$

Поперечное сечение исследуемого МФ аналогично представленному на рисунке 2.9а. Его параметры: $w_1=500$ мкм, $s=200$ мкм, $h=570$ мкм, $t=18$ мкм, $\varepsilon_r=4,5$. Схемы соединений МФ при согласовании его выхода П- и Т-образными схемами показаны на рисунке 2.14. Длина МФ составила $l=1$ м, а сопротивления $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом.

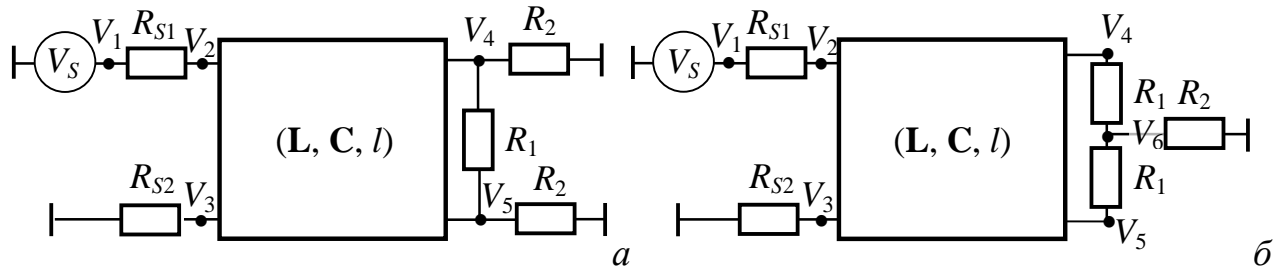


Рисунок 2.14 – Схемы соединений двухпроводного МФ, при согласовании на его выходе с помощью П- (а) и Т- (б) образных схем

По выражениям (2.117) значения сопротивлений при П-образной схеме составили $R_1=137$ Ом и $R_2=67$ Ом, а по выражениям (2.119) при Т-образной схеме – $R_1=34$ Ом и $R_2=16$ Ом. Матрицы модальных импедансов на дальнем конце по (2.4) при использовании П- и Т- образных схем (\mathbf{R}_{TLm} \mathbf{R}_{PLm}) записываются как [145]

$$\mathbf{R}_{TLm} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_e} + \frac{1}{R_1} & -\frac{1}{R_1} \\ -\frac{1}{R_1} & \frac{1}{Z_e} + \frac{1}{R_1} \end{bmatrix}^{-1}, \quad \mathbf{R}_{PLm} = \begin{bmatrix} Z_o + R_2 & R_2 \\ R_2 & Z_o + R_2 \end{bmatrix}. \quad (2.120)$$

Несмотря на то, что матрицы модальных импедансов \mathbf{R}_{TLm} и \mathbf{R}_{PLm} рассчитываются по-разному, в результате они одинаковы, что в совокупности с симметричным поперечным сечением МФ приводит к равенству нулю всех коэффициентов отражения на дальнем конце МФ по (2.7). Поэтому для вычисления формы напряжения на выходе МФ с симметричным поперечным сечением, согласованного на выходе с помощью П- и Т-образных схем, можно использовать аналитические модели (2.14) в сокращенном виде. Поскольку для П- и Т-образных схем матрицы \mathbf{R}_{TLm} и \mathbf{R}_{PLm} одинаковы, то и отклики на выходе

МФ при их использовании будут одинаковы. Тогда целесообразно привести результаты только для одной схемы, например, для П-образной схемы.

Для выбранных параметров поперечного сечения общая модель (2.14) на выходе (узел V_4 на рисунке 2.14) двухпроводного МФ, согласованного П-образной схемой, преобразуется к виду

$$V(l, t) = 0,707[V_{0c}(t - T_c)] + 0,707[V_{0d}(t - T_c)]. \quad (2.121)$$

На рисунке 2.15 показаны вычисленные по модели (2.121) и численно формы напряжения на выходе активного проводника МФ. Видно, что воздействие разложено на два импульса меньшей амплитуды. Формы напряжения, вычисленные аналитически и численно совпадают, что говорит о возможности применения аналитической модели (2.121) для вычисления отклика рассматриваемого МФ.

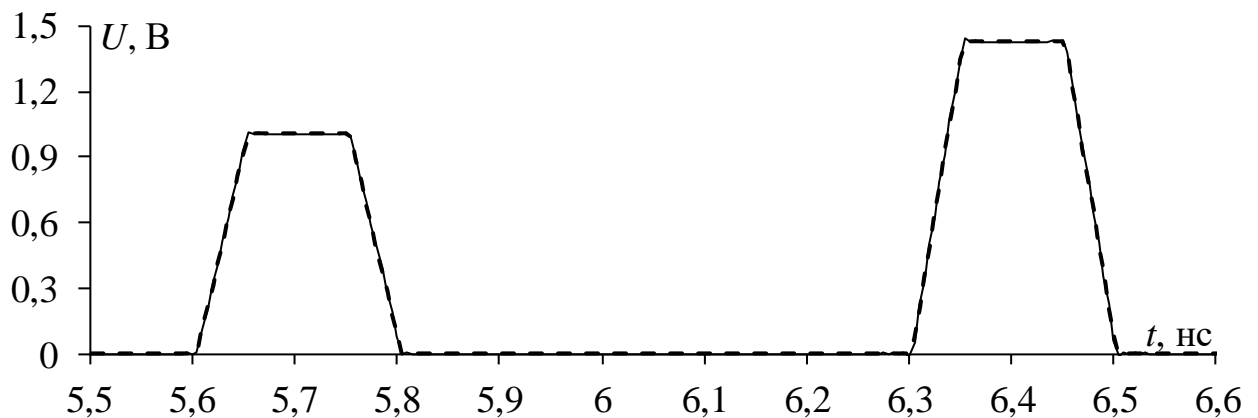


Рисунок 2.15 – Формы напряжения на выходе симметричного двухпроводного МФ, согласованного на выходе П-образной схемой, полученные по модели (2.121) (—) и численно (—)

Как видно из рисунка 2.15, формы напряжения при использовании П- и Т-образных схем согласования, полученные численным моделированием и по аналитической модели, полностью совпадают. Так, в момент времени $t_1=5,605$ нс максимальная амплитуда первого импульса равна $U_1=1,02$ В, а второго $-U_2=1,42$ В в момент времени $t_2=6,305$ нс.

Таким образом, в результате сравнения временных откликов на выходе двухпроводного МФ с разной структурой поперечного сечения (типом связи) показана корректность общей модели (2.14) вычисления временного отклика и

более частных моделей (2.111)–(2.114), полученных для этих структур. Также показано, что общая модель (2.14) применима для анализа частных случаев выбора окончаний пассивного проводника: 50–КЗ, КЗ–50, КЗ–КЗ. Кроме того, показано, что аналитическая модель (2.121), полученная на основе (2.14), применима для вычисления формы напряжения при согласовании МФ с помощью П- и Т-образных схем. Наконец, нужно отметить, что полученные модели позволяют вычислить временной отклик на воздействие любой формы.

2.3.1.2 Трехпроводный модальный фильтр

Для валидации моделей выбрана структура трёхпроводного МФ на основе МПЛ. Геометрическая модель его поперечного сечения показана на рисунке 2.16, а её параметры: $w=2$ мм, $s=0,25$ мм, $t=18$ мкм, $h=0,5$ мм, $\epsilon_r=4,5$.

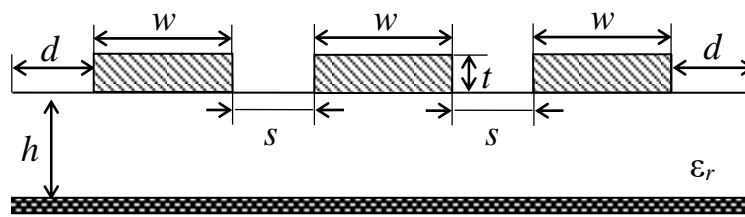


Рисунок 2.16 – Поперечное сечение трехпроводного МФ

Схема соединения МФ такая же, как на рисунке 2.4 (длина МФ 1 м). В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада по 50 пс. Значения сопротивлений на концах МФ $R_{Si}=R_{Li}=50$ Ом. Выбор равных окончаний на ближнем и дальнем концах МФ приводит к равенству нулю элементов матрицы импедансов (поскольку окончания симметричные, то индексы «S» и «L» здесь опущены) R_{ab} , R_{ba} , R_{cb} , и R_{bc} из (2.19)–(2.20) и матрицы отражения Γ_{ab} , Γ_{ba} , Γ_{cb} , и Γ_{bc} из (2.21)–(2.22). Тогда общая модель (2.30) на выходе трехпроводного МФ преобразовывается к виду

$$V(l, t) = 0,638V_{0a}(t - T_a) + 0,901V_{0b}(t - T_b) + 0,611V_{0c}(t - T_c). \quad (2.122)$$

На рисунке 2.17 показаны формы напряжения на выходе активного проводника трехпроводного МФ, вычисленные по модели (2.122) и численно. Из рисунка 2.17 видно, что на выходе МФ воздействие разложено на три импульса меньшей амплитуды. Отклики, вычисленные аналитически и

численно, совпадают, что говорит о корректности общей модели (2.30) и более частной модели (2.122) для вычисления отклика рассматриваемого МФ. Также отметим, что дополнительно разными подходами вычислены отклики в остальных узлах схемы из рисунка 2.4. В результате выявлено их полное совпадение, поэтому с целью экономии места они не приведены.

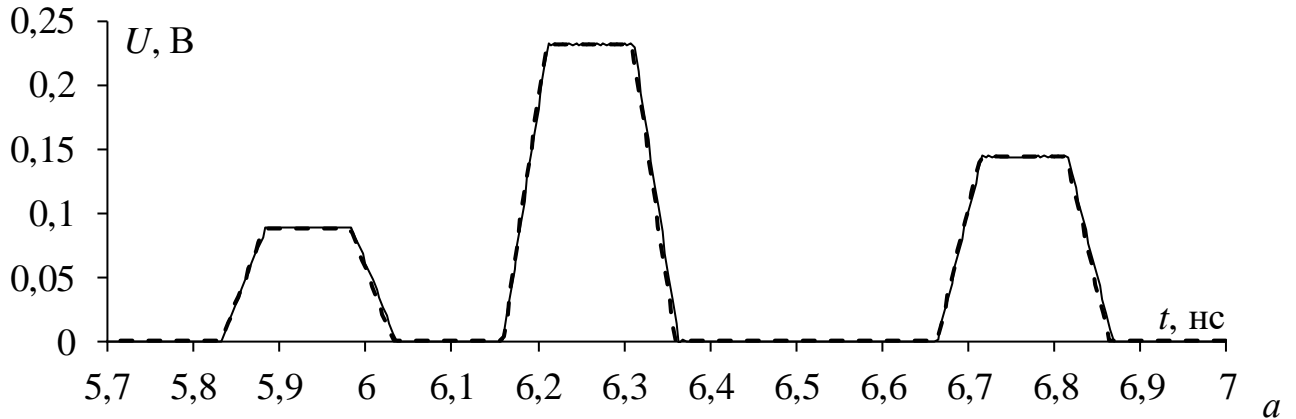


Рисунок 2.17 – Формы напряжения на выходе активного проводника МФ, полученные по модели (2.122) (—) и численно (—)

Рассмотрен частный случай трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя заземленными на концах пассивными проводниками сверху (рисунок 2.18). Параметры его поперечного сечения: $w=0,3$ мм, $w_1=1$ мм, $h=1$ мм, $h_1=0,1$ мм, $s=0,49$ мм, $t=18$ мкм. Схема соединений такого МФ такая же, как на рисунке 2.8. Длина МФ $l=1$ м, а сопротивления на концах его активного проводника $R_S=R_L=50$ Ом. Пассивные проводники МФ на концах электрически соединены с опорной плоскостью. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 5 В и длительностями фронта, плоской вершины и спада по 50 пс.

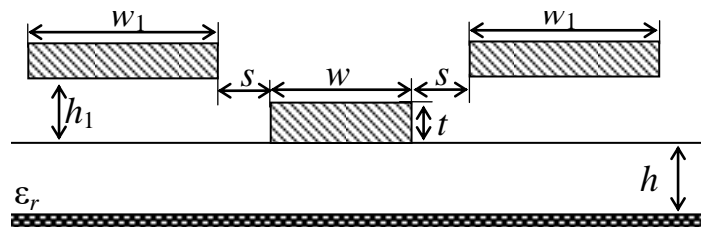


Рисунок 2.18 – Поперечное сечение МФ на основе МПЛ с двумя заземленными пассивными проводниками сверху

Симметрия поперечного сечения рассматриваемого МФ в совокупности с выражением (2.86) приводит к равенству нулю элементов матриц отражения

Γ_{ac} , Γ_{bc} , Γ_{ca} , и Γ_{cb} из (2.21) и (2.22) (поскольку окончания симметричные, то индексы «S» и «L» здесь опущены). Это также влияет на равенство нулю коэффициента $T_{Va,3}$, что исключает третье слагаемое из модели отклика на выходе активного проводника трехпроводного МФ (2.30). Тогда для конкретных параметров исследуемого МФ модель (2.30) временного отклика в узле V_3 преобразуется к виду

$$V(l, t) = 0,406V_{0a}(t - T_a) + 0,632V_{0b}(t - T_b). \quad (2.123)$$

На рисунке 2.19 показаны полученные по модели (2.123) и численно формы напряжения на выходе активного проводника трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя пассивными проводниками сверху.

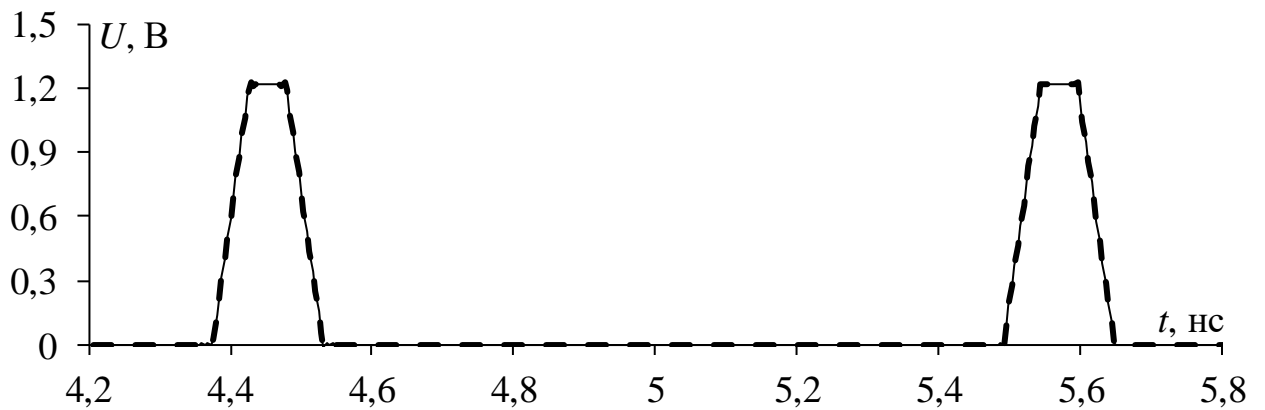


Рисунок 2.19 – Формы напряжения на выходе активного проводника трехпроводного МФ с двумя пассивными проводниками сверху, полученные по модели (2.123) (—) и численно (---)

Из рисунка 2.19 видно, что на выходе МФ воздействие разложено лишь на два импульса меньшей амплитуды, т.к. $T_{Va,3}=0$. Также видно, что отклики, полученные аналитически и численно, полностью совпадают, что подтверждает применимость общей модели (2.30) для вычисления отклика рассматриваемого частного случая заземленных на концах пассивных проводников МФ.

Таким образом, показана корректность общей аналитической модели (2.30) и полученной для исследуемой структуры частной модели (2.122) для вычисления временного отклика на выходе трехпроводного МФ. Также показано, что общая модель (2.30) применима для частного случая МФ, когда его пассивные проводники соединены с опорной плоскостью.

2.3.1.3 Виток меандровой линия с асимметричным поперечным сечением

Для валидации моделей МЛ сначала выбран виток МЛ на основе МПЛ, где асимметрия поперечного сечения обеспечивается разной шириной сигнальных проводников (рисунок 2.9б). Параметры поперечного сечения выбраны: $w_1=0,85$ мм, $w_2=1,7$ мм, $h=0,5$ мм, $s=0,2$ мкм, $t=35$ мкм, $\epsilon_r=4,5$ [136].

Схема соединений витка МЛ соответствует схеме из рисунка 2.6. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и общей длительностью 50 пс. Длина полувитка $l=0,3$ м. Поскольку модель (2.35) является универсальной и применима для вычисления отклика в случае произвольных (асимметричных) окончаний витка, то рассмотрены три варианта выбора окончаний: $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом; $R_{S1}=50$ Ом, $R_{S2}=100$ Ом; $R_{S1}=100$ Ом, $R_{S2}=50$ Ом. С целью экономии места здесь приведены результаты только для случая $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом. Для выбранных параметров витка МЛ модель (2.35) преобразуется к виду

$$V(l, t) = 0,741V_{oc}(t) + 0,455V_{od}(t) - 0,724V_{oc}(t - 2T_c) - 0,642V_{od}(t - 2T_d) - 0,066V_{oc}(t - (T_c + T_d)) - 0,109V_{od}(t - (T_d + T_c)). \quad (2.124)$$

На рисунке 2.20 показаны полученные по модели (2.124) и численно формы напряжения на выходе витка МЛ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников при $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом.

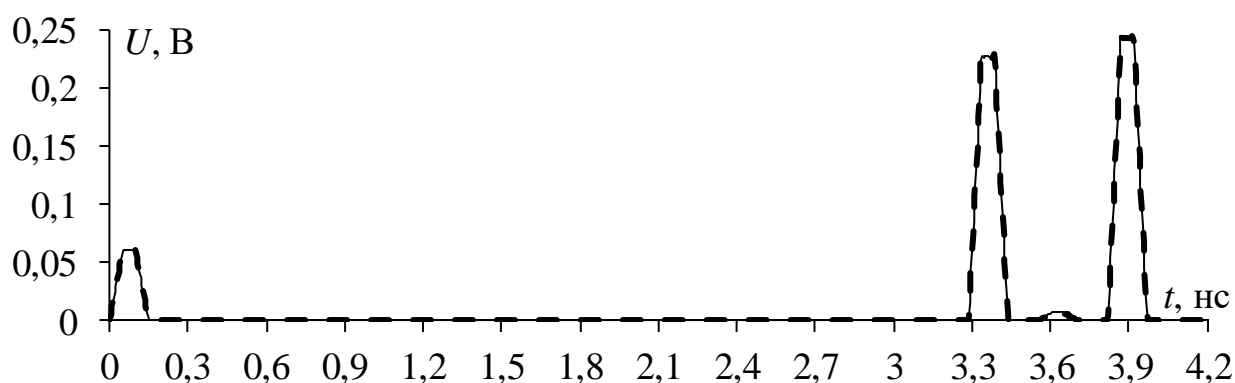


Рисунок 2.20 – Формы напряжения на выходе витка МЛ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников, полученные по модели (2.124) (---) и численно (—)

Видно, что формы напряжения на выходе витка представлены последовательностями из четырех основных импульсов: перекрестной помехи,

импульсов синфазной и дифференциальной мод, а также дополнительного импульса. Также видно, что формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные аналитически и численно, полностью совпадают, что подтверждает корректность вычисления временного отклика по модели (2.124). Формы напряжения для других комбинаций окончаний также совпали.

Затем выполнен анализ витка МЛ с лицевой связью. Поперечное сечение такой структуры показано на рисунке 2.9в, а параметры поперечного сечения: $w_1=1$ мм, $h=0,710$ мм, $s=0,1$ мм, $t=35$ мкм, $\epsilon_r=4,5$. Схема соединений такая же, как на рисунке 2.6. В качестве воздействия выбран такой же импульс, что и для витка МЛ на основе МПЛ. Длина витка составила 0,45 м. Как и для витка МЛ на основе МПЛ, рассмотрены различные комбинации окончаний витка, но для экономии места здесь представлены результаты только при $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом. Для выбранных параметров витка МЛ модель (2.35) записывается как

$$V(l, t) = 0,653V_{oc}(t) + 0,969V_{od}(t) - 0,247V_{oc}(t - 2T_c) - 0,215V_{od}(t - 2T_d) - 0,174V_{oc}(t - (T_c + T_d)) - 0,179V_{od}(t - (T_d + T_c)). \quad (2.125)$$

На рисунке 2.21 показаны, полученные по модели (2.125) и численно, формы напряжения на выходе витка МЛ с лицевой связью при $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом.

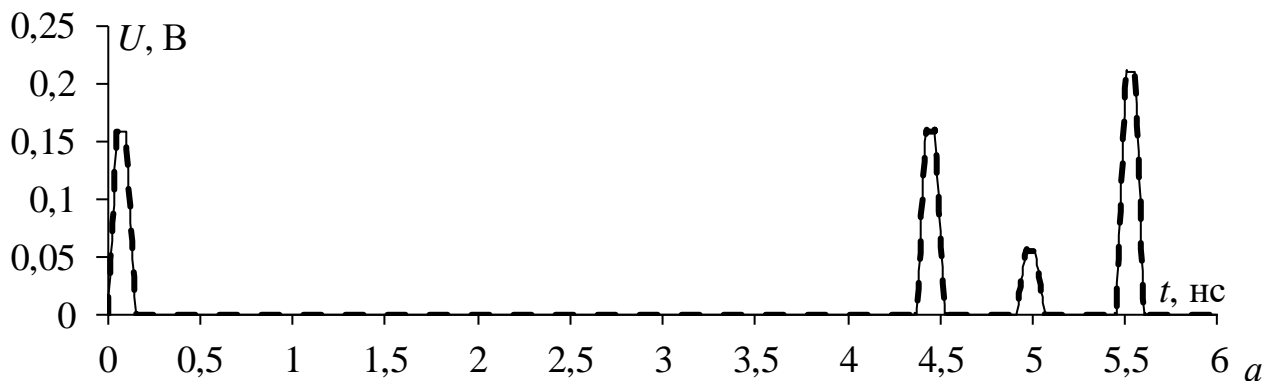


Рисунок 2.21 – Формы напряжения на выходе витка МЛ с лицевой связью, полученные по модели (2.125) (---) и численно (—)

Видно, что формы напряжения на выходе такого витка, как и для витка на основе МПЛ, представлены последовательностями из четырех основных импульсов. Примечательно, что дополнительный импульс выражен более существенно, чем для витка на основе МПЛ. Также видно, что формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные аналитически и численно,

полностью совпадают, что подтверждает корректность модели (2.125) и применимость общей модели (2.35) и для структур с лицевой связью. Формы напряжения, вычисленные для других комбинаций окончаний, также совпали.

Таким образом, на основе общей модели (2.35) получены более частные модели (2.124) и (2.125) для витка МЛ на основе МПЛ и с лицевой связью. Полное совпадение временных откликов, полученных на основе моделей (2.124) и (2.125) и численно, подтвердило их корректность. При этом модели позволяют получить отклик на воздействие произвольной формы.

2.3.1.4 Виток меандровой линии из двух отрезков

Здесь рассмотрен виток МЛ из двух отрезков на основе симметричной МПЛ [137]. Поперечное сечение каждого отрезка показано на рисунке 2.9а. Ширина сигнального проводника и расстояние между ними у отрезка 1 $w_1=0,8$ мм и $s=0,1$ мм, а у отрезка 2 – $w_1=1$ мм и $s=0,2$ мм. В качестве основы выбран материал с $h=0,51$ мм, $t=18$ мкм и $\epsilon_r=4,5$. Схема соединений витка такая же, как на рисунке 2.7 (длина каждого отрезка $l_1=l_2=0,2$ м). Сопротивления окончаний витка приняты $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом. Воздействие такое же, как в пп. 2.3.1.3. Для выбранных параметров отрезков 1 и 2 витка МЛ модель (2.49) с учётом (2.36) записывается как

$$V(l, t) = 0,707V_{0e}(t) + 0,707V_{0o}(t) - 0,058V_{0e}(t - 2T_{e1}) + 0,004V_{0o}(t - 2T_{o1}) - \\ - 0,607V_{0e12}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + 0,785V_{0o12}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})). \quad (2.126)$$

На рисунке 2.22 показаны формы напряжения на выходе витка МЛ из двух отрезков при $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом, полученные по модели (2.126) и численно.

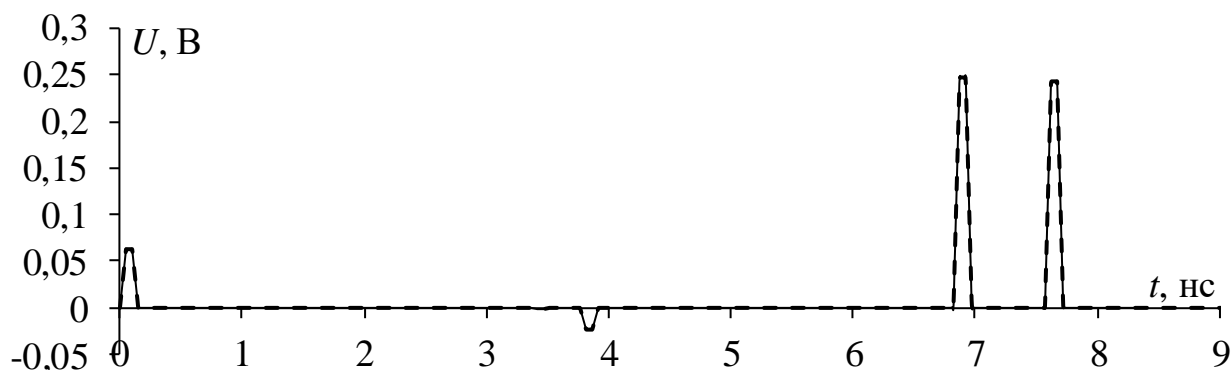


Рисунок 2.22 – Формы напряжения в узле V_5 , полученные по модели (2.126) (---) и численно (—)

Видно, что на выходе витка МЛ наблюдается последовательность из трех основных импульсов, а между импульсом перекрестной помехи и нечётной моды приходит импульс, отраженный от стыка между отрезками и имеющий отрицательную полярность. Кроме того, полученные аналитически и численно формы напряжения на выходе витка МЛ из двух отрезков полностью совпали, что подтверждает корректность общей модели (2.49) и полученной на ее основе частной модели (2.126). Также вычислены формы напряжения в других узлах схемы из рисунка 2.7. Полученные результаты полностью совпали, поэтому для экономии места они не приведены.

Таким образом, на основе общей модели (2.49) получена частная модель (2.126) для витка МЛ из двух отрезков с симметричными поперечными сечениями. Результаты сравнения форм напряжения, полученных на основе модели (2.126) и численного моделирования, подтвердили корректность общей модели (2.49).

2.3.2 Валидация условий равенства амплитуд импульсов разложения

Здесь приведены результаты валидации условий выбора параметров полосковых устройств (двухпроводных и трехпроводных МФ и витка МЛ), полученных в п. 2.2 и обеспечивающих равенство амплитуд импульсов разложения на их выходе.

2.3.2.1 Двухпроводный модальный фильтр

Сначала выполнена проверка условия (2.57). Для моделирования выбран МФ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников с поперечным сечением из рисунка 2.9б. Параметры поперечного сечения: $w_1=900$ мкм, $w_2=1,1$ мм, $s=0,1$ мм, $h=0,6$ мм, $t=18$ мкм, $\epsilon_r=4,5$. Схема соединений такого МФ соответствует рисунку 2.1. Длина МФ для всех рассмотренных случаев выбрана $l=1$ м, чтобы обеспечить условие разложения (1.2). Для всех рассмотренных случаев в качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с длительностями плоской вершины, фронта и спада по 50 пс. Поскольку выражения, определяющие амплитуды импульсов на выходе МФ, нормированы

относительно амплитуды э.д.с. источника, то она выбрана 1 В. Значения окончаний составили $R_{S1}=R_{L1}=50$ Ом. При выбранных параметрах поперечного сечения МФ получены матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C}

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 315,03 & 116,74 \\ 116,74 & 288,98 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 125,57 & -37,86 \\ -37,86 & 140,52 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

На основе матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} вычислены погонные задержки синфазной $\tau_c=6,31$ нс/м и дифференциальной мод $\tau_d=5,62$ нс/м. Затем по (1.15) вычислена матрица \mathbf{Z}_{cm} , а по (2.2) – \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 65,8 & 0 \\ 0 & 33,2 \end{bmatrix} \text{ Ом}, \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,69457 & -0,78014 \\ 0,71942 & 0,62561 \end{bmatrix}, \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,62561 & -0,71942 \\ 0,78014 & 0,69457 \end{bmatrix}.$$

С помощью (2.58) вычислено значение сопротивления $R_{S2}=84,21$ Ом (для заданного $R_{L2}=100$ Ом). При подстановке R_{S2} и R_{L2} в (2.57) его левая и правая части составили 1,389, т.е. условие (2.57) выполняется.

После подстановки R_{S2} и R_{L2} в модели (2.55) и (2.56) вычислены амплитуды синфазной и дифференциальной мод, которые составили 0,244 и 0,241 В соответственно. В результате условие (2.57) на рассмотренном примере обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе МФ с точностью до второго знака (на рассмотренном примере). Также численно и аналитически получены формы напряжения на выходе активного проводника МФ, которые полностью совпали и для экономии места здесь не приведены.

Затем рассмотрен случай, когда $R_{S2}=0$ и выполнена проверка условия (2.66). Параметры поперечного сечения выбраны следующими: $w_1=1280$ мкм, $w_2=1,1$ мм, $h=0,6$ мм, $s=0,1$ мм, $t=18$ мкм, $\epsilon_r=4,5$. Значения окончаний $R_{S1}=50$ Ом и $R_{L1}=75$ Ом (рисунок 2.1). Вычисленные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} :

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 264,59 & 100,24 \\ 100,24 & 283,72 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 153,61 & -38,16 \\ -38,16 & 140,28 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

Погонные задержки мод исследуемой структуры составили $\tau_c=6,36$ нс/м и $\tau_d=5,68$ нс/м соответственно. Вычисленные матрицы \mathbf{Z}_{cm} и \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I :

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 58,5 & 0 \\ 0 & 30,8 \end{bmatrix} \text{ Ом}, \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,71767 & -0,64291 \\ 0,69639 & 0,76594 \end{bmatrix}, \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,76594 & -0,69639 \\ 0,64291 & 0,71767 \end{bmatrix}.$$

На основе (2.67) найдено сопротивление на дальнем конце пассивного проводника МФ $R_{L2}=101,2$ Ом. При подстановке R_{L2} в условие (2.66) его левая и правая части равны 0,909, что говорит о его выполнении. При подставке R_{L2} в модели (2.68) и (2.69), амплитуды мод составили по 0,281 В каждая. В результате условие (2.66) на рассмотренном примере обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе МФ. Кроме того, выполнено сравнение форм напряжения на выходе МФ, полученных аналитически и численно, в результате которого выявлено их полное совпадение, поэтому для экономии места они не приведены.

Следующим рассмотрен случай, когда $R_{L2}=0$ и выполнена проверка условия (2.72). Параметры поперечного сечения выбраны следующими: $w_1=1,42$ мм, $w_2=1,2$ мм, $h=0,6$ мм, $s=0,1$ мм, $t=18$ мкм, $\epsilon_r=4,5$. Значения окончаний $R_{S1}=50$ Ом и $R_{L1}=75$ Ом (рисунок 2.1). Вычисленные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C}

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 249,20 & 91,81 \\ 91,81 & 270,07 \end{bmatrix} \text{нГн/м}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 163,83 & -39,21 \\ -39,21 & 147,61 \end{bmatrix} \text{пФ/м}.$$

Погонные задержки мод исследуемой структуры составили $\tau_c=6,36$ нс/м и $\tau_d=5,68$ нс/м соответственно. Вычисленные матрицы \mathbf{Z}_{cm} и \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I :

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 54,6 & 0 \\ 0 & 29,6 \end{bmatrix} \text{Ом}, \quad \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,71947 & -0,63401 \\ 0,69452 & 0,77333 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,77333 & -0,69452 \\ 0,63401 & 0,71947 \end{bmatrix}.$$

На основе (2.73) найдено сопротивление на ближнем конце пассивного проводника $R_{S2}=74,4$ Ом. При подстановке R_{S2} в (2.72) его левая и правая части составили 0,898 и 0,899 соответственно, поэтому условие выполняется с хорошей точностью. При подставке R_{S2} в (2.74) и (2.75) амплитуды мод составили по 0,301 В каждая. В результате условие (2.72) на рассмотренном примере обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе МФ. Также выполнено сравнение форм напряжения на выходе МФ, полученных аналитически и численно, которые полностью совпали.

Наконец, выполнена проверка условий при $R_{S2}=R_{L2}=0$ на примере МФ с заземленным на концах пассивным проводником сверху (рисунок 2.11).

Параметры его поперечного сечения: $w=0,9$ мм, $w_1=1$ мм, $h=1$ мм, $h_1=0,2$ мм, $t=18$ мкм, $\varepsilon_r=4,5$. Их совокупность определяет матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C}

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 426,91 & 344,02 \\ 344,02 & 444,54 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 123,69 & -55,83 \\ -55,83 & 69,64 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

Погонные задержки мод исследуемой структуры составили $\tau_c=5,87$ нс/м и $\tau_d=3,42$ нс/м соответственно. Вычисленные матрицы \mathbf{Z}_{cm} и \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I :

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 95,29 & 0 \\ 0 & 37,3 \end{bmatrix} \text{ Ом}, \quad \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,77567 & -0,01983 \\ 0,63114 & 0,9998 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,9998 & -0,63114 \\ 0,01983 & 0,77567 \end{bmatrix}.$$

Сначала оценено выполнение условия (2.78). При подстановке вычисленных значений в условие (2.78) его левая часть составила 2,55, а правая – 2,51, так что условие выполняется с хорошей точностью.

Вычислены амплитуды мод для следующих случаев выбора окончаний: $R_{S1}=50$ Ом и $R_{L1}=100$ Ом, $R_{S1}=R_{L1}=50$ Ом и $R_{S1}=R_{L1}=(Z_c Z_d)^{0,5}=59,6$ Ом. Для $R_{S1}=50$ Ом и $R_{L1}=100$ Ом оно выполнено по (2.79) и (2.80), для $R_{S1}=R_{L1}=50$ Ом – по (2.83) и (2.84), а для $R_{S1}=R_{L1}=(Z_c Z_d)^{0,5}=59,6$ Ом – по (2.85). Амплитуды синфазной (U_c) и дифференциальной (U_d) мод сведены в таблицу 2.3.

Таблица 2.3 – Вычисленные амплитуды составляющих отклика на выходе МФ

Случай	U_c , В	U_d , В
$R_{S1}=50$ Ом, $R_{L1}=100$ Ом	0,312	0,310
$R_{S1}=R_{L1}=50$ Ом	0,245	0,240
$R_{S1}=R_{L1}=\sqrt{(Z_c Z_d)}$	0,238	0,235

Из таблицы 2.3 видно, что значения амплитуды для каждого случая совпадают с хорошей точностью. Также выполнено аналитическое и численное вычисление форм напряжения, которые совпадают, поэтому они не приведены.

Таким образом, на примере конкретных структур двухпроводного МФ с произвольными параметрами поперечного сечения показано, что выполнение полученных в п. 2.2.1 условий обеспечивает равенство импульсов синфазной и дифференциальной мод на выходе МФ. Их можно использовать в качестве целевой функции при оптимизации поперечного сечения МФ (при заданных сопротивлениях на концах) по критерию равенства амплитуд импульсов мод.

2.3.2.2 Трехпроводный модальный фильтр

Здесь представлены результаты проверки условия равенства амплитуд импульсов разложения (2.93) на выходе трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху (рисунок 2.18). Параметры поперечного сечения: $w=0,3$ мм, $w_1=1$ мм, $h=1$ мм, $h_1=0,1$ мм, $s=0,49$ мм, $t=18$ мкм, $\varepsilon_r=4,5$. Схема соединений МФ такая же, как на рисунке 2.8. Длина МФ $l=1$ м. В качестве воздействия принят тот же импульс, что в пп. 2.3.2.1.

Вычисленные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C}

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 526,7 & 230,9 & 230,9 \\ 230,9 & 414,7 & 141,7 \\ 230,9 & 141,7 & 414,7 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 71,7 & -20,1 & -21,02 \\ -20,1 & 60,3 & -5,1 \\ -21,02 & -5,1 & 60,3 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

На их основе вычислены погонные задержки $\tau_a=5,49$ нс/м, $\tau_b=4,37$ нс/м, $\tau_c=4,22$ нс/м. Вычисленные матрица \mathbf{Z}_{cm} и \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I :

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 137,6 & 0 & 0 \\ 0 & 56,4 & 0 \\ 0 & 0 & 64,6 \end{bmatrix} \text{ Ом},$$

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,78809 & 0,27098 & 0 \\ 0,43527 & -0,68065 & 0,70711 \\ 0,43527 & -0,68065 & -0,70711 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,96258 & 0,61556 & 0 \\ 0,19162 & -0,55726 & 0,70711 \\ 0,19162 & -0,55726 & -0,70711 \end{bmatrix}.$$

Оценено выполнение условия (2.93) для общего случая выбора разных окончаний активного проводника. При подстановке элементов матриц \mathbf{Z}_{cm} , \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I в условие (2.93) его левая и правая части составили 1,564. Вычисленные амплитуды по (2.94) и (2.95) для мод «a» и «b» составили 0,343 В каждая (при $R_S=50$ Ом, $R_L=100$ Ом). Также оценены амплитуды импульсов мод для случая равных окончаний активного проводника по (2.98) и (2.99). При этом сопротивления окончаний приняты $R_S=R_L=50$ Ом. В результате вычисленные амплитуды двух мод составили 0,244 В. Также выполнено аналитическое и численное вычисление форм напряжения, в результате которого выявлено их полное совпадение, поэтому для экономии места здесь они не приведены.

Таким образом, на примере частного случая трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху показано, что выполнение полученных в п. 2.2.2 условий обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе МФ. Как и для двухпроводного МФ, это условие можно использовать в качестве целевой функции при оптимизации МФ (с заданными окончаниями) по критерию равенства амплитуд импульсов мод.

2.3.2.3 Виток меандровой линии

Поскольку в п. 2.2.3 из-за громоздкости записи и необходимости в общем виде решения квадратных уравнений не получены в виде конечной комбинации выражений условия равенства всех четырех импульсов на выходе витка МЛ, здесь показана лишь возможность такого равенства для конкретного примера набора параметров поперечного сечения витка МЛ.

Выполнена параметрическая оптимизация поперечного сечения витка МЛ (рисунок 2.9б) по критериям равенства правой части (2.104) и правых частей (2.105)–(2.107). Получены следующие параметры: $w_1=115$ мкм, $w_2=820$ мкм, $t=18$ мкм, $s=57$ мкм, $h=720$ мкм и $\epsilon_r=8$. Длина витка 0,3 м. Воздействие принято таким же, как в пп. 2.3.2.1. Совокупность параметров поперечного сечения определяет матрицы **L** и **C**

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 625,904 & 268,711 \\ 268,711 & 386,253 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 91,376 & -62,335 \\ -62,335 & 177,06 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

Погонные задержки мод витка $\tau_c=7,71$ нс/м и $\tau_d=6,6$ нс/м. Вычисленные матрица **Z_{cm}** и **T_V** и **T_I**:

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 72,9 & 0 \\ 0 & 54,4 \end{bmatrix} \text{ Ом}, \quad \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,6266 & -0,9993 \\ 0,7794 & 0,0388 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,1015 & -0,8044 \\ 0,9948 & 0,5942 \end{bmatrix}.$$

Вычисленные значения окончаний витка составили $R_{S1}=52$ Ом, $R_{S2}=72$ Ом. При подстановке R_{S1} , R_{S2} , Z_o и Z_e в условие (2.109) оно выполняется. При этом значения амплитуд импульсов разложения, вычисленные по моделям (2.104)–(2.107), составили 0,156, 0,159, 0,158 и 0,158 В. Как видно, амплитуды импульсов разложения близки. Для подтверждения этого получены

аналитически и численно формы напряжения на выходе витка (узел V_3 схемы рисунка 2.6). Они показаны на рисунке 2.23. Из него видно, что отклик представлен 4 основными импульсами с близкими амплитудами. Формы напряжения, полученные разными методами, полностью совпадают.

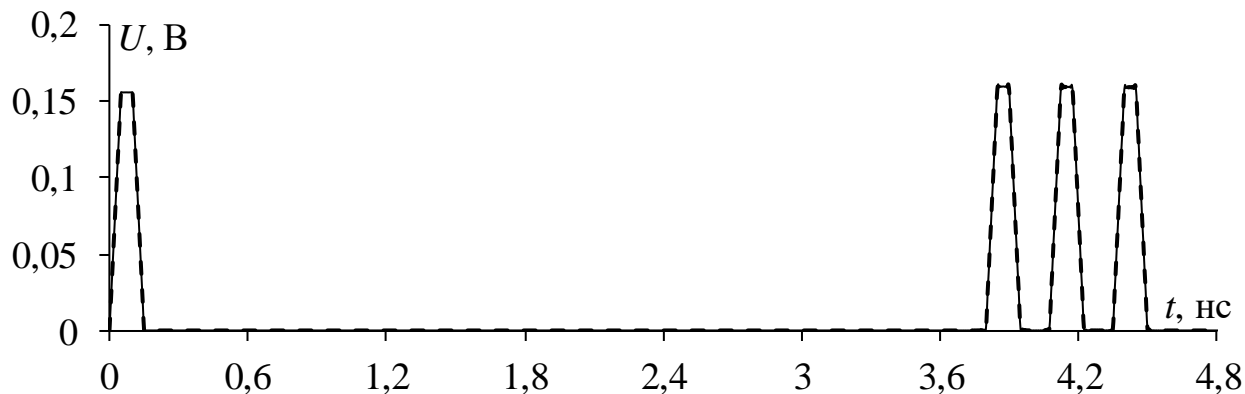


Рисунок 2.23 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при выполнении условия равенства амплитуд импульсов разложения, полученные по модели (2.124) (---) и численно (—)

Таким образом, показана возможность выравнивания амплитуд импульсов разложения на выходе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением (на примере витка на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников) за счёт равенства правой части выражения (2.104) и правых частей (2.105)–(2.107).

2.4 Основные результаты раздела

1. Получены модели временного отклика на концах активного и пассивного проводников двухпроводного МФ. На их основе получены модели для вычисления амплитуд импульсов мод на выходе двухпроводного МФ, которые позволили получить условия, обеспечивающие равенство амплитуд импульсов на выходе МФ для общего и ряда частных случаев выбора сопротивлений на концах пассивного проводника МФ. Примечательно, что эти условия не зависят от выбора окончаний активного проводника, а зависят лишь от выбора параметров поперечного сечения МФ и окончаний его пассивного проводника. С помощью численного моделирования выполнена валидация этих моделей и условий, показавшая полное совпадение форм напряжения,

полученных аналитически и численно. Кроме того, доказана их применимость для оценки нормированной пиковой амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Также выполнена проверка условий, обеспечивающих равенство амплитуд импульсов разложения на выходе МФ, и доказана их корректность.

2. Аналогичные результаты получены для трехпроводного МФ. Модели для вычисления временного отклика получены для произвольных поперечных сечений МФ, а модели для амплитуд импульсов мод и условия их равенства получены только для частного случая МФ, основанного на МПЛ с двумя пассивными заземленными проводниками сверху. Показано, что симметрия поперечного сечения такой структуры в совокупности с тем, что пассивные проводники соединены с опорной плоскостью, приводит к тому, что в структуре распространяются лишь две моды. Поэтому получено условие равенства только их амплитуд. В результате валидации моделей временного отклика также показано совпадение откликов, полученных аналитически и численно, что подтверждает корректность моделей, а в результате валидации моделей для вычисления амплитуд мод и условий доказана их применимость.

3. Получены модели временного отклика витка МЛ из одного отрезка с асимметричным поперечным сечением и витка МЛ из двух отрезков с симметричными поперечными сечениями. Для витка МЛ из одного отрезка получены модели, определяющие нормированную амплитуду каждого из импульсов разложения на выходе витка. В общем виде предложено условие равенства их амплитуд. В результате валидации моделей временного отклика на примере витка на основе МПЛ и линии с лицевой связью выявлено полное совпадение форм напряжения, вычисленных аналитически и численно. Также показана возможность выравнивания импульсов разложения на выходе витка для конкретного набора параметров его поперечного сечения.

Таким образом, разработан комплекс математических моделей для аналитического вычисления временного отклика и амплитуд импульсов разложения на выходе МФ и витка МЛ, а также получены условия равенства нормированных амплитуд импульсов разложения на их выходе.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОМЕХОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ

Здесь приведены результаты исследования распространения помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальным разложением. Так, представлены результаты применения модального анализа к полосковым устройствам [146, 147] и анализа возможности модального разложения различных форм кондуктивных помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах [148]. Кроме того, предложена методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от помеховых импульсных сигналов, в основе которой лежит аналитическое вычисление временного отклика для предварительных оценок [149]. Наконец, представлены результаты экспериментальных исследований макетов полосковых устройств, основанных на явлении модального разложения воздействий во временной области [150, 151]. В качестве устройств рассмотрены МФ с лицевой связью, МФ на основе МПЛ с двумя пассивными заземленными проводниками, а также асимметричный виток МЛ на основе МПЛ.

3.1 Анализ распространения импульсного помехового сигнала в полосковых устройствах на основе диаграммы координата-время

Здесь проанализировано распространение импульсного сигнала в полосковых устройствах на основе диаграмм координата-время [140]. Сначала рассмотрена одиночная линия передачи из двух отрезков для режимов ХХ и КЗ на дальнем конце второго отрезка [146]. Выбор режимов обусловлен тем, что дальний конец витка МЛ для синфазной моды характеризуется ХХ, а дифференциальной – КЗ. Затем представлены результаты аналогичного анализа витка МЛ из двух отрезков с разными параметрами поперечных сечений [147].

3.1.1 Анализ распространения импульсного сигнала в одиночной микрополосковой линии передачи из двух отрезков

Для исследования выбрана одиночная МПЛ из двух отрезков с параметрами поперечного сечения (рисунок 3.1): ширина проводников отрезков 1 и 2 $w=1$ и $0,5$ мм соответственно; толщина фольги $t=100$ мкм; толщина основы $h=0,51$ мм; относительная диэлектрическая проницаемость основы $\epsilon_r=10$; расстояние от проводника до края структуры $d=3w$.

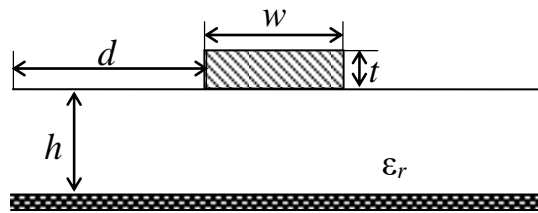


Рисунок 3.1 – Вид поперечного сечения отрезка одиночной МПЛ

Длина исследуемой линии $l=0,4$ м, а длина отрезков 1 и 2 – $l/2$. Первый отрезок на ближнем конце соединен с источником импульсных сигналов ($E_{ист}$) с внутренним сопротивлением $R_1=50$ Ом, а второй – с приемным устройством с сопротивлением R_2 . При моделировании принято $R_2=1$ МОм для имитации ХХ и $R_2=10$ мкОм для имитации КЗ. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с напряжением э.д.с. 1 В и длительностями фронта, плоской вершины и спада по 50 пс.

Для построения диаграмм координата-время необходимо вычислить амплитуду напряжения сигнала на каждом стыке исследуемой линии: между источником и первым отрезком; между приемным устройством и вторым отрезком; между отрезками 1 и 2. Далее приведены используемые выражения [140]. Амплитуды проходящей и отраженной волн определяются как

$$U_{прох} = U_{пад} T, \quad U_{отр} = U_{пад} \Gamma, \quad (3.1)$$

где Γ и T – коэффициенты передачи и отражения соответственно, $U_{пад}$ – амплитуда падающей волны (в узле V_1), которая определяется как

$$U_{пад} = E_{ист} \frac{Z_1}{Z_1 + R_1}, \quad (3.2)$$

где Z_1 – волновое сопротивление отрезка 1.

Для стыка между источником и первым отрезком коэффициенты Γ и T

$$\Gamma_{ист} = \frac{R_1 - Z_1}{R_1 + Z_1}, T_{ист} = 1 + \Gamma_{ист}, \quad (3.3)$$

отрезком 2 и нагрузкой –

$$\Gamma_{нагр} = \frac{R_2 - Z_2}{R_2 + Z_2}, T_{нагр} = 1 + \Gamma_{нагр}, \quad (3.4)$$

а отрезками 1 и 2 –

$$\Gamma_{12} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \Gamma_{21} = -\Gamma_{12}, T_{12} = 1 + \Gamma_{12}, T_{21} = 1 + \Gamma_{21}, \quad (3.5)$$

где Z_2 – волновое сопротивление отрезка 2.

При ХХ ($R_2 = \infty$) и КЗ ($R_2 = 0$) выражения (3.4) и (3.5) после преобразований примут вид

$$\Gamma_{нагр}^{КЗ} = -1, \Gamma_{нагр}^{ХХ} = 1, T_{нагр}^{КЗ} = 0, T_{нагр}^{ХХ} = 2. \quad (3.6)$$

По выражениям (3.1) и (3.2) построены диаграммы координата-время (рисунок 3.2), позволяющие провести детальный анализ распространения сигнала в одиночной линии из двух отрезков для режимов КЗ и ХХ на дальнем конце отрезка 2. Для этого вычислены волновые сопротивления ($Z_1 = 36,54$ Ом и $Z_2 = 53,12$ Ом) и задержки ($\tau_1 = 1,58$ нс, $\tau_2 = 1,48$ нс) отрезков.

На рисунке 3.2а показана диаграмма координата-время для режима КЗ на конце отрезка 2. Видно, что от стыка между отрезками 1 и 2 возникает отражение проходящей волны с коэффициентом $\Gamma_{12} = 0,184$. Отраженный импульс приходит в начало с задержкой t_3 и амплитудой 0,09 В. Следующее отражение возникает от стыка между отрезком 2 и нагрузкой (узел V_3). Импульс падающей волны полностью отражается ($\Gamma_{нагр} = -1$) от этого стыка и приходит в узел V_2 в момент времени t_4 с обратным знаком в соответствии с выражением (3.6) и амплитудой 0,408 В. Последующие импульсы являются результатом переотражений от стыков отрезков, а также отрезка 2 и нагрузки. Аналогично можно оценить амплитуду импульсного сигнала в любом узле линии вплоть до его затухания.

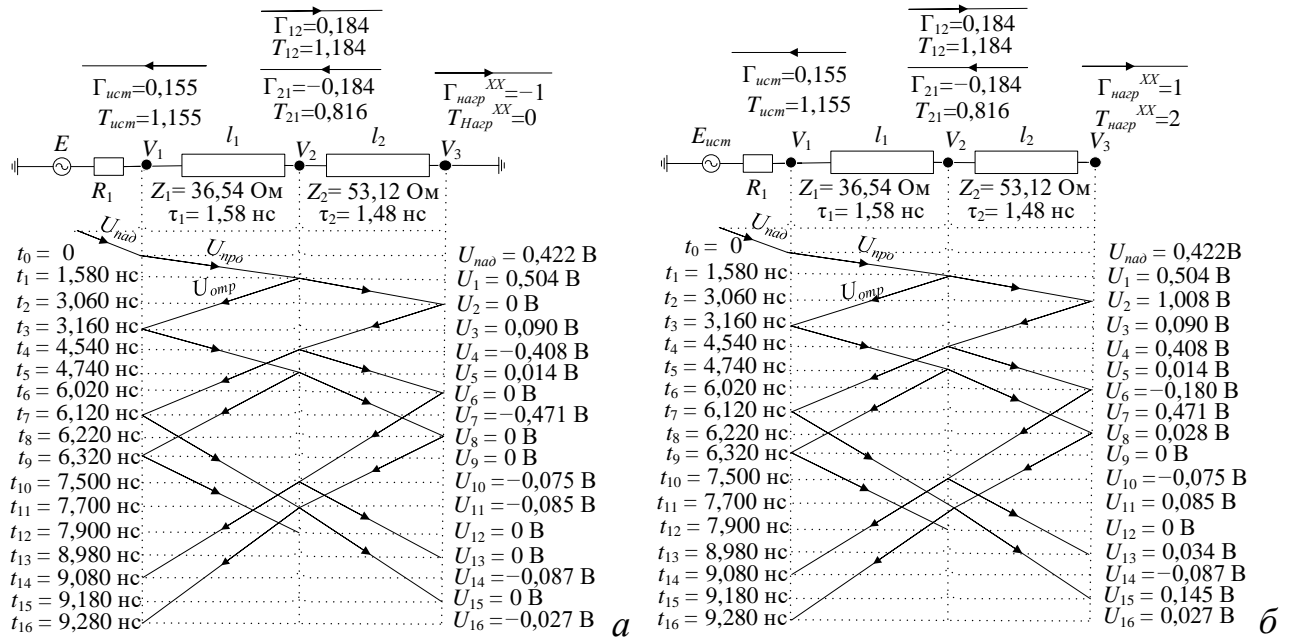


Рисунок 3.2 – Диаграммы координата-время для режимов КЗ (а) и ХХ (б) в конце отрезка 2 МПЛ

На рисунке 3.2б показана диаграмма координата-время для режима ХХ на дальнем конце. Видно, что от стыка отрезков 1 и 2 возникает отражение с коэффициентом $\Gamma_{12}=0,184$, которое приходит в узел V_1 в момент времени t_3 с амплитудой сигнала $0,09$ В (как и для режима КЗ). При этом проходящий импульс приходит к концу линии (узел V_3) с задержкой t_2 и амплитудой $1,008$ В за счет коэффициента $T_{нагр}=2$ согласно выражению (3.6). Второй отраженный импульс приходит в узел V_2 с задержкой t_4 и амплитудой $0,408$ В за счет коэффициента отражения на стыке отрезка 2 и нагрузки ($\Gamma_{нагр}=1$). Для сравнения вычислены формы напряжения в узлах линии для режимов КЗ (рисунок 3.3) и ХХ (рисунок 3.4) на ее выходе.

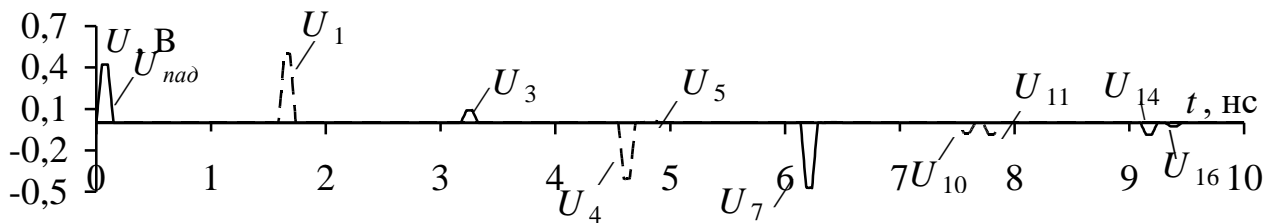


Рисунок 3.3 – Формы напряжения в узлах V_1 (—) и V_2 (- -) линии передачи из рисунка 3.2а для режима КЗ на её выходе

На рисунке 3.3 наблюдаются 10 импульсов. Первый является импульсом падающей волны и амплитудой $U_{над}$, а второй – импульсом проходящей волны,

пришедшим в узел V_2 с амплитудой U_1 . Последующие импульсы являются результатом отражений. Из-за режима КЗ в моменты времени t_2, t_6, t_8, t_{13} и t_{15} амплитуды импульсов в узле V_3 равны нулю.

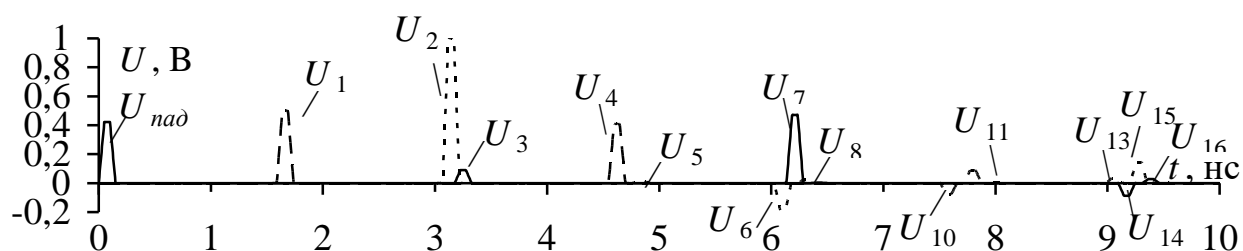


Рисунок 3.4 – Формы напряжения в узлах V_1 (—), V_2 (- -) и V_3 (····) линии передачи из рисунка 3.2б для режима ХХ на её выходе

На рисунке 3.4 наблюдаются 16 импульсов. Первые три импульса являются основными: первый с амплитудой $U_{над}$ является падающим, второй с амплитудой U_1 – отраженным от стыка отрезков, а третий с амплитудой U_2 – отраженным от стыка отрезка 2 и нагрузки и пришедшим к концу линии. Остальные импульсы возникают в результате последующих отражений и приходят после. Также отметим, что амплитуды всех импульсов из форм напряжения на рисунках 3.3 и 3.4 совпали с амплитудами, вычисленными по выражениям (3.1) и (3.2) и отмеченными на диаграммах из рисунка 3.2.

Таким образом, представлены результаты предварительного анализа распространения импульсного сигнала в одиночной МПЛ, состоящей из двух отрезков, для двух режимов её согласования в конце линии: холостого хода и короткого замыкания. Выбор режимов обусловлен последующим переходом от структуры одиночной МПЛ из двух отрезков к витку МЛ из двух отрезков, где распространяются синфазная и дифференциальная моды. Анализ выполнен на основе сравнения диаграмм координата-время одиночной МПЛ и временного отклика на импульсный помеховый сигнал для каждого из режимов. Амплитуды импульсов в узлах линии, полученных двумя способами, совпали.

3.1.2 Анализ распространения импульсного помехового сигнала в витке меандровой линии из двух отрезков

Рассмотрен виток МЛ из двух отрезков. Вид поперечного сечения каждого отрезка соответствует паре связанных линий (рисунок 2.9а). Ширины сигнальных проводников отрезков 1 и 2 $w_1=1$ и $w_2=0,1$ мм соответственно, а остальные параметры поперечного сечения отрезков одинаковы: $t=100$ мкм; $s=0,1$ мм; $h=0,51$ мм; $\epsilon_r=10$; $d=3w$. Схема соединений соответствует рисунку 2.7. Длины отрезков 1 и 2 $l_1=l_2=0,2$ м. Сопротивления R_1 и R_2 по 50 Ом. В качестве воздействия выбран трапециевидный импульс, как в п. 3.1.1.

Для построения диаграмм координата-время нужно вычислить амплитуду напряжения сигнала в каждой точке витка. Поскольку он является парой связанных линий, закороченной на дальнем конце, то согласно модального анализа, напряжение падающей волны представляется в виде линейной комбинации модальных напряжений. Это говорит о том, что процессы, связанные с распространением каждой из мод изолированы друг от друга, даже на окончаниях [140]. Тогда пара связанных линий может рассматриваться как две независимые одиночные линии, в одной из которых распространяется синфазная мода, а в другой дифференциальная. Поскольку оба отрезка имеют симметричное поперечное сечение, то далее синфазная и дифференциальная моды будут называться чётной и нечётной.

Для расчета амплитуд проходящих и отраженных волн для каждой моды в каждом узле витка, сначала, в соответствии с подходом из п. 1.3.3, вводится матрица модальных напряжений падающей волны \mathbf{U}_m , элементы которой определяют амплитуды модальных напряжений четной и нечетной мод в начале линии

$$\mathbf{u}_m(t) = \begin{bmatrix} U_m^e(t) \\ U_m^o(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}(t), \quad (3.7)$$

где \mathbf{T}_V имеет такой же вид, как в (2.36), а вектор $\mathbf{v}(t)$ при возбуждении одного витка имеет вид

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} E(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

где $E(t)$ – форма э.д.с. источника.

Тогда амплитуды чётной и нечётной мод падающей волны на стыке источника и отрезка 1 определяются как

$$U_e = U_m^e \frac{Z_{e1}}{Z_{e1} + R_1} T_{Vc,1}, \quad U_o = U_m^o \frac{Z_{o1}}{Z_{o1} + R_1} T_{Vd,1}, \quad (3.9)$$

где $Z_{e,o1}$ – волновое сопротивление отрезка 1 для четной и нечетной мод витка.

Амплитуд проходящей (U_T) и отраженной (U_R) волн для четной и нечетной мод определяются выражениями

$$U_{Te,o} = U_{e,o} T_{e,o}, \quad U_{Re,o} = U_{e,o} \Gamma_{e,o}, \quad (3.10)$$

где $\Gamma_{e,o}$ и $T_{e,o}$ – коэффициенты передачи и отражения для четной и нечетной мод, которые для стыка источника и отрезка 1 вычисляются как

$$\Gamma_{Se} = \frac{R_1 - Z_{e1}}{R_1 + Z_{e1}}, \quad \Gamma_{So} = \frac{R_1 - Z_{o1}}{R_1 + Z_{o1}}, \quad T_{Se} = 1 + \Gamma_{Se}, \quad T_{So} = 1 + \Gamma_{So}, \quad (3.11)$$

отрезков 1 и 2 –

$$\Gamma_{e12} = -\Gamma_{e21} = \frac{Z_{e2} - Z_{e1}}{Z_{e2} + Z_{e1}}, \quad \Gamma_{o12} = -\Gamma_{o21} = \frac{Z_{o2} - Z_{o1}}{Z_{o2} + Z_{o1}}, \quad (3.12)$$

$$T_{e12} = 1 + \Gamma_{e12}, \quad T_{o12} = 1 + \Gamma_{o12}, \quad T_{e21} = 1 + \Gamma_{e21}, \quad T_{o21} = 1 + \Gamma_{o21}, \quad (3.13)$$

а отрезка 2 и нагрузки –

$$\Gamma_{Le} = \frac{R_2 - Z_{e2}}{R_2 + Z_{e2}}, \quad \Gamma_{Lo} = \frac{R_2 - Z_{o2}}{R_2 + Z_{o2}}, \quad T_{Le} = 1 + \Gamma_{Le}, \quad T_{Lo} = 1 + \Gamma_{Lo}, \quad (3.14)$$

где $Z_{e,o2}$ – волновое сопротивление отрезка 2 для четной и нечетной мод.

Как уже отмечалось выше, переключатель витка для чётной моды характеризуется КЗ, а для нечётной моды – ХХ. Поэтому выражения (3.14) после алгебраических преобразований (при $R_2 \rightarrow \infty$ для чётной и $R_2 \rightarrow 0$ для нечётной мод) примут вид

$$\Gamma_{Le} = 1, \quad \Gamma_{Lo} = -1, \quad T_{Le} = 2, \quad T_{Lo} = 0. \quad (3.15)$$

Для построения диаграмм координата-время вычислены матрицы **C** и **L** для отрезков 1 и 2

$$C_1 = \begin{bmatrix} 169,35 & -39,54 \\ -39,54 & 169,35 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, L_1 = \begin{bmatrix} 431,85 & 157,28 \\ 157,28 & 431,85 \end{bmatrix} \text{ нГ/м},$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 126,96 & -35,25 \\ -35,25 & 126,96 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, L_2 = \begin{bmatrix} 549,74 & 215,15 \\ 215,15 & 549,74 \end{bmatrix} \text{ нГ/м}.$$

На основе матриц **C** и **L** вычислены волновые сопротивления и погонные задержки четной и нечетной мод отрезков 1 ($Z_{e1}=67,36$ Ом, $Z_{o1}=36,25$ Ом, $\tau_{e1}=8,74$ нс/м, $\tau_{o1}=8,37$ нс/м) и 2 ($Z_{e2}=91,35$ Ом, $Z_{o2}=45,37$ Ом, $\tau_{e2}=7,57$ нс/м, $\tau_{o2}=7,36$ нс/м). Построенные на основе выражений (3.10)–(3.15) для чётной и нечётной мод диаграммы координата-время приведены на рисунке 3.5.

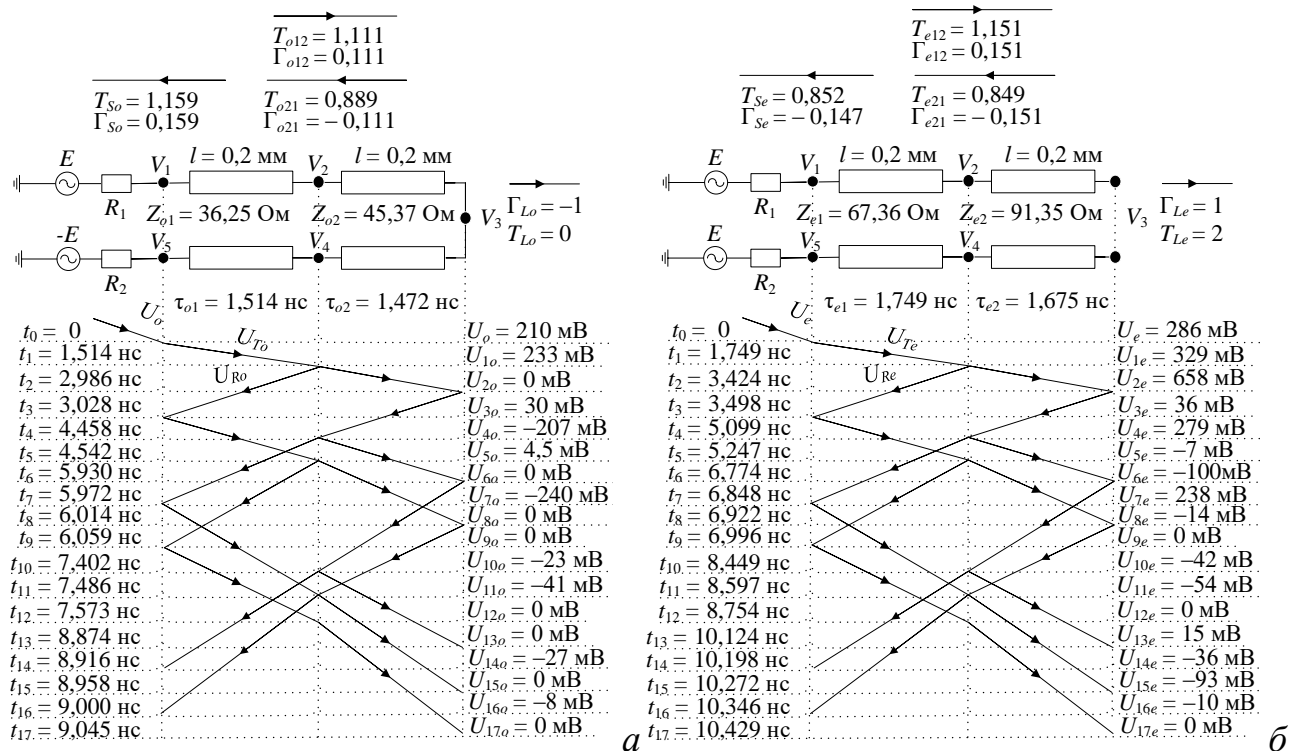


Рисунок 3.5 – Диаграммы координата-время для чётной (а) и нечётной (б) мод витка МЛ из двух отрезков

Из диаграммы на рисунке 3.5а видно, что первое проходящей от стыка отрезков возникает отражение с коэффициентом отражения $\Gamma_{e12}=0,151$, приходящее в узел V_1 в момент времени t_3 с амплитудой 0,036 В. При этом проходящий импульс приходит в узел V_3 с задержкой t_2 , а его амплитуда составляет 658 мВ из-за коэффициента $T_{Le}=2$ согласно (3.15). Второй отраженный импульс приходит в узел V_2 с задержкой t_4 и амплитудой 279 мВ, из-за коэффициента отражения $\Gamma_e=1$ от узла V_3 .

Аналогично можно оценить амплитуду импульсного сигнала в любом узле линии с учетом всех отражений вплоть до полного его затухания.

Из диаграммы на рисунке 3.5б видно, что от стыка отрезков возникает отражение с коэффициентом отражения $\Gamma_{o12} = -0,111$. Отраженный импульс приходит в узел V_1 с задержкой t_3 и амплитудой 30 мВ. Следующее отражение с коэффициентом $\Gamma_o = -1$, в соответствии с (3.15), возникает от перемычки между полувитками (в узле V_3). Импульс падающей волны полностью отражается от этого стыка и приходит в узел V_2 в момент времени t_4 с амплитудой 207 мВ. Последующие импульсы являются результатом переотражений от стыков. Необходимо отметить, что для нечётной моды, в соответствии с коэффициентом $T_o = 0$, как и для случая КЗ на рисунке 3.2а, в моменты времени $t_2, t_6, t_8, t_{13}, t_{15}$ и t_{17} амплитуда сигнала в узле V_3 равна нулю. Амплитуды импульсов 9 и 12 близки к нулю, поскольку они существенно затухают из-за отражений.

Для оценки корректности полученных диаграмм вычислены формы напряжения в узлах схемы из рисунка 2.7 для чётной и нечётной мод (рисунок 3.6). Для наглядности и возможности сравнения с диаграммами из рисунка 3.5 формы напряжения во всех узлах схемы сведены на один график. Из рисунка 3.6 видно, что амплитуды всех импульсов чётной и нечётной мод полностью совпадают с амплитудами на диаграммах из рисунка 3.5, вычисленных по (3.10).

На рисунке 3.6а для чётной моды наблюдаются 15 импульсов. Первые три импульса являются основными. Так, первый с амплитудой $U_e = 286$ мВ является падающей волны, второй с амплитудой $U_{1e} = 329$ мВ – отраженной от стыка отрезков (узел V_2), а третий с амплитудой $U_{2e} = 658$ мВ отраженной от стыка отрезка 2 и нагрузки (узел V_3). Кроме основных, на графике наблюдаются разнополярные импульсы, вызванные отражениями.

На рисунке 3.6б для нечётной моды наблюдаются 10 импульсов. Только первые два импульса являются основными, поскольку $T_{Lo} = 0$. Первый является импульсом падающей волны и имеет амплитуду $U_o = 210$ мВ, а второй –

импульсом проходящей волны, пришедшим в узел V_2 с амплитудой $U_{1o}=233$ мВ. Все последующие разнополярные импульсы являются результатом отражений. Также отметим, что на рисунке 3.6б в моменты времени t_2, t_6, t_8, t_{13} и t_{15} амплитуда сигнала в узле V_3 равна нулю, что согласуется с диаграммой на рисунке 3.5б. Амплитуды импульсов 9 и 12 на рисунке 3.5 близки к нулю из-за затухания в результате отражений и поэтому не видны на графике.

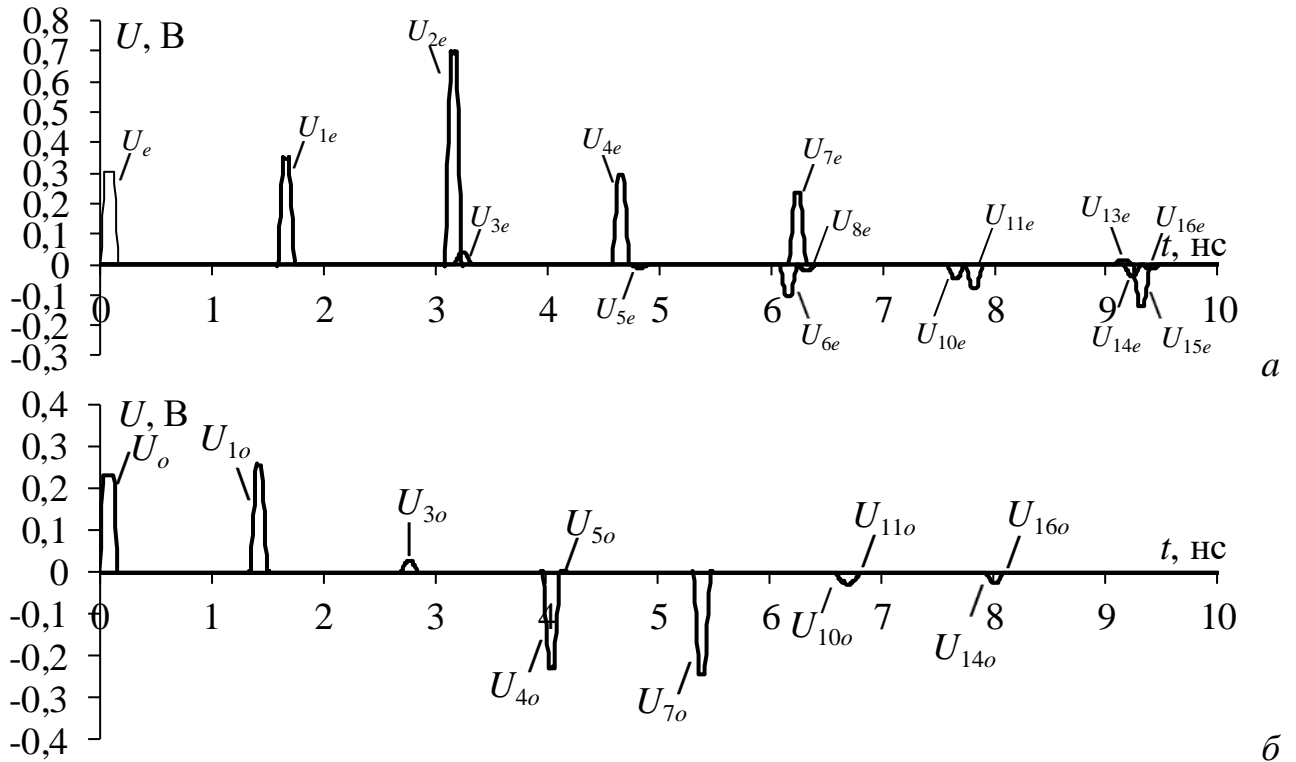


Рисунок 3.6 – Формы напряжения импульсного сигнала в узлах схемы из рисунка 2.7 для четной (а) и нечетной (б) мод в витке МЛ из двух отрезков

Таким образом, выполнен анализ распространения импульсного сигнала в витке МЛ из двух отрезков с помощью диаграмм координата-время для четной и нечетной мод витка. Для сравнения также выполнено моделирование формы напряжения в узлах витка МЛ для каждой моды. Получено полное совпадение амплитуд и времен прихода импульсов, полученных разными способами, что подтверждает корректность построенных диаграмм и выполненных с их помощью оценок.

3.2 Распространение помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением

Здесь выполнен анализ распространения типовых помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением [148]. Выполнено сравнение форм напряжения, полученных аналитически и численно в результате квазистатического и электродинамического моделирования.

3.2.1 Исходные данные

Для сравнения приняты три типовых воздействия, формы которых показаны на рисунке 3.7. Первая из них (рисунок 3.7а) представляет импульсный сигнал в виде трапеции общей длительностью 200 пс. Второе воздействие имеет форму затухающей синусоиды (рисунок 3.7б), которая в соответствии со стандартом MIL-STD-461F задается как [152]

$$U(t) = E \sin(2\pi ft) e^{-\beta t}, \quad (3.16)$$

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). Третье воздействие имеет форму синусоиды, которая модулированной гауссовым импульсом (рисунок 3.7в), которая в соответствии со стандартом IEC 61000-1-5–2017 задается как [153]

$$U(t) = E \cos[2\pi f(t - t_s)] e^{-\left(\frac{2(t-t_s)}{\alpha}\right)^2}, \quad (3.17)$$

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. Для простоты далее будем называть воздействие импульсным сигналом – воздействием 1, затухающей синусоидой – воздействием 2, а синусоидой, модулированной гауссовым импульсом – воздействием 3.

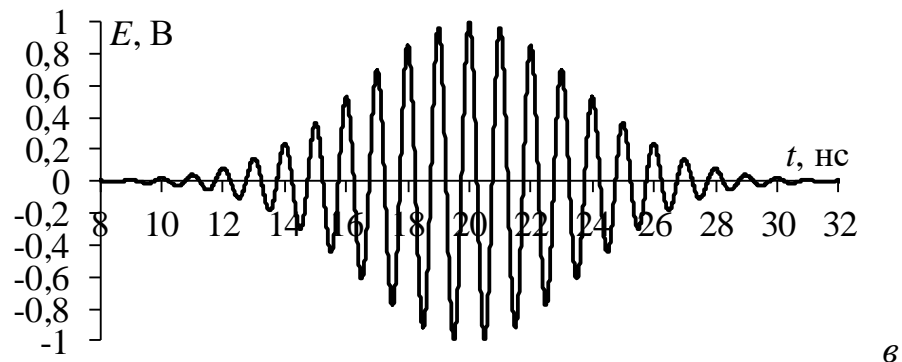
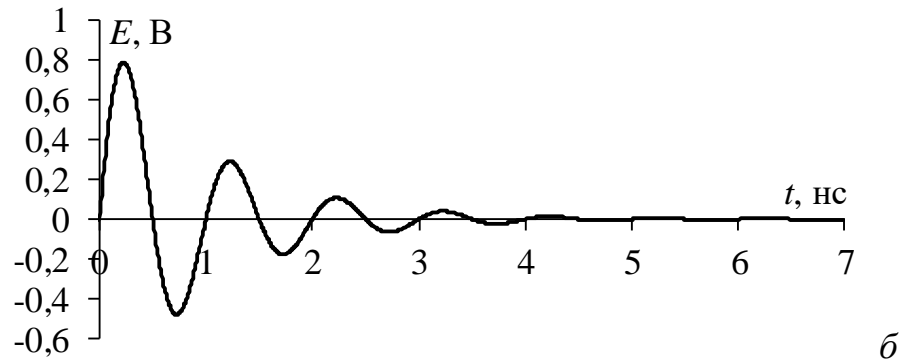
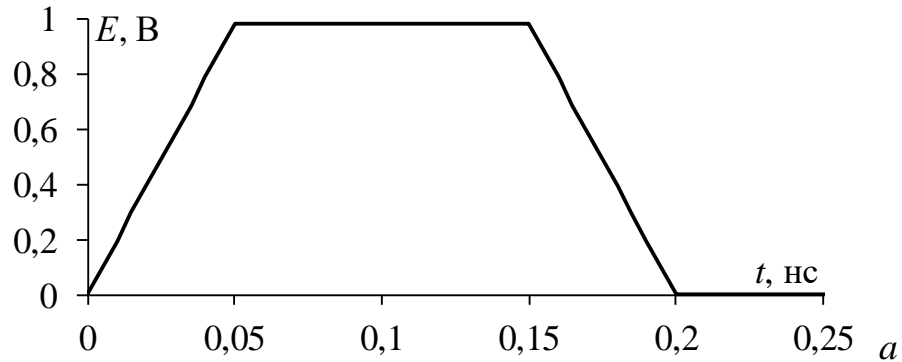


Рисунок 3.7 – Формы э.д.с. воздействий импульсным сигналом (а), затухающей синусоидой (б) [152] и синусоидой, модулированной гауссовым импульсом(в)

Для исследований выбраны асимметричный МФ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников (рисунок 2.9б) и виток МЛ с лицевой связью (рисунок 2.9в). Выполнена оптимизация параметров их поперечных сечений по критерию выполнения условия разложения импульсного сигнала в каждой из структур. Параметры поперечного сечения и длина МФ, обеспечивающие выполнение (1.2), при воздействии импульсным сигналом из рисунка 3.7а: $w_1=0,85$ мм, $w_2=1,7$ мм, $h=0,5$ мм, $t=35$ мкм, $s=0,2$ мм, $d=2,55$ мкм, $\epsilon_r=4,5$, $l=1$ м. Значения сопротивлений R_{S1} , R_{S2} , R_{L1} и R_{L2} (рисунок 2.1) 50 Ом.

Поскольку виток с лицевой связью имеет асимметричное поперечное сечение, из-за чего между импульсами есть и дополнительный импульс, то условие (1.6) нужно переписать в виде

$$t_r + t_d + t_f < l(\tau_{\max} - \tau_{\min}), \quad (3.18)$$

где τ_{\max} и τ_{\min} – погонные задержки «поздней» и «ранней» мод витка МЛ.

Параметры витка МЛ с лицевой связью, обеспечивающие выполнение условия (3.18) при том же воздействии: $w_1=1$ мм, $h=0,71$ мм, $t=35$ мкм, $s=0,1$ мм, $d=3000$ мкм, $\varepsilon_r=4,5$, $l=1$ м. Значения сопротивлений R_{S1} и R_{S2} также 50 Ом (рисунок 2.6).

Для демонстрации того, что совокупность выбранных параметров поперечных сечений и длин обеспечивают выполнение условий (1.2) в МФ и (3.18) в МЛ, с помощью МоМ вычислены матрицы **L** и **C** (таблица 3.1).

Таблица 3.1 – Вычисленные матрицы **L** и **C** МФ и МЛ

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

Из матриц **L** и **C** вычислены значения погонных задержек синфазной и дифференциальной мод МФ $\tau_c=6,42$ нс/м и $\tau_d=5,67$ нс/м и МЛ – $\tau_c=4,86$ нс/м, $\tau_d=6,06$ нс/м. Тогда левая часть (1.2) составляет 0,75 нс, а левая часть (3.18) – 2,4 нс, и при $t_\Sigma=200$ пс условия (1.2) и (3.18) выполняются.

3.2.2 Асимметричный модальный фильтр

Выполнено вычисление временного отклика МФ в узле V_4 схемы рисунка 2.1 на воздействия из рисунка 3.7 с помощью аналитической модели (2.14) и численного моделирования с помощью квазистатического (в системе TALGAT [141]) и электродинамического (в пакете EMPro [154]) подходов. При численном моделировании потери в проводниках и диэлектрике

не учитывались. Полученные разными подходами формы напряжений на выходе МФ при воздействии 1 показаны на рисунке 3.8.

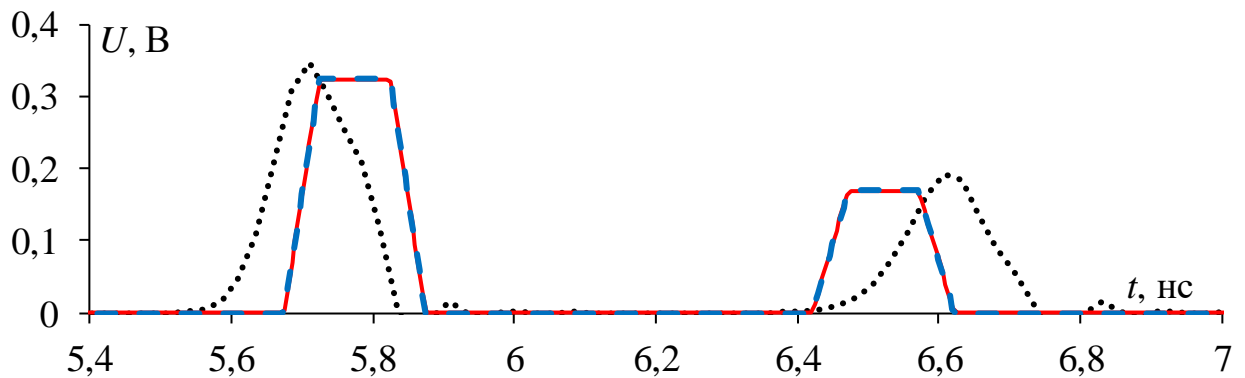


Рисунок 3.8 – Формы напряжения на выходе МФ при воздействии 1, полученные аналитически (— · — · —) и квазистатическим (—) и электродинамическим (····) подходами

Из сравнения откликов, представленных на рисунке 3.8, видно, что они хорошо согласуются качественно, поскольку состоят из двух импульсов разной амплитуды (из-за асимметрии поперечного сечения). Отметим совпадение откликов по форме и амплитуде импульсов, полученных аналитически и численно квазистатическим подходом, которое объяснимо тем, что моделирование выполнено без учёта потерь. Также из рисунка 3.8 видно, что результаты электродинамического вычисления отклика отличаются по форме, амплитуде и задержкам импульсов. Отличие форм импульсов может быть обусловлено учетом всех типов волн при электродинамическом моделировании, что приводит к характерному реальным линиям затягиванию фронта и спада импульсов. Отметим, что отличия по амплитудам и задержкам импульсов, полученных электродинамическим подходом и аналитически, не превышают 3,7% и 0,8% соответственно, что говорит о хорошей точности модели (2.14). Амплитуда сигнала на выходе определяется импульсом дифференциальной моды и составляет 0,321 В.

Затем вычислены отклики на воздействие 2 (рисунок 3.9). Видно, что из-за существенного увеличения длительности воздействия условие (1.6) при заданном наборе параметров не выполняется и воздействие не раскладывается на составляющие на выходе МФ. Из сравнения откликов видно, что наблюдается хорошее как качественное, так и количественное согласование,

поскольку длительность воздействия существенно увеличилась и модальные искажения слабо влияют на форму сигнала. Пиковое значение амплитуды составило 0,245 В, а максимальное отличие результатов его вычисления не превышает 1,6%. Однако оно возрастает для последующих полувольт и для второй положительной полувольты составляет уже 15,9%. Совокупность полученных результатов говорит о том, что модель (2.14) применима для вычисления отклика на воздействие затухающей синусоиды. При этом точность его вычисления может быть довольно высока.

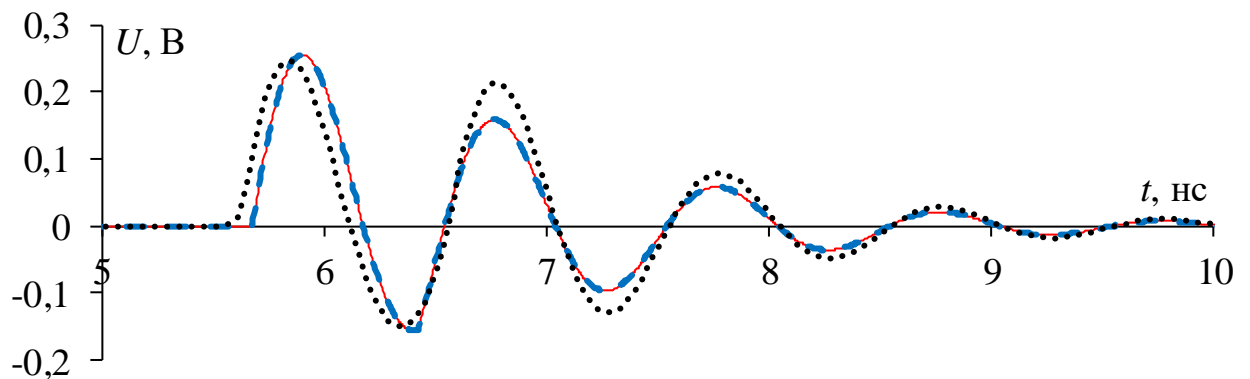


Рисунок 3.9 – Формы напряжения на выходе МФ при воздействии 2, полученные аналитически (—•—) и квазистатическим (—) и электродинамическим (•••) подходами

Наконец, разными подходами вычислены формы напряжения на выходе МФ при воздействии 3 (рисунок 3.10). Из-за его существенной длительности условие (1.6) не выполняется и воздействие на выходе МФ не раскладывается на составляющие. Из сравнения результатов видно, что отклики практически полностью совпадают по форме и задержкам полувольт (отклонение не более 0,2%), но наблюдается различие в значениях их пиковых амплитуд, которое достигает 9,2%. Хорошее совпадение откликов объяснимо тем, что высшие типы волн в исследуемом МФ начинают проявляться после частоты $f=14,4$ ГГц, которая существенно выше частоты воздействия ($f=1$ ГГц). Поэтому в нем распространяется преимущественно квази-Т волна, а волны высших типов отсутствуют или их энергия пренебрежимо мала. Поэтому результаты полноволнового анализа сходятся с результатами, полученными на основе модели. Значение пиковой амплитуды сигнала составило 0,362 В.

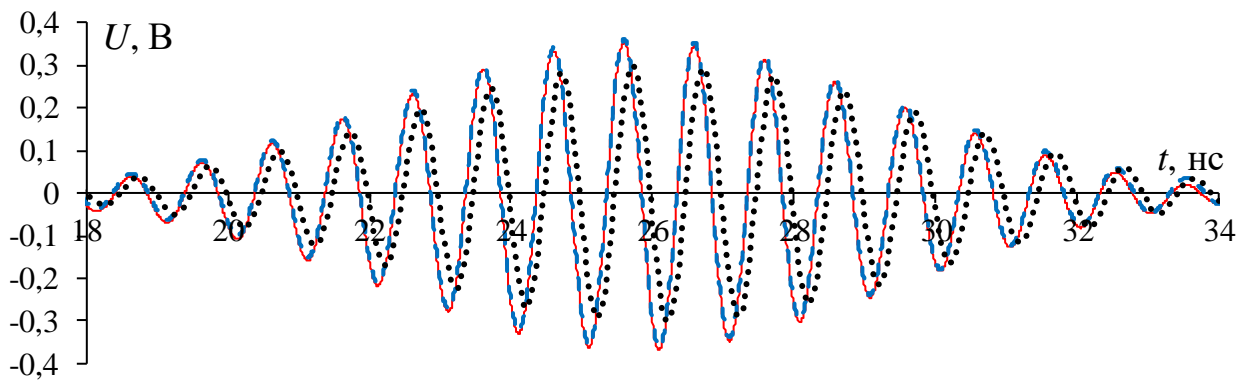


Рисунок 3.10 – Формы напряжения на выходе МФ при воздействии 3, полученные аналитически (—•—•—) и квазистатическим (—) и электродинамическим (•••) подходами

Дополнительно для всех воздействий вычислены их ослабления (относительно половины э.д.с.), полученные каждым способом (таблица 3.2), которые также подтверждают приемлемость аналитической модели. Наиболее существенное отличие результатов получено для воздействия 3: до 19% по сравнению с электродинамическим подходом.

Таблица 3.2 – Ослабления амплитуды воздействий на выходе МФ

Способ вычисления	Воздействие 1	Воздействие 2	Воздействие 3
Электродинамический	1,47	1,58	1,7
Квазистатический	1,56	1,57	1,38
Аналитический	1,56	1,57	1,38

3.2.3 Асимметричный виток меандровой линии

Вычислены временные отклики витка МЛ в узле V_3 схемы рисунка 2.6 на воздействия 1–3 с помощью модели (2.35) и численного моделирования квазистатическим и электродинамическим подходами.

На рисунке 3.11 показаны формы напряжения на выходе витка на воздействие 1. Они хорошо согласуются качественно, поскольку каждая из них представлена четырьмя основными импульсами: перекрестной помехи, четной и нечетной мод и дополнительного. Как и для МФ, наблюдается полное совпадение откликов, полученных аналитически и квазистатическим подходом. Количественное отличие результатов электродинамического моделирования может быть существенным как по амплитуде, так и по задержкам импульсов, причем отличие задержек растет 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 на основе модели (2.35) и электродинамическим подходом, 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). Амплитуда выходного сигнала определяется дифференциальной модой и составляет 0,206 В. Несмотря на различия, совокупность полученных результатов подтверждает применимость модели (2.35) для предварительного расчёта отклика на ранних этапах синтеза устройств на основе МЛ при импульсном воздействии.

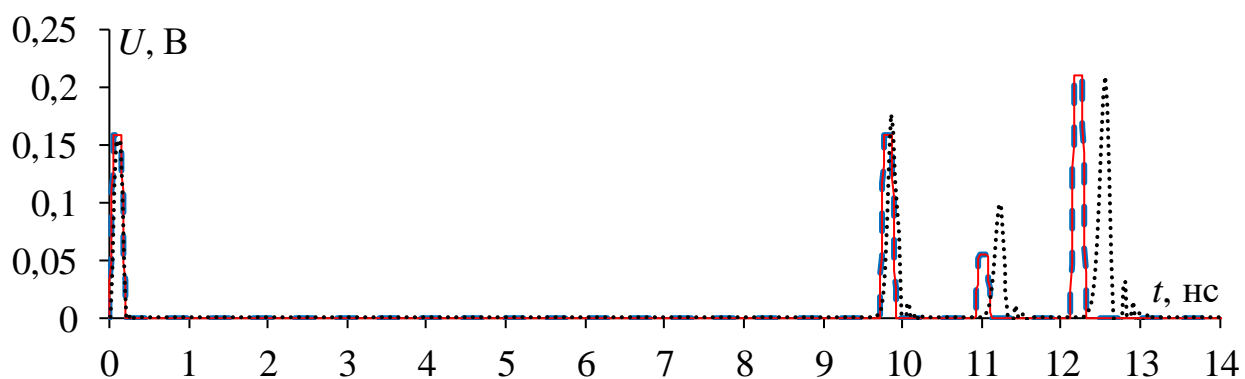


Рисунок 3.11 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии 1, полученные аналитически (—•—•—) и квазистатистическим (—) и электродинамическим (····) подходами

Затем вычислены формы напряжения на выходе МЛ на воздействие 2 (рисунок 3.12). Из их сравнения видно, что они согласуются. Как и ранее, первая составляющая отклика (по существу, перекрестная помеха) не подвержена искажениям (все три кривые, полученные разными способами, наложены друг на друга). Искажения форм составляющих мод возрастают по мере их прихода на выход. Из-за периодического характера и длительности воздействия условие (3.18) не выполняется и воздействие только частично раскладывается на составляющие, причем дополнительная составляющая не проявляется в явном виде, что вызвано наложением форм нескольких составляющих друг на друга. Также видно, что отклики, полученные на основе модели (2.35) и квазистатистическим подходом, совпадают. Максимальные отличия

аналитических результатов от электродинамического моделирования составили 10 и 1,5% по амплитуде и задержке соответственно. Наибольшая из амплитуд отклика, вычисленного разными способами, составила 0,164 В.

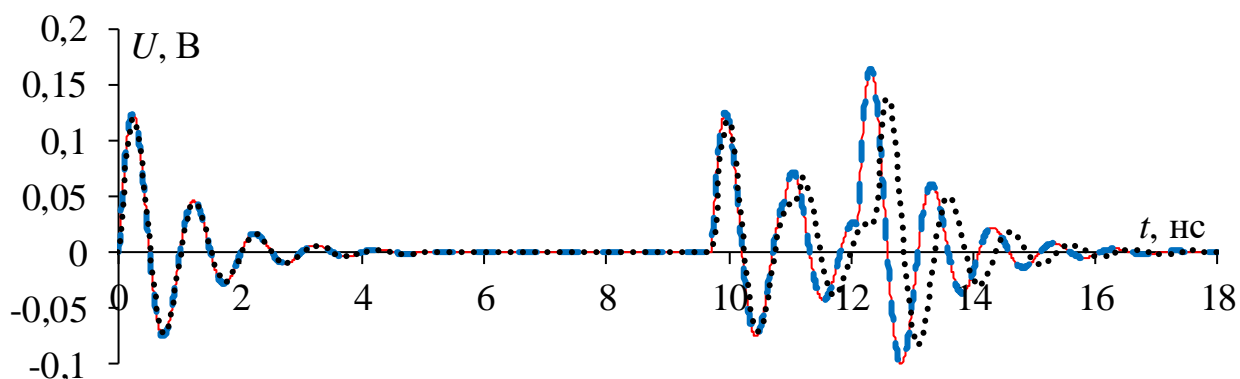


Рисунок 3.12 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии 2, полученные аналитически (—•—•—) и квазистатическим (—) и электродинамическим (•••) подходами

Наконец, вычислены формы напряжения на воздействие 3 (рисунок 3.13). 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, полученных численно, вызвано различием использованных численных методов. Отличие результатов, полученных по аналитической модели, объяснимо тем, что она не учитывает распространение дифференциальной составляющей, отраженной от конца витка, которая накладывается на синфазную на его выходе. Амплитуда выходного сигнала при электродинамическом моделировании на воздействие 3 составила 0,275 В.

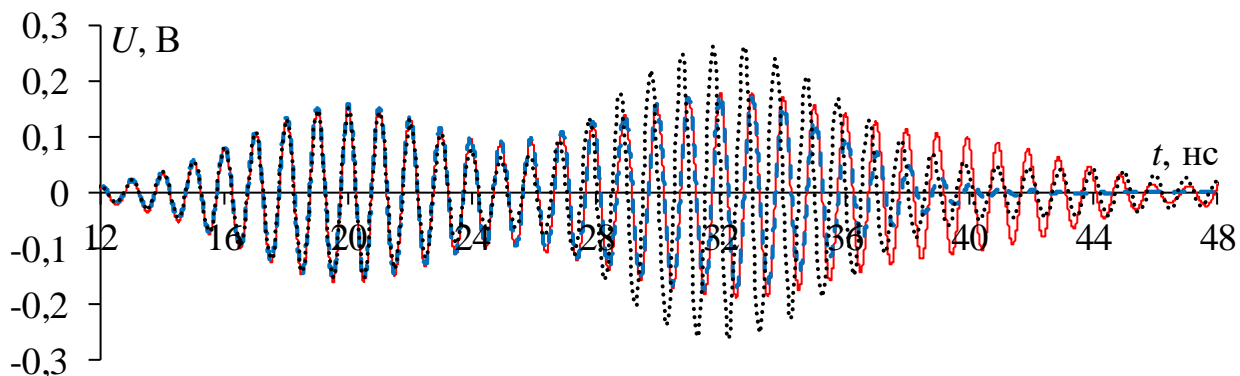


Рисунок 3.13 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии 3, полученные аналитически (—•—•—) и квазистатическим (—) и электродинамическим (•••) подходами

Дополнительно получены и сведены в таблицу 3.3 ослабления амплитуд воздействий на выходе витка МЛ (относительно половины э.д.с.). Видно, что результаты при воздействиях 1 и 2 хорошо согласуются количественно, но существенно отличаются для воздействия 3. Это связано с тем, что модель не учитывает приход отраженных составляющих на выход витка МЛ.

Таблица 3.3 – Ослабления амплитуды воздействий на выходе витка МЛ

Способ вычисления	Воздействие 1	Воздействие 2	Воздействие 3
Электродинамический	2,24	2,79	2,12
Квазистатический	2,4	2,67	1,74
Аналитический	2,4	2,67	3,1

Таким образом, оценена возможность применения аналитических моделей для вычисления временного отклика на выходе полосковых устройств с модальным разложением на типовые формы помеховых воздействий: импульсный сигнал, затухающую синусоиду и синусоиду, модулированную гауссовым импульсом. Совокупность полученных результатов подтверждает возможность применения аналитических моделей для предварительного вычисления формы напряжения на выходе МФ и витка МЛ с асимметричным поперечным сечением.

3.3 Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

Здесь представлена методика синтеза полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением [149]. В основе синтеза лежит комплекс аналитических и численных методов для анализа во временной области и оптимизации.

В основе устройств защиты от импульсных СШП помех лежит явление модального разложения на составляющие. Как отмечалось ранее, в витке МЛ модальное разложение возможно при выполнении условия (3.18). Рассмотрен виток МЛ с боковой связью на основе МПЛ с разной шириной сигнальных

проводников (рисунок 2.9б), схема соединений которого показана на рисунке 2.6. Ранее (п. 2.1.3) также отмечалось, что на выходе такого витка (в узле V_3), кроме основных синфазной и дифференциальной мод, наблюдается импульс перекрестной помехи, который проявляется вместе с началом распространения основного сигнала, а также может быть дополнительный импульс, задержка которого определяется полусуммой задержек мод.

Минимизация амплитуды сигнала на выходе симметричного витка МЛ обеспечивается выравниванием амплитуд составляющих мод. Оно достигается минимизацией отражений сигнала на концах витка за счёт его согласования с трактом. Для этого значения сопротивлений R_{S1} и R_{S2} приравнивают к среднему геометрическому волновых сопротивлений чётной (Z_e) и нечётной (Z_o) мод:

$$R_{S1} = R_{S2} = (Z_e Z_o)^{0,5}. \quad (3.19)$$

Условие (3.19) можно использовать и для грубой оптимизации витка МЛ с асимметричным поперечным сечением по критерию согласования, заменив индексы «e» и «o» на индексы «c» и «d» для синфазной и дифференциальной мод. При выборе параметров витка, обеспечивающих условия (3.18) и (3.19), и импульсном воздействии, на его выходе наблюдаются 4 импульса меньшей амплитуды, а ослабление в витке определяется амплитудами основных составляющих и зависит от связи между его сигнальными проводниками.

При макетировании устройств защиты на основе витка МЛ даже при относительно небольшой длительности воздействия, длина витка оказывается велика. Это не позволяет поместить устройство с исходной конфигурацией на плате. Тогда исходный виток можно свернуть в меандр со слабой связью между полувитками, как это сделано, например, в [155]. Поперечное сечение такого меандра показано на рисунке 3.14 (где связь регулируется выбором s_2).

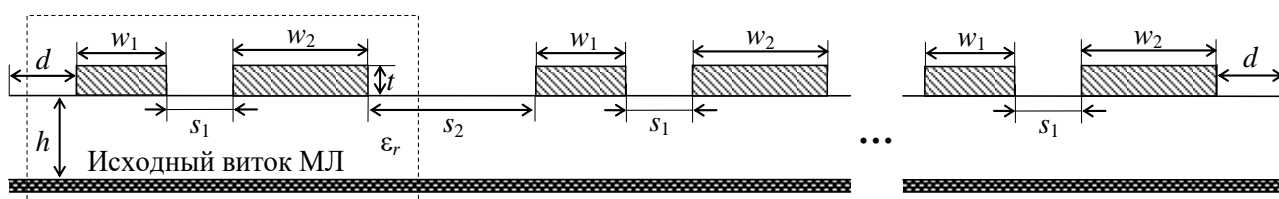


Рисунок 3.14 – Поперечное сечение витка МЛ на основе МПП с разной шириной проводников, свернутого в меандр

На основе подходов к анализу, описанных в п. 1.3 [156], сформулирована методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от СШП помех на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением. Она состоит из следующих шагов (без учёта параметров полезного сигнала).

1. Задание параметров подложки и окончаний R_{S1} и R_{S2} , формы воздействия $E(t)$ и свободной площади S на печатной плате.

2. Параметрическая оптимизация поперечного сечения витка МЛ по критериям выполнения (3.18) и (3.19).

3. Параметрическая оптимизация по критерию минимальной амплитуды напряжения на выходе витка (норма N_1) с помощью аналитической модели (2.35) для вычисления временного отклика.

4. Структурная оптимизация витка МЛ, свернутого в меандр со слабой связью, по критерию его размещения на заданной площади S .

5. Численное моделирование формы напряжения на выходе оптимального устройства с учётом влияния потерь в проводниках и диэлектрике с помощью квазистатического и/или электродинамического подхода.

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

Выполнена апробация предложенной выше методики синтеза полосковых устройств защиты. В качестве основы печатной платы выбран материал Arlon AD1000 с толщиной 0,508 мм (толщина фольги $t=18$ мкм) и $\varepsilon_r=10,2\pm 0,35$ и $\tan\delta=0,0023$ на частоте 10 ГГц. Воздействие – импульс в виде трапеции с длительностью фронта, плоской вершины и спада по 300 пс ($t_\Sigma=900$ пс). Сопротивление измерительного тракта 50 Ом ($R_S=R_{S1}=R_{S2}$). Площадь размещения устройства на печатной плате $S=80\times 80$ мм².

Выполнена параметрическая оптимизация поперечного сечения витка МЛ (рисунок 2.9б) по критерию выполнения условий (3.18) и (3.19). Варьируемыми параметрами являлись ширины сигнальных проводников (w_1 и w_2), расстояние между ними (s) и длина витка l . При оптимизации учтены технологические возможности предприятий изготовителей печатных плат [157]. В результате

получены и для наглядности сведены в таблицу 3.4 два набора параметров (далее наборы 1 и 2), обеспечивающих выполнение условий (3.18) и (3.19). Отметим, что набор 2 выбран для демонстрации влияния асимметрии поперечного сечения на изменение амплитуды дополнительного импульса и общего ослабления входного сигнала. Кроме того, в таблицу 3.4 сведены вычисленные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} , а также $(Z_c Z_d)^{0,5}$. Видно, что отклонение $(Z_c Z_d)^{0,5}$ от сопротивления $R_S=50$ Ом составило около 5% для обоих наборов.

Таблица 3.4 – Оптимальные наборы параметров витка

№ набора	w_1 , мм	w_2 , мм	s , мм	l , мм	\mathbf{L} , нГн/м	\mathbf{C} , пФ/м	$(Z_c Z_d)^{0,5}$, Ом
1	0,5	1	0,6	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	0,5	3	0,6	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 выполнено вычисление временного отклика с помощью модели (2.35). Для подтверждения её применимости, на этапе предварительного расчёта формы напряжения на выходе устройств выполнено численное моделирование разными подходами. Формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные аналитически и численно, показаны на рисунке 3.15. Квазистатическое моделирование является двумерным и поэтому не позволяет учитывать влияние перемычки между проводниками в конце витка, а электродинамическое моделирование трехмерное и позволяет учесть её. Для квазистатического моделирования выбраны системы TALGAT [141] и Advanced Design System (ADS) [158], а для электродинамического – EMPro [154].

Из рисунка 3.15 видно, что все полученные формы напряжения для наборов 1 и 2 качественно согласуются, поскольку отклик витка состоит из 4 импульсов разложения, но наблюдаются количественные отличия амплитуд и задержек импульсов. Наиболее существенные отличия выявлены от формы напряжения, полученной с помощью электродинамического подхода. Для количественного сравнения в таблицу 3.5 сведены вычисленные амплитуды и задержки (по уровню половины амплитуды) каждого из основных импульсов.

Также из сравнения форм напряжения, полученных для наборов 1 и 2, видно, что увеличение асимметрии привело к росту амплитуды дополнительного импульса (в 4,6 раза) и уменьшению амплитуд импульсов мод, что привело к росту ослабления в 1,5 раза (по результатам электродинамического анализа).

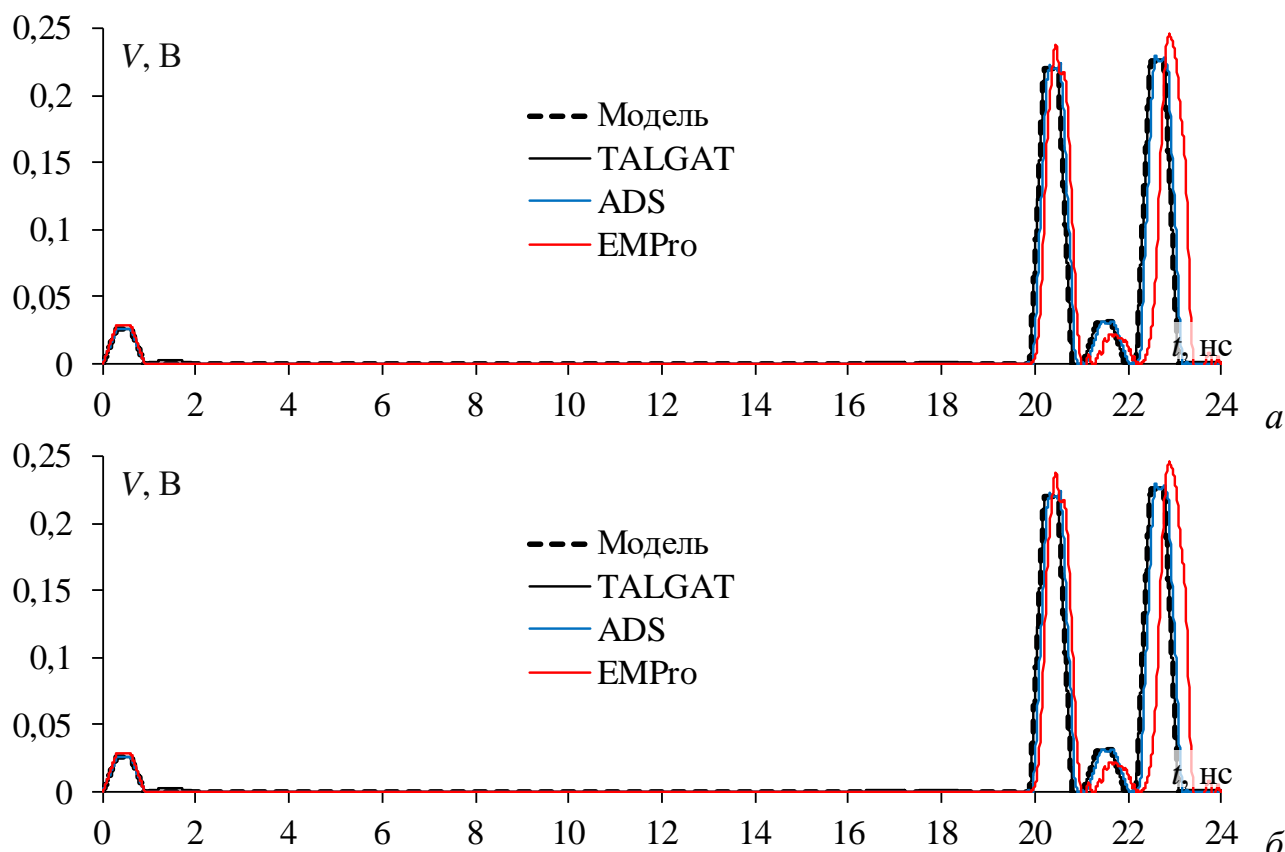


Рисунок 3.15 – Формы напряжения на выходе витка, вычисленные разными подходами, для наборов 1 (а) и 2 (б)

Таблица 3.5 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для наборов 1 и 2, полученные разными способами

Параметр	Набор 1				Набор 2			
	Модель	TALGAT	ADS	EMPro	Модель	TALGAT	ADS	EMPro
U_1	26	26	26	31	17	17	17	18
t_1	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
U_2	220	220	224	236	118	118	121	134
t_2	20,05	20,05	20,13	20,25	12,7	12,7	12,75	12,82
U_3	32	32	31	21	108	108	106	96
t_3	21,19	21,19	21,27	21,46	13,66	13,67	13,7	13,79
U_4	226	226	230	244	128	128	131	146
t_4	22,36	22,36	22,45	22,79	14,63	14,63	14,63	14,76

Из таблицы 3.5 видно, что результаты, полученные аналитически по модели (2.35) и в TALGAT, полностью совпадают для наборов 1 и 2. Также видно хорошее совпадение результатов квазистатического моделирования в

разных программных продуктах. Отличия задержек и амплитуд импульсов для набора 1 не превышает 0,5% и 2% соответственно. Для набора 2 выявлено полное совпадение задержек импульсов, а различие их амплитуд не превышает 2,5%. Также отметим, что отличие задержек для наборов 1 и 2, полученных при электродинамическом моделировании и аналитически, не превышает 1,4%. Однако отличие амплитуд импульсов, полученных теми же подходами, существенно и может достигать 52% для набора 1 и 12,5% для набора 2 и наблюдается для дополнительного импульса. Ослабление сигнала на выходе определяется импульсами мод, а их отклонение не превышает 5,7 и 12,3% для наборов 1 и 2 соответственно. Это подтверждает возможность оценки ослабления с помощью аналитической модели (2.35) с приемлемой точностью.

Выполнена структурная оптимизация витка по критерию размещения на площади $S=80\times 80$ мм² печатной платы. Поскольку для будущих исследований запланировано изготовление макетов, то при оптимизации учтены отводы, которые нужны для включения витка МЛ в измерительный тракт. В результате оптимизации исходный виток для набора 1 свернут в меандр из 17 неосновных полувитков, а для набора 2 – из 11 (рисунок 3.16). Отметим, что поперечное сечение таких устройств соответствует рисунку 3.14. После оптимизации расстояние s_2 и длина неосновного витка l_i составили 2 и 71,12 мм для набора 1 и 2,3 и 68,14 мм для набора 2.

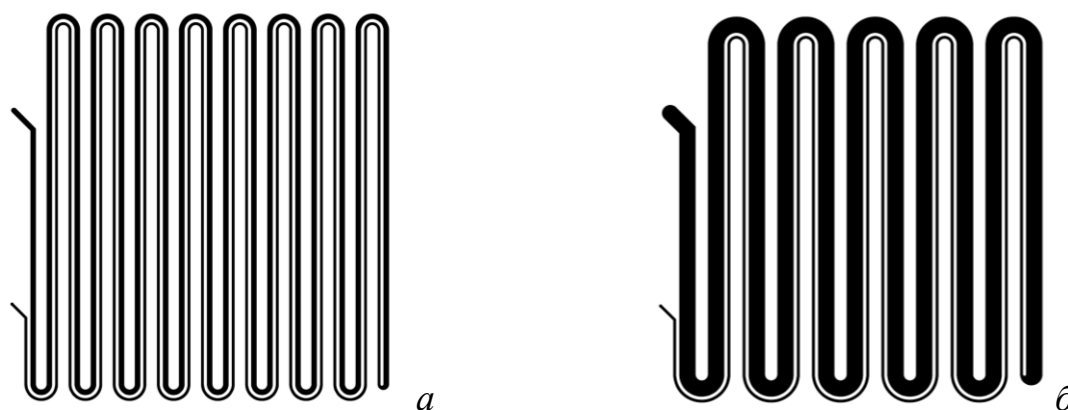


Рисунок 3.16 – Вид сверху витка МЛ для наборов параметров 1 (а) и 2 (б) после структурной оптимизации

Выполнено численное моделирование формы напряжения на выходе витка МЛ после структурной оптимизации разными способами, но уже с

учётом потерь в проводниках и диэлектрике. Поскольку ранее выявлено хорошее совпадение результатов квазистатического моделирования, полученных в разных программных продуктах, использованы только системы TALGAT и EMpro. Полученные формы напряжения для набора 1 с $N=17$ и набора 2 с $N=11$ показаны на рисунке 3.17 (N здесь обозначает количество неосновных витков). Поскольку при электродинамическом моделировании устройств учитываются отводы для включения устройства в измерительный тракт, то при квазистатическом моделировании отводы учтены в виде задержек воздействия, которые составили 357,4 и 384,7 пс (вычислены для одиночной линии передачи) для наборов 1 и 2 соответственно.

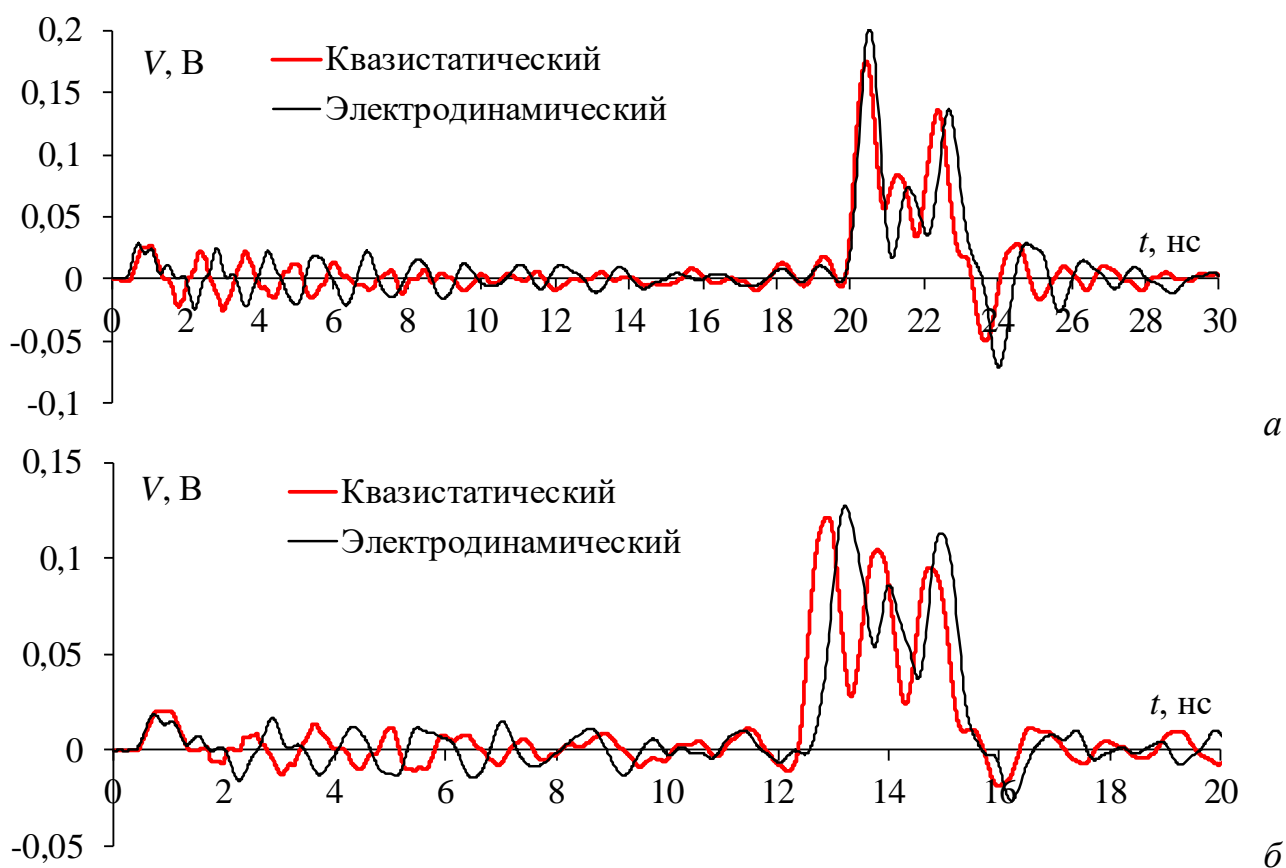


Рисунок 3.17 – Формы напряжения на выходе свернутого витка МЛ, вычисленные разными подходами, для наборов 1 (а) и 2 (б)

Из полученных результатов видно, что учёт влияния потерь приводит к сглаживанию форм импульсов из-за затягивания их фронтов и спадов, которое характерно реальным межсоединениям печатных плат. Кроме того, видно, что между импульсами 1 и 2 наблюдаются искажения, вызванные отражениями сигнала от неоднородностей в виде скруглений на конце каждого неосновного

полувитка. Необходимо отметить, что результаты моделирования разными подходами согласуются, однако для набора 1 это согласование лучше как по амплитуде, так и по задержке импульсов, а для набора 2 более существенные различия, вероятнее всего, обусловлены влиянием отражений от концов полувитков. Для количественного сравнения результатов, в таблицу 3.6 сведены вычисленные амплитуды и задержки импульсов.

Таблица 3.6 – 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	28	0,52	202	20,22	73	21,29	136	22,33
2	Квазистатический	20	0,6	122	12,56	104	13,48	95	14,46
	Электродинамический	18	0,55	127	12,93	86	13,74	113	12,88

Из таблицы 4 видно, что для наборов 1 и 2 различие задержек не превышает 2 и 12%, а амплитуд – 7 и 21% соответственно. Столь существенные различия амплитуд для набора 2 наблюдаются для импульсов 3 и 4. Между тем можно говорить о приемлемой согласованности результатов квазистатического и электродинамического подходов. Это также подтверждает применимость модели (2.35) для аналитического вычисления формы напряжения на этапе предварительного анализа.

Также оценены характеристики воздействия до и после его разложения в витке с помощью N -норм [133]. Результаты их расчёта сведены в таблицу 3.7. Для сравнения в таблицу 3.7 также сведены N -нормы, вычисленные для формы напряжения, полученной аналитически для исходного витка, не свернутого в меандр. На основе таблицы 3.7 можно сделать следующие основные выводы. Норма N_1 показывает ослабление амплитуды воздействия относительно половины его э.д.с. (на нагрузке 50 Ом). Наибольшее уменьшение нормы N_1 получено для набора 2 из-за более высокой амплитуды дополнительного импульса. Существенное уменьшение нормы N_2 по результатам моделирования вызвано уменьшением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь на сглаживание импульса. Из сравнения значений 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 из-за наложения форм импульсов друг на друга. Из-за наложения импульсов не наблюдается существенного уменьшения N_5 .

Таблица 3.7 – Вычисленные 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	Аналитическая модель (виток)	0,23	0,75	3,03	3,03	7,12
	Квазистатический	0,19	0,53	3,82	5,4	5,97
	Электродинамический	0,2	0,47	3,04	5,22	6,02
2	Аналитическая модель (виток)	0,13	0,43	2,23	2,23	4,61
	Квазистатический	0,13	0,37	2,25	3,23	4,27
	Электродинамический	0,13	0,33	2,6	3,99	4,57

Из таблицы 3.7 также видно, что все нормы, вычисленные для форм напряжения, полученных разными подходами, согласуются, однако для аналитических результатов их значения выше, чем для результатов моделирования. Из этого следует, что аналитическое вычисление N -норм позволяет оценить верхнюю границу характеристик воздействия после прохождения устройств защиты. Это подтверждает применимость аналитического вычисления формы напряжения на этапе предварительного анализа, а также для получения предварительных оценок характеристик воздействия после прохождения устройства, поскольку в реальных межсоединениях, из-за влияния потерь, дисперсии и отражений от неоднородностей, эти характеристики будут ниже.

Таким образом, совокупность полученных результатов доказывает применимость аналитического вычисления формы напряжения на выходе пассивных полосковых устройств защиты на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением на этапе предварительного анализа, а также для грубых предварительных оценок характеристик воздействия после прохождения устройства. В результате выявлено существенное влияние асимметрии на ослабление амплитуды импульсного воздействия.

3.4 Экспериментальные исследования макетов полосковых устройств с модальным разложением

Здесь представлены результаты экспериментальных исследований макетов устройств с модальным разложением и сравнения временных откликов макетов, полученных разными способами, а также оценок N -норм. Рассмотрены асимметричный МФ с лицевой связью [150], МФ на основе МПЛ с двумя пассивными заземленными проводниками [151], а также асимметричный виток МЛ с боковой связью.

3.4.1 Асимметричный модальный фильтр с лицевой связью

Для анализа выбран асимметричный МФ с лицевой связью (рисунок 2.9в). Параметры его поперечного сечения [159]: $w=5,5$ мм, $s=2$ мм, $t=105$ мкм, $h=0,79$ мкм, $\epsilon_r=5$. Такой набор параметров обеспечивает выполнение условия (2.61). Длина МФ составила $l=0,276$ м. Вычислены его матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C}

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 570,551 & 500,879 \\ 500,879 & 576,082 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 347,075 & -330,706 \\ -330,706 & 346,762 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}.$$

Сначала выполнено предварительное моделирование для сравнения временных откликов, полученных с помощью модели (2.14) и в результате моделирования разными методами. Воздействие – импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и длительностями плоской вершины, фронта и спада импульса по 50 пс. Помимо случая подключения резисторов 50 Ом к концам пассивного проводника МФ, он также включался в режиме КЗ-ХХ, поскольку в таком режиме можно добиться большего ослабления воздействия, как это показано в [160]. Моделирование выполнено без учета потерь. На рисунке 3.18 показаны формы напряжения при $R_{S2}=R_{L2}=50$ Ом и $R_{S2}=1$ Ом (для имитации КЗ), $R_{L2}=1$ МОм (для имитации ХХ), вычисленные по аналитической модели (2.14) и численно квазистатическим и электродинамическим подходами.

Как видно из рисунка 3.18 результаты, полученные разными способами, согласуются качественно (в конце МФ наблюдаются 2 импульса синфазной и дифференциальной мод МФ), а отличие полученных при электродинамическом

моделировании форм напряжения вызвано учетом высших типов волн. Существенные количественные отличия наблюдаются для результатов, полученных при электродинамическом подходе, что также можно объяснить учетом потерь (в том числе на излучение) по характерному затягиванию фронта и спада импульсов. Также отметим, что для случая КЗ-ХХ на пассивном проводнике амплитуда импульса 2, полученная квазистатическим подходом, выше, чем амплитуда по (2.14), а импульса 2 – наоборот.

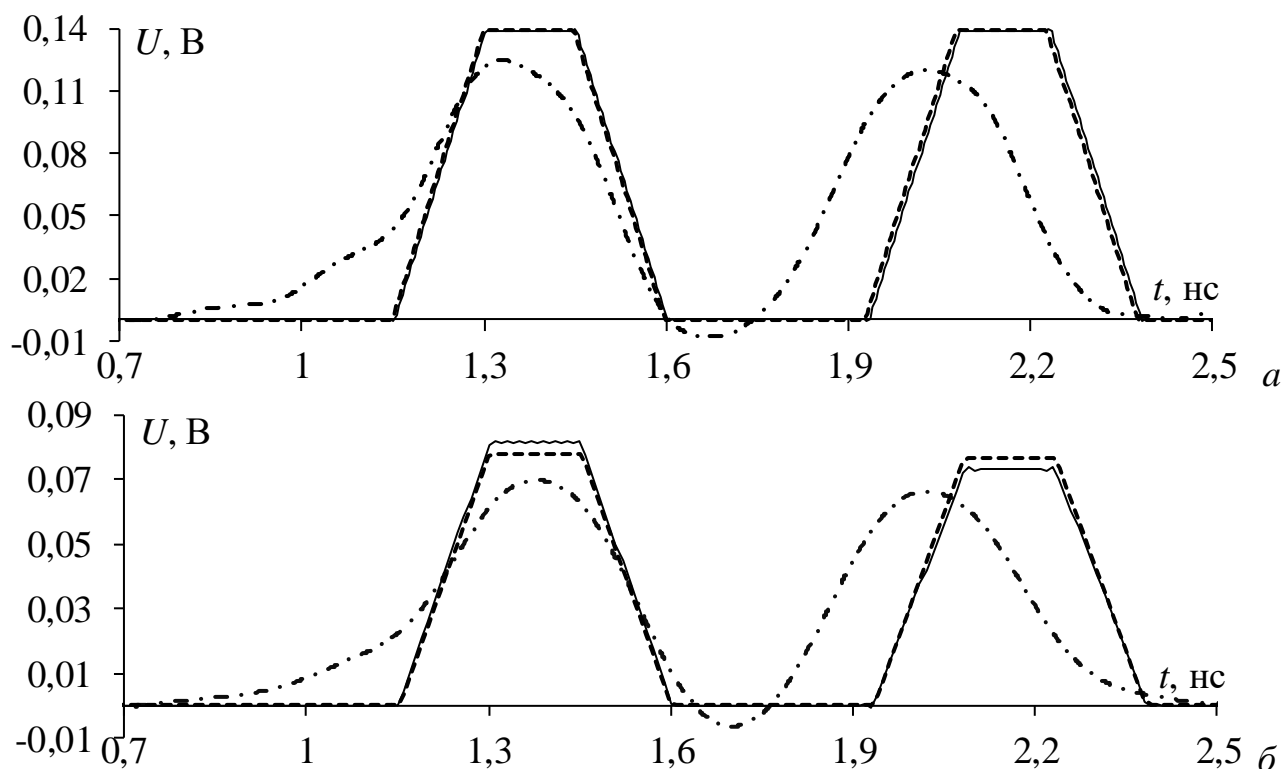


Рисунок 3.18 – Формы напряжения в конце МФ с лицевой связью, вычисленные аналитически (---) и квазистатическим (—) и электродинамическим (— · —) подходами, при $R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом (а) и $R_{S2} = \text{КЗ}$, $R_{L2} = \text{ХХ}$ (б)

Для удобства сравнения в таблицу 3.8 сведены значения амплитуд и задержек импульсов разложения (по уровню половины от амплитуды), полученные разными способами. В таблице также приведены отклонения результатов для разных методов, вычисленные как

$$\chi = \left| \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \right| \cdot 100\%, \quad (3.20)$$

где x_1, x_2 – сравниваемые значения 1 и 2.

Таблица 3.8 – Амплитуды (U), задержки импульсов (t) на выходе МФ с лицевой связью и их отклонения, полученные разными способами

Способ вычисления	$U_1, В$	$U_2, В$	$t_1, нс$	$t_2, нс$
$R_{S2} = R_{L2} = 50 \text{ Ом}$				
Электродинамический (1)	0,122	0,119	0,77	1,75
Квазистатический (2)	0,139	0,139	1,41	1,93
Аналитический (3)	0,139	0,139	1,41	1,93
$\chi, \%$	(1) и (2) – 6,5	(1) и (2) – 8	(1) и (2) – 29	(1) и (2) – 4,9
	(1) и (3) – 6,5	(1) и (3) – 8	(1) и (3) – 29	(1) и (3) – 4,9
	(2) и (3) – 0	(2) и (3) – 0	(2) и (3) – 0	(2) и (3) – 0
$R_{S2} = КЗ, R_{L2} = ХХ$				
Электродинамический (1)	0,069	0,065	0,77	1,78
Квазистатический (2)	0,081	0,073	1,15	1,93
Аналитический (3)	0,078	0,076	1,15	1,93
$\chi, \%$	(1) и (2) – 8	(1) и (2) – 5,8	(1) и (2) – 20	(1) и (2) – 4
	(1) и (3) – 6	(1) и (3) – 7,8	(1) и (3) – 20	(1) и (3) – 4
	(2) и (3) – 1,8	(2) и (3) – 2	(2) и (3) – 0	(2) и (3) – 0

Из таблицы 3.8 видно, что для случая $R_{S2}=R_{L2}=50 \text{ Ом}$ максимальное отклонение результатов по амплитуде и по задержкам составило 8 и 29% соответственно, а для КЗ-ХХ – 8 и 20%, что можно полагать приемлемым. При этом задержки, полученные аналитически и квазистатическим моделированием, совпали. Несмотря на отличия результатов вычислений по (2.14) и при электродинамическом моделировании, она оказалась довольно точной для предварительных оценок.

Разработана модель макета МФ (рисунок 3.19) [159]. В качестве основы использован стеклотекстолит фольгированный, а размеры макета составили $105 \times 45 \text{ мм}^2$. Для уменьшения размеров макета проводники свернуты в меандр, малое количество витков которого окажет существенного влияния на временные характеристики МФ.



Рисунок 3.19 – Модель макета МФ с лицевой связью [159]:
виды верхнего (а) и нижнего (б) слоев

На основе модели рисунка 3.19 изготовлен макет МФ (рисунок 3.20). Измерения выполнены на базе комбинированного осциллографа С9-11 с

сопротивлением измерительного тракта 50 Ом. Для включения макета МФ в тракт применены коаксиальные переходники (HYR-1111, HYR-1112, ПК2-18-01P-03P, ПК2-18-11P-03P), которые вносят искажения и дополнительную задержку в форму напряжения на выходе МФ.

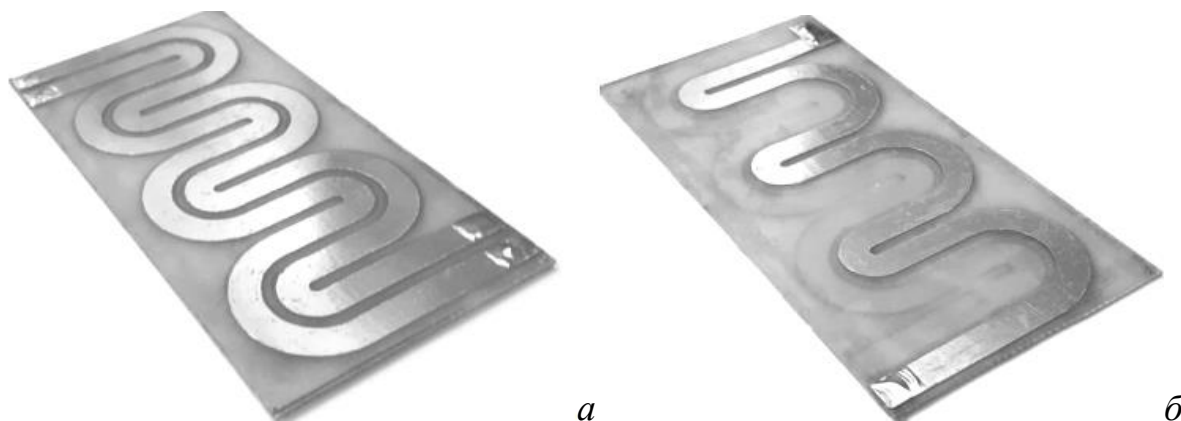


Рисунок 3.20 – Изготовленный макет: вид сверху (а) и снизу (б)

На рисунке 3.21 показана форма воздействия, оцифрованная с экрана осциллографа и измеренная на согласованной нагрузке. Пиковое значение амплитуды сигнала составило 713 мВ при длительности 0,3 нс (по уровню 0,5 от амплитуды э.д.с.). Форма напряжения (рисунок 3.21), удвоенная по амплитуде, применена в качестве воздействия при аналитическом вычислении отклика по модели (2.14).

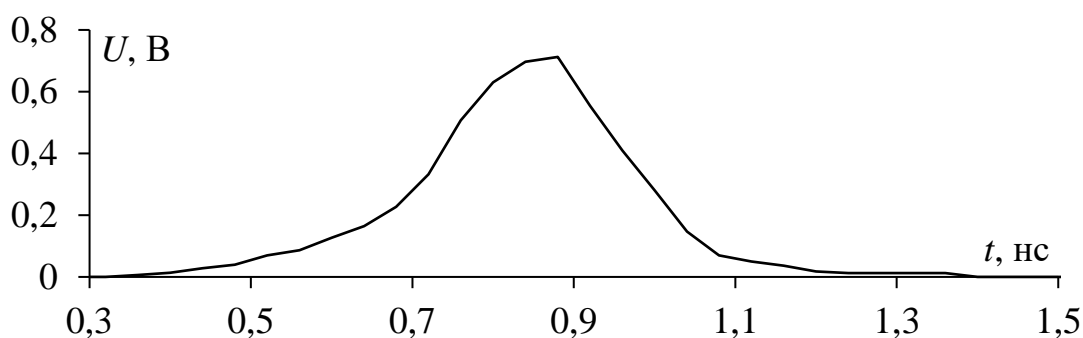


Рисунок 3.21 – Форма напряжения воздействующего импульса

На рисунке 3.22 приведены результаты аналитического вычисления и измерения форм напряжения на выходе макета МФ. Видно, что результаты хорошо согласуются лишь качественно: в обоих случаях на выходе макета наблюдаются два импульса разложения. Более раннее начало сигнала при измерениях объяснимо сильной боковой связью между проводниками. Также отметим, что при вычислении формы напряжения по модели (2.14) амплитуда

импульса 1 выше, чем 2, а при измерениях – наоборот. Максимальные значения амплитуды сигнала на выходе МФ в результате вычислений и измерений составили 0,118 и 0,125 В соответственно.

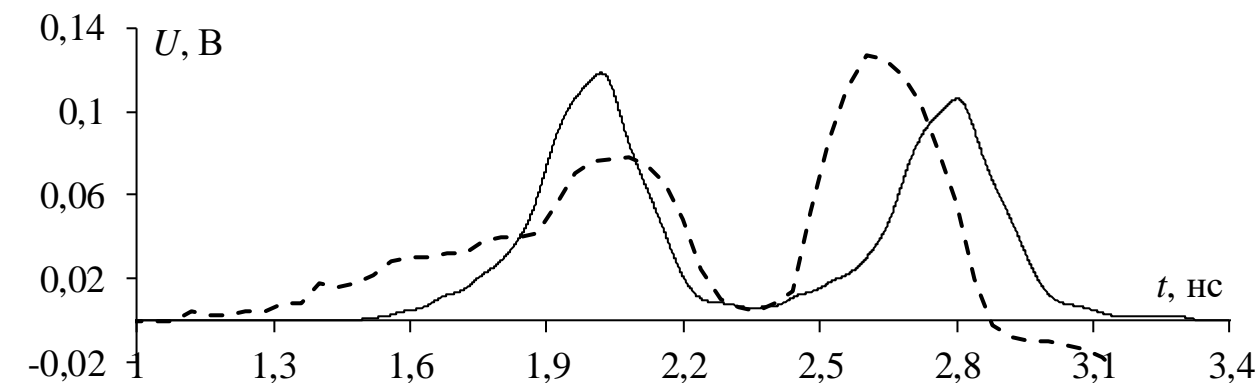


Рисунок 3.22 – Формы напряжения на выходе МФ из рисунка 3.20, полученные аналитически (—) и при измерениях (---)

В таблицу 3.9 сведены амплитуды и задержки (по уровню половины от амплитуды входной э.д.с.) импульсов разложения на выходе МФ, полученные разными способами, а также их отклонения, вычисленные по (3.20). Из таблицы 3.9 видно, что максимальное отклонение результатов измерений и вычислений по амплитуде импульсов 1 и 2 составило 21 и 8,7% соответственно, а по задержкам – 2,2 и 3,9%.

Таблица 3.9 – Амплитуды (U), задержки импульсов (t) на выходе МФ и их отклонения, полученные в результате измерений и вычислений

Параметры	U_1 , В	U_2 , В	t_1 , нс	t_2 , нс
Измерения	0,077	0,125	1,96	2,6
Аналитическая модель	0,118	0,105	2,05	2,81
Отклонения, %	21	8,7	2,2	3,9

Таким образом, в результате моделирования и измерений показано, что аналитическое вычисление временного отклика МФ по (2.14) приемлемо для предварительных оценок ослабления МФ.

3.4.2 Модальный фильтр на основе модифицированной микрополосковой линии с двумя пассивными заземленными проводниками

Для апробации предложенной аналитической модели (2.30), а также для экспериментального подтверждения модальной фильтрации в исследуемой структуре, изготовлен макет МФ. Его поперечное сечение представлено на

рисунке 2.16, а параметры: $w=0,45$ мм, $w_1=0,2$ мм, $s=0,45$ мм, $t=70$ мкм, $h=0,5$ мм, $d=1$ мм, $\epsilon_r=4$, $\tan\delta=0,03$, $l=337$ мм. Схема соединений такого МФ показана на рисунке 2.8. Условие равенства амплитуд импульсов (2.93) в таком МФ выполняется.

Изготовлен макет МФ с общими размерами 100×100 мм². На рисунке 3.23 представлены фотошаблоны верхнего и нижнего слоев печатной платы макета, а также его фото после изготовления. Для размещения МФ на плате указанного размера структура свернута в меандр со слабой связью между его полувитками (расстояние между ними 10 мм). Для включения МФ в измерительный тракт использовались коаксиально-микроволновые переходы. Вносимые ими потери не превышают 0,5 дБ в диапазоне частот от 0 до 12 ГГц.

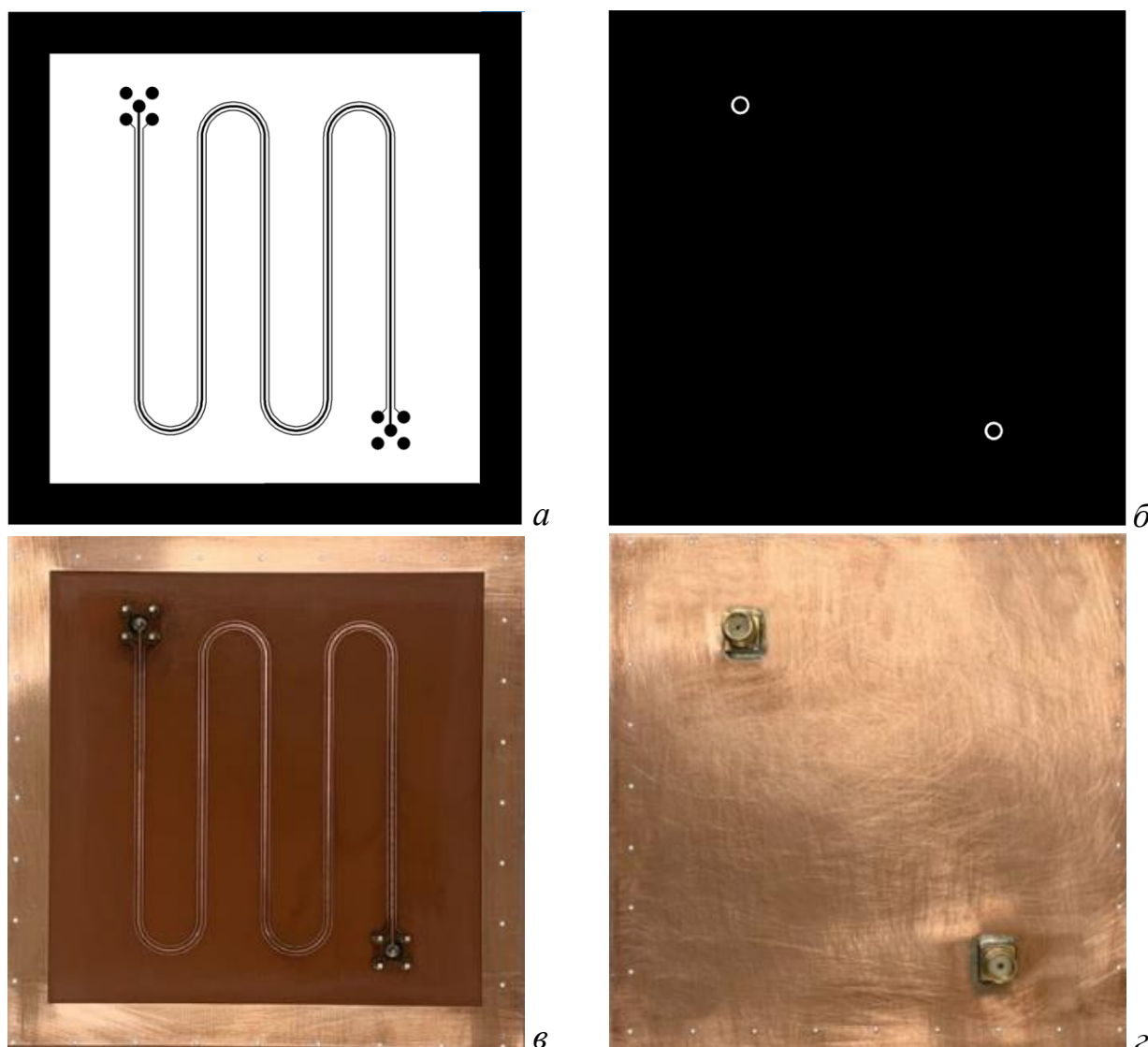


Рисунок 3.23 – Верхний (а) и нижний (б) слои фотошаблона печатной платы и верхний (в) и нижний (г) слои изготовленного макета

На рисунке 3.24 показана экспериментальная установка на базе векторного анализатора цепей (ВАЦ), используемая для анализа частотных характеристик МФ. В качестве ВАЦ использован E50771 C Agilent Technologies. Макет МФ подключался к выходам ВАЦ с помощью высокочастотных кабельных сборок. Анализ частотных характеристик проводился в диапазоне от 10 МГц до 12 ГГц. Перед измерениями выполнялась двухпортовая SOLT-калибровка (Short – короткое замыкание, Open – разрыв, Load – согласованная нагрузка и Thru – прямое соединение).

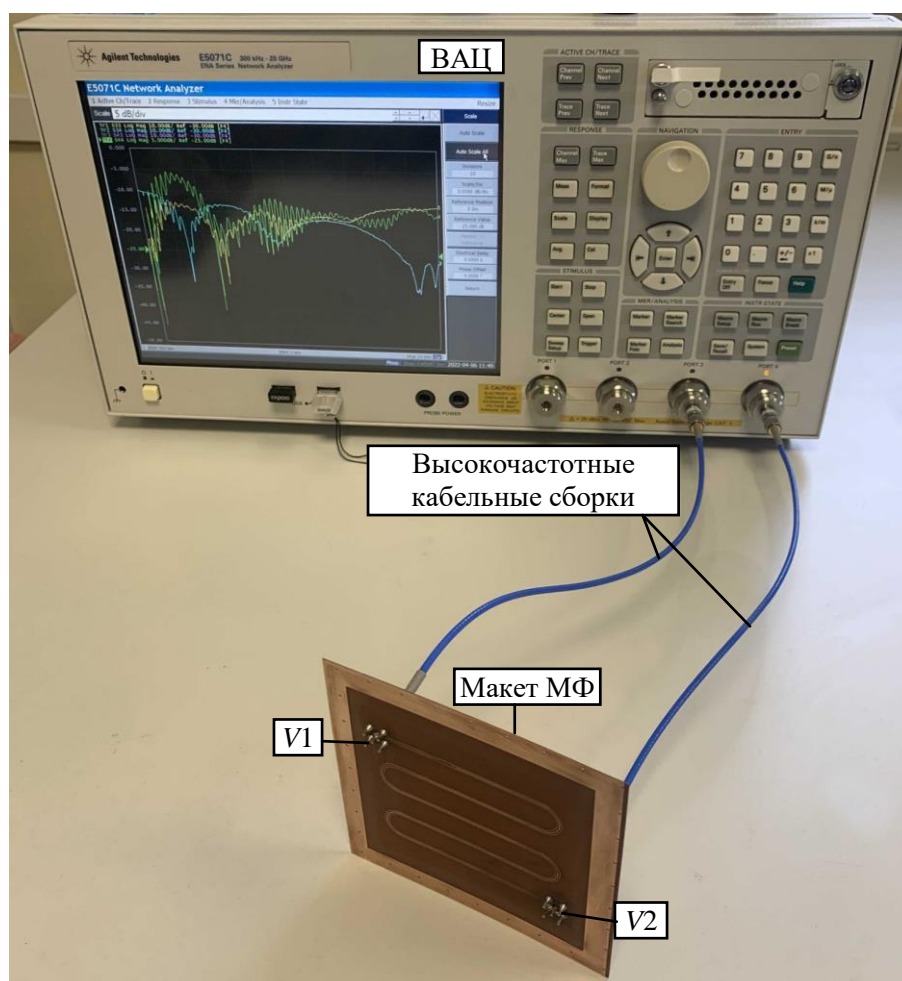


Рисунок 3.24 – Общий вид экспериментальной установки для анализа частотных характеристик МФ

После измерения частотных характеристик МФ, они преобразовывались во временную область с использованием функционала системы ADS [158]. Сначала в качестве воздействия принят гауссов импульс с длительностью 67 пс по уровню половины амплитуды (рисунок 3.25). Это воздействие соответствует определению СШП импульса из стандарта по ЭМС [161].

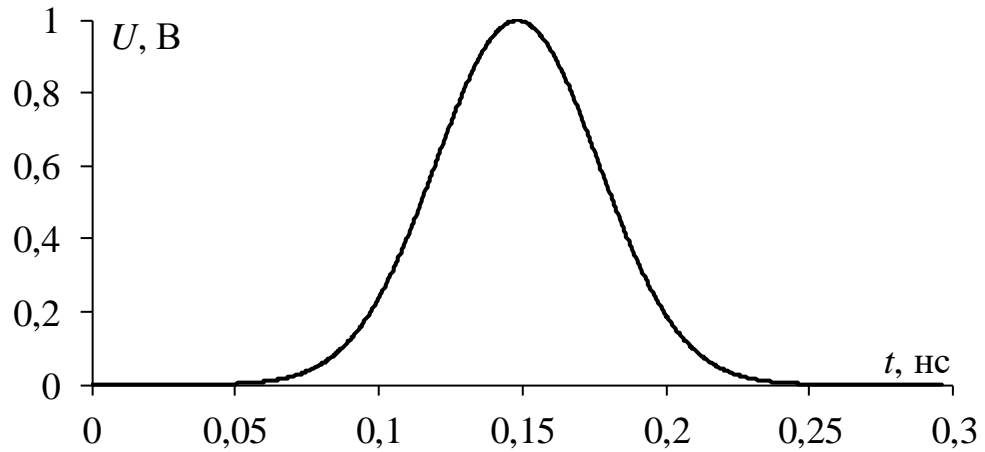


Рисунок 3.25 – Форма э.д.с. воздействия (Гауссов импульс)

Для сравнения с результатами измерений выполнены квазистатическое и электродинамическое моделирование МФ в диапазоне частот от 0 до 12 ГГц с помощью TALGAT [141] и EMPro [154] соответственно. При этом в качестве материала подложки макета использован стеклотекстолит марки FR-4 с медными проводниками. Для учета влияния частотной зависимости потерь в диэлектрике использована модель Свенсона/Джорджевича [162].

Для количественной оценки влияния воздействия использованы N -нормы [133]. Вычислены формы напряжения на выходе МФ (рисунок 3.26) разными способами с использованием квазистатического и электродинамического подходов, измерений и модели (2.30).

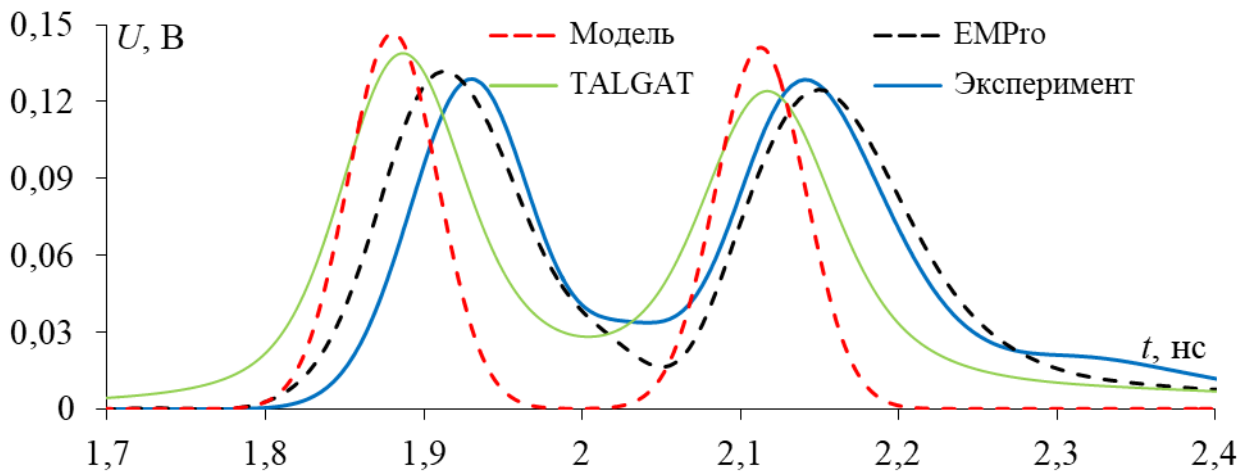


Рисунок 3.26 – Формы напряжения в узле V_2 из рисунка 3.24 при воздействии гауссова импульса

Из рисунка 3.26 видно, что исходный СШП импульс раскладывается на два импульса с меньшей амплитудой (увеличение или уменьшение длины МФ

приведет к увеличению или уменьшению разности задержек импульсов на его выходе). Видно хорошее согласование результатов, полученных в ходе моделирования, измерений и по (2.30). Расхождение результатов, полученных аналитически и численно, объясняется влиянием потерь в проводниках, диэлектрике и на излучение. Сравнение результатов электродинамического моделирования и измерений показывает лучшую сходимость. Отклонения результатов измерений и (2.30) можно объяснить тем, что (2.30) характеризует идеализированный МФ без потерь, дисперсии и отражений, а также не учитывает потери в коаксиально-микростриповых переходах. В таблицу 3.10 сведены N -нормы для форм напряжения, полученных разными способами.

Таблица 3.10 – N -нормы при воздействии гауссова импульса

Способ	N_1	$N_2 \cdot 10^{-10}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{11}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,5	10,61	3,566	3,701	3,552
Аналитический	0,147	0,333	2,060	2,060	1,446
Квазистатический	0,139	0,211	3,406	3,681	1,669
Электродинамический	0,141	0,215	3,491	3,634	1,577
Измерения	0,129	0,203	3,509	3,685	1,659

Результаты таблицы 3.10 показывают, что общее ослабление гауссова импульса в МФ достигается за счет одновременного уменьшения каждой нормы. Уменьшение N_1 обусловлено разложением воздействия на 2 импульса с меньшими амплитудами (более чем в 3 раза). Дополнительное ослабление оказывают потери в проводниках и диэлектрике. Существенно уменьшается N_2 , что вызвано уменьшением скорости нарастания фронта из-за разложения воздействия. Также, сильное влияние на N_2 оказывают дисперсия и потери. Значительного уменьшения N_3 и N_4 нет, поскольку увеличивается ширина импульсов для всех случаев, кроме аналитической модели, где этого не наблюдается (поскольку не учитываются потери). Разложение импульсов позволило уменьшить среднее действующее значение напряжения не менее чем в 2 раза (анализ N_5). Также из таблицы 3.10 видно, что полученные разными способами результаты хорошо качественно согласуются между собой. Однако N -нормы, полученные на основе аналитического вычисления формы

напряжения, отличаются существенно (отличия до 1,5 раза для некоторых норм) из-за ограничений модели. Однако аналитическая модель позволяет получить верхние границы характеристик воздействия после его разложения. Это показывает применимость модели на ранних этапах анализа и синтеза устройств с модальным разложением.

Для оценки возможности применения МФ для защиты от других форм помеховых воздействий также рассмотрены затухающая синусоида [152] (рисунок 3.7б) и синусоида, модулированная гауссовым импульсом [153] (рисунок 3.7в). Формы напряжения на выходе МФ при воздействии затухающей синусоиды, полученные разными способами, показаны на рисунке 3.27.

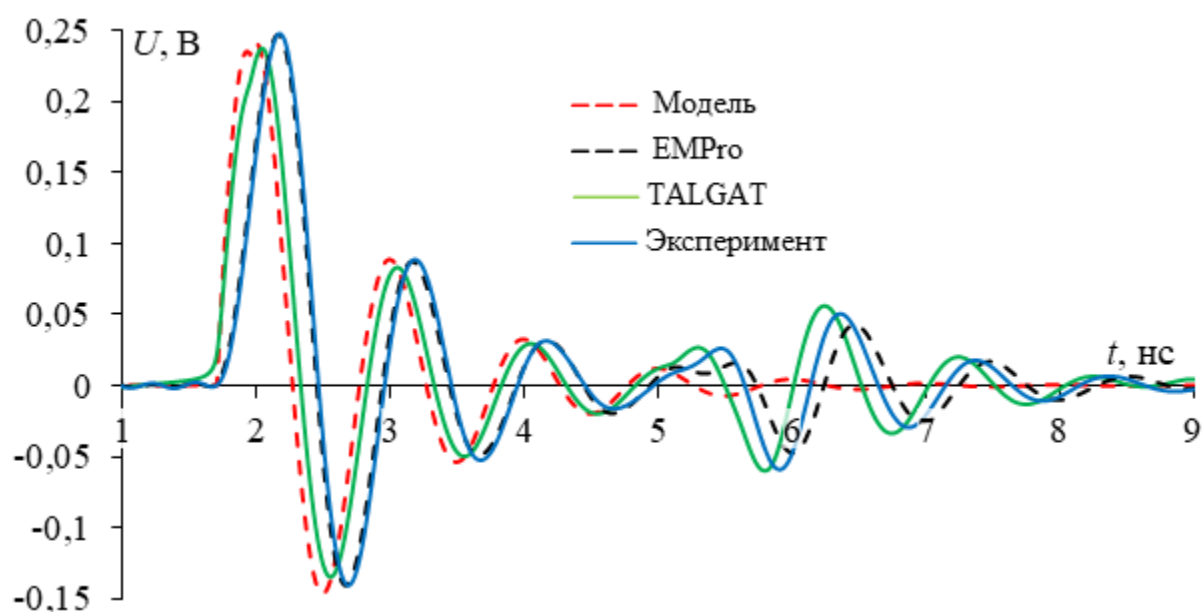


Рисунок 3.27 – Формы напряжения в узле V_2 из рисунка 3.24 при воздействии затухающей синусоидой

Из рисунка 3.27 видно, что сигнал не раскладывается на составляющие, так как воздействие, и даже его полупериод, имеют большую длительность по сравнению с СШП импульсом. Между тем разложение будет происходить при увеличении длины МФ. Наблюдается хорошее качественное совпадение результатов, полученных разными способами. Также видно практически полное совпадение откликов, полученных в результате электродинамического моделирования и измерений. Различия начинают проявляться, когда отражения от входа МФ приходят с двойной задержкой на его выход. Также наблюдается хорошее соответствие результатов квазистатического моделирования и

полученных аналитически. Модель (2.30) учитывает только один проход сигнала от начала МФ к его концу, что видно по отклику. Рассчитанные N -нормы приведены в таблице 3.11.

Таблица 3.11 – N -нормы при воздействии затухающей синусоиды

Способ	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,398	3,177	7,83	3,17	7,81
Аналитический	0,241	1,87	6,19	2,08	5,11
Квазистатический	0,237	1,14	6,56	3,04	5,25
Электродинамический	0,247	1,34	7,64	2,81	5,34
Измерения	0,248	1,37	7,62	2,76	5,38

Из таблицы 3.11 видно, что значения N -норм согласуются. Существенные отличия наблюдаются только для нормы N_2 , что, вероятнее всего, вызвано тем, что в (2.30) не учитываются потери, которые приводят к сглаживанию формы воздействия в остальных случаях. Результаты таблицы 3.11 демонстрируют снижение каждой нормы, но оно может быть не столь значительным из-за затухающего характера воздействия. Видно, что среднее значение N_1 уменьшилось всего в 1,65 раза. Поскольку из-за недостаточной длины МФ воздействие не разложилось на составляющие, снижение нормы вызвано лишь распространением воздействия по МФ и его затуханием из-за потерь. Существенное снижение N_2 обусловлено уменьшением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь на сглаживание полуволн синусоиды. Сравнение значений N_3 и N_4 показывает значительное ослабление воздействия только по аналитической модели. Это также объясняется тем, что модель не учитывает потери, а отражения от входа МФ накладываются на форму основного сигнала. Среднее значение уменьшения нормы N_5 составляет 1,45 раза, что говорит о снижении вероятности выгорания компонентов.

Формы напряжения на выходе МФ при воздействии синусоиды, модулированной гауссовым импульсом, полученные разными способами, показаны на рисунке 3.28. Из него видно, что из-за еще большего увеличения общей длительности воздействия оно также не раскладывалось на составляющие. Из сравнения форм напряжения видно, что результаты,

полученные разными подходами, согласуются качественно (по характеру распространения и форме сигнала). Однако количественные различия проявляются уже для первых полувольт и усиливаются по мере их прихода на выход МФ.

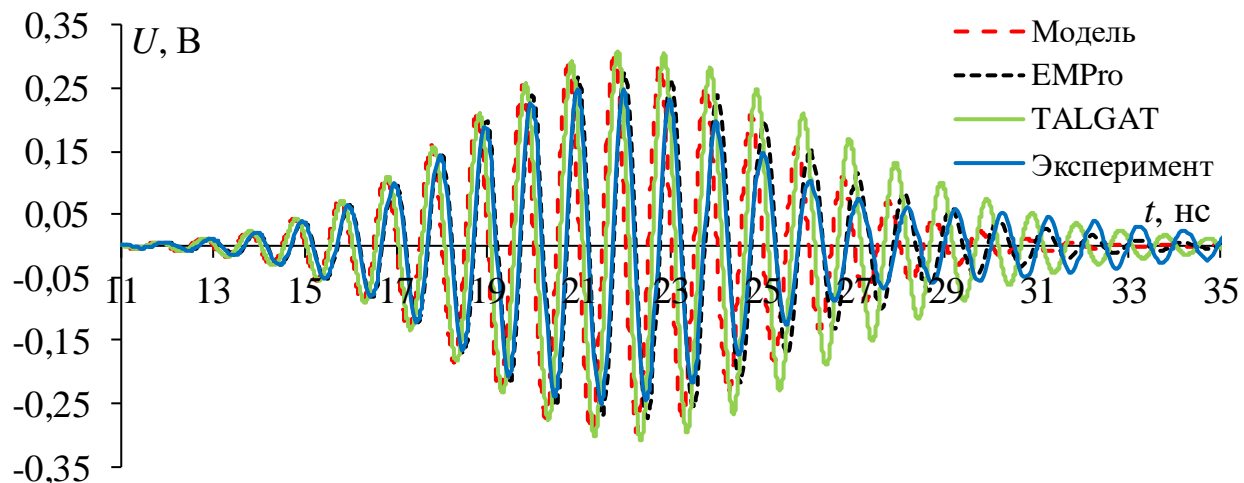


Рисунок 3.28 – Формы напряжения в узле V_2 из рисунка 3.24 при воздействии синусоидой, модулированной гауссовым импульсом

Количественные отличия откликов из рисунка 3.28, полученных в ходе квазистатического моделирования и аналитически, вызваны приходом и наложением многократных отражений на выходе МФ, которые не учитывались в модели (2.30). Различия откликов, полученных в результате электродинамического моделирования и измерений, проявляются только в амплитуде полувольт и вызваны сглаживанием их нарастания и спада из-за более существенного влияния потерь и дисперсии. В таблицу 3.12 сведены вычисленные N -нормы.

Таблица 3.12 – N -нормы при воздействии синусоиды с гауссовой модуляцией

Способ	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,5	3,14	3,3	8,06	12,8
Аналитический	0,298	1,868	2,72	2,45	4,34
Квазистатический	0,309	1,923	2,53	2,42	4,31
Электродинамический	0,274	1,743	0,66	2,09	3,78
Измерения	0,25	1,561	0,87	2,08	3,74

Из таблицы 3.12 видно, что результаты вычисления N -норм согласуются. Наблюдается более значительное уменьшение каждой нормы (по сравнению с затухающей синусоидой), что вызвано периодическим характером воздействия

и его модуляцией. N_1 и N_2 для входного воздействия практически совпадают между собой, что можно объяснить характером его формы напряжения. Наблюдается уменьшение N_1 и N_2 в 1,8 и 2 раза на основе результатов электродинамического моделирования и измерений соответственно. Также видно, что вероятность пробоя диэлектрика (по N_3) значительно снижается. По результатам измерений это снижение составило до 5 раз, что объяснимо существенным влиянием потерь и дисперсии на высокочастотную составляющую воздействия (по сравнению с аналитической моделью и квазистатическим моделированием). Аналогично значительное снижение значений наблюдается для N_4 и N_5 , что можно объяснить равномерным распределением энергии воздействия из-за потерь и дисперсии, приводящим к снижению вероятности выгорания компонентов.

Таким образом, с использованием численного квазистатического и электродинамического моделирования и измерений доказана возможность применения модели (2.30) для анализа распространения не только импульсных помеховых воздействий в исследуемом МФ. Простота подхода и малость вычислительных затрат подтверждают целесообразность применения моделей (2.94)–(2.99), а также условия (2.93) равенства амплитуд составляющих сигнала на выходе МФ на этапе его предварительного анализа.

3.4.3 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

Для апробации предложенной модели (2.35) для вычисления временного отклика витка МЛ с асимметричным поперечным сечением и основанной на ней методики синтеза устройств защиты, выполнены экспериментальные исследования. Для этого выбран виток МЛ из рисунка 2.9б. В качестве воздействия, также как и в п. 3.4.2, рассмотрены гауссов импульс [161], затухающая синусоида [152] и синусоида с гауссовой модуляцией [153].

Сначала рассмотрен исходный виток МЛ, не свернутый в меандр со слабой связью. Его параметры соответствуют набору 1 из таблицы 3.4. Поскольку в п. 3.3 уже приводились результаты моделирования отклика витка

на импульсное воздействие, то на рисунке 3.29 показаны формы напряжения при воздействии затухающей синусоидой и синусоидой, модулированной гауссовым импульсом, полученные аналитически, без учёта потерь квазистатическим и электродинамическим подходами.

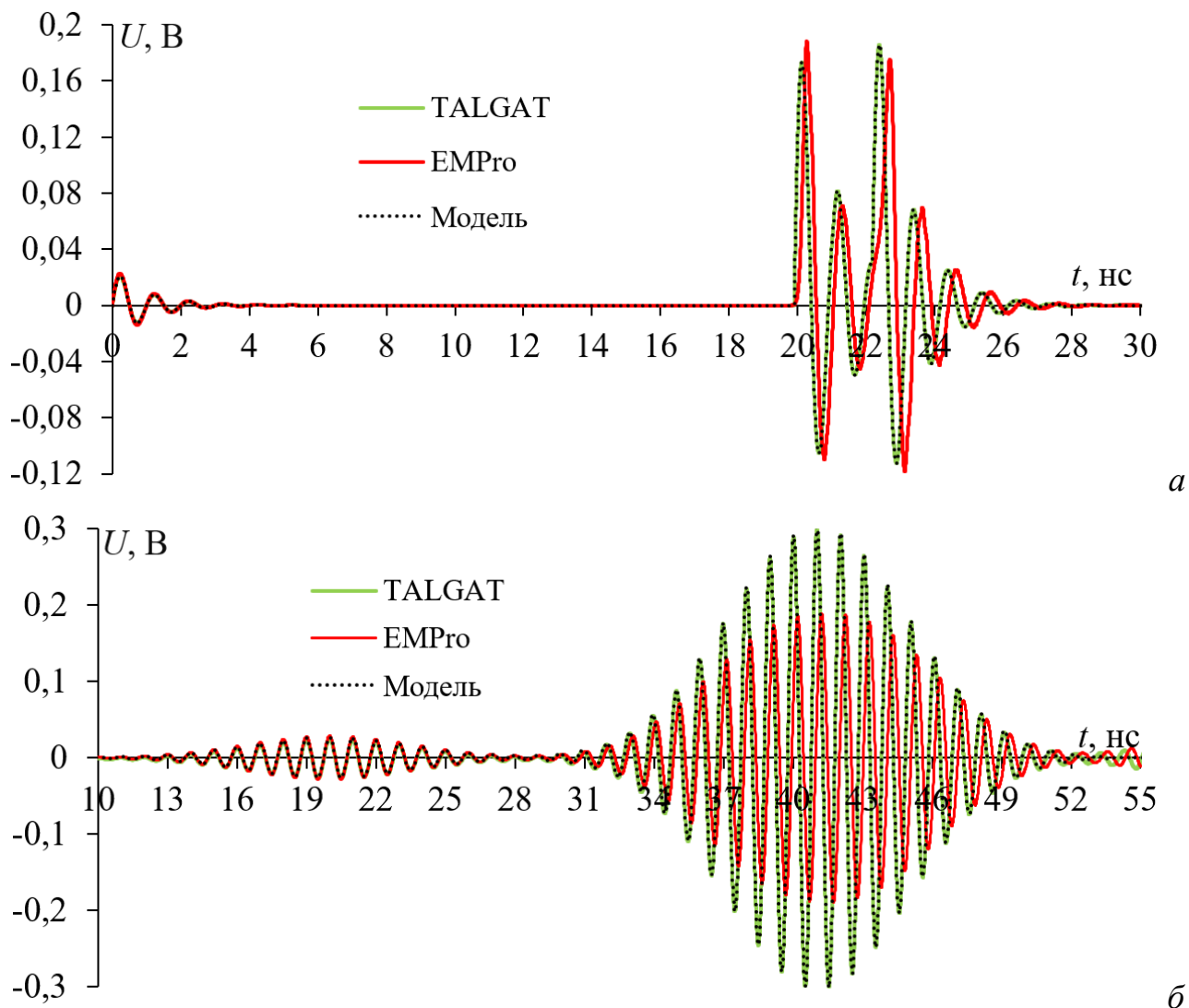


Рисунок 3.29 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии затухающей синусоидой (а) и синусоидой с гауссовой модуляцией (б)

Как видно из рисунка 3.29, все формы напряжения, полученные разными способами, согласуются. Нужно отметить, что результаты, полученные аналитически и в ходе квазистатического моделирования, полностью совпали. Отличие результатов электродинамического моделирования вызвано учётом распространения высших типов волн и потерь на излучение. Потери приводят к появлению дополнительной задержки и изменению амплитуды выходного сигнала из-за затягивания передней и задней частей полуволн воздействий.

Наиболее сильно потери влияют на высокочастотную составляющую синусоид и ведут к постепенному увеличению задержки каждой последующей её полуволны. Из-за потерь на излучение уменьшение амплитуды каждой полуволны может достигать 30%. Несмотря на выявленные отличия, модель (2.35) может применяться для быстрого анализа прохождения сигнала по витку без затратного электродинамического моделирования на ранних этапах анализа.

В соответствии с методикой (п. 3.3), разработан и изготовлен макет витка на основе МПЛ из рисунка 2.9б. Для этого выполнена структурная оптимизация по критерию размещения витка на площади $S=80\times 80\text{ мм}^2$. В результате оптимизации виток МЛ свернут в меандр из 17 неосновных полувитков со слабой связью. Поперечное сечение свернутого витка такое же, как на рисунке 3.14. Расстояние между неосновными витками (s_2) и длина каждого из них с учётом скруглений (l_i) составили $s_2=2\text{ мм}$ и $l_i=71,12\text{ мм}$ [149]. Необходимо отметить, что полигоны земли по периметру макета необходимы для проведения измерений других характеристик витка МЛ в ТЕМ-камере [163].

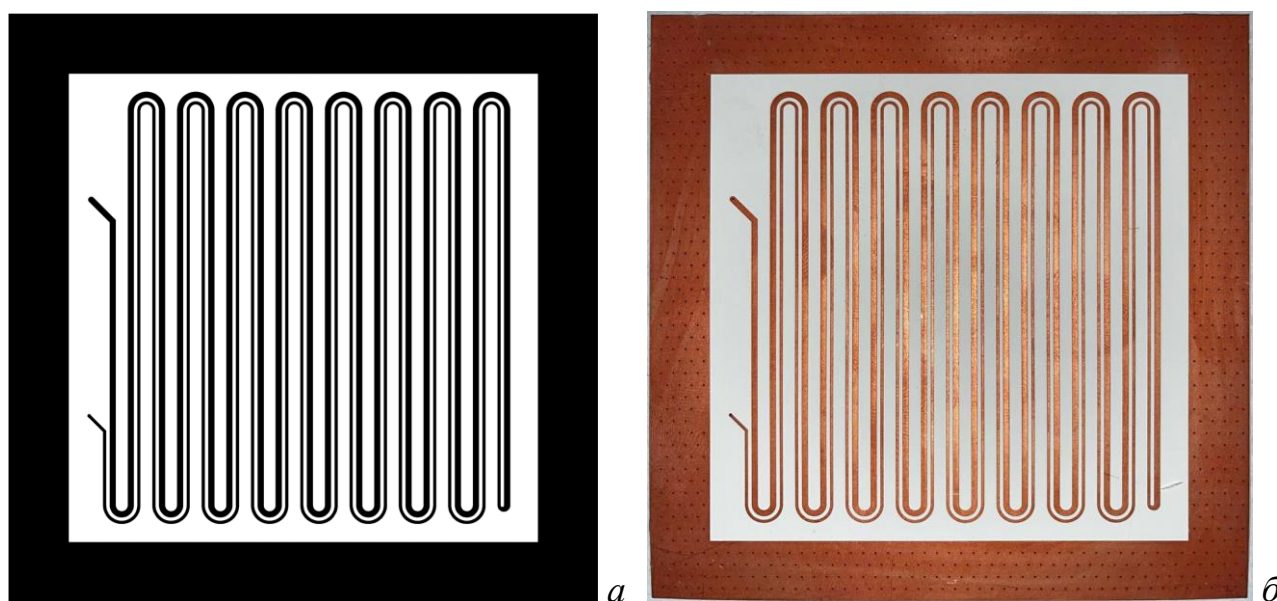


Рисунок 3.30 – Вид сверху фотошаблона (а) и макета (б) асимметричного витка МЛ, свернутого в меандр со слабой связью

Измерения частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ витка МЛ выполнено на базе ВАЦ E5071C Agilent Technologies. На рисунке 3.31 показан вид установки для измерения частотных характеристик макета с подключенными кабельными сборками. Для включения макета в тракт выбраны высокочастотные SMA-

соединители (0732511350) производства компании MOLEX, имеющие верхнюю граничную частоту 18 ГГц. На основе измеренных частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ в системе ADS получены формы напряжения на выходе витка МЛ.

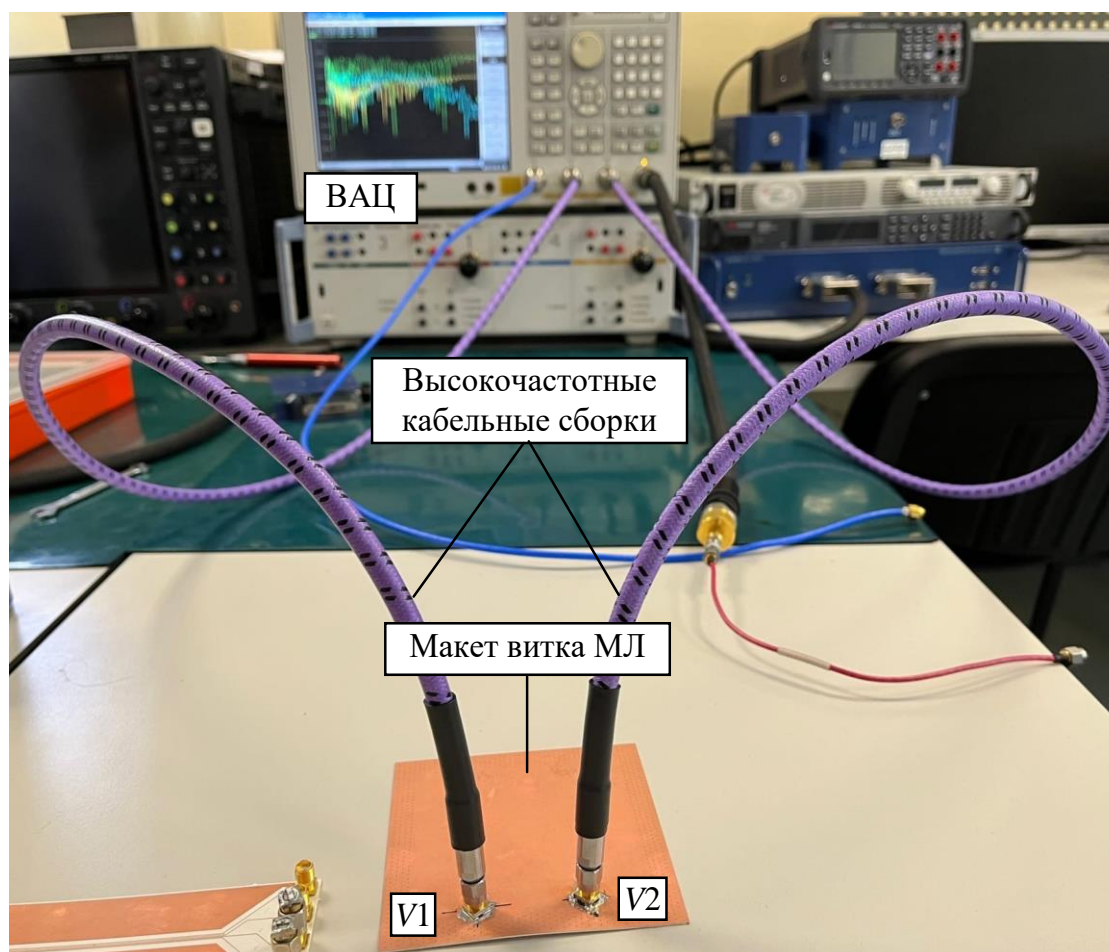


Рисунок 3.31 – Общий вид экспериментальной установки для измерений частотных характеристик витка МЛ

На рисунке 3.32 приведены полученные разными способами отклики на выходе витка МЛ на воздействие гауссовым импульсом (рисунок 3.25). Поскольку при электродинамическом моделировании учитываются полосковые отводы, необходимые для пайки соединителей и включения макета в тракт, для форм напряжения, полученных аналитически и в ходе квазистатического моделирования, они учтены в виде дополнительной задержки 357 пс (на основе расчёта задержки одиночного отрезка). Необходимо отметить, что при моделировании двумя подходами учитывались потери. Из рисунка 3.32 видно, что результаты квазистатического моделирования существенно (практически в 2 раза для амплитуды импульса дифференциальной моды) отличаются от

результатов электродинамического моделирования и измерений. Причиной этого является более строгий учёт потерь при электродинамическом моделировании (их частотной зависимости) и их влияние при измерениях.

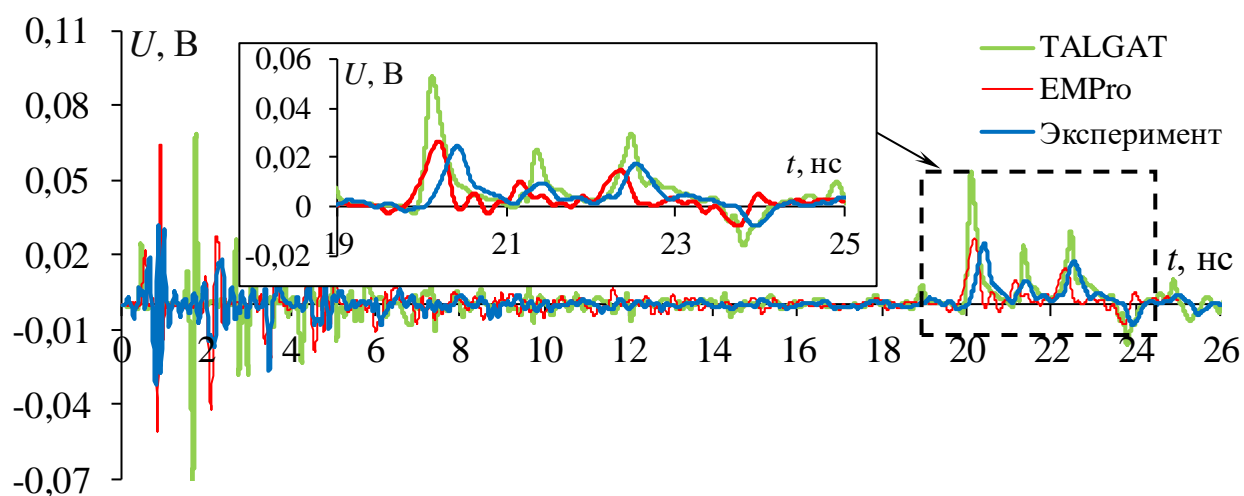


Рисунок 3.32 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии гауссовым импульсом

Из сравнения результатов, полученных для исходного (на рисунке 3.29) и свернутого (на рисунке 3.32) витков МЛ, следует, что влияние потерь и отражений на концах неосновных полувитков приводит к весьма существенному дополнительному ослаблению составляющих сигнала. Также видно, что потери оказывают более существенное влияние на ослабление амплитуды самого позднего из импульсов (синфазной моды) вне зависимости от способа получения отклика. Кроме того, на форму напряжения оказывает влияние электромагнитная связь между неосновными полувитками, которая, несмотря на их разнос, остается значимой. Наконец, выявлено приемлемое количественное совпадение результатов измерений и электродинамического моделирования, учитывающего распространение высших типов волн и все виды потерь. Для количественной оценки в таблицу 3.13 сведены вычисленные амплитуды и задержки (по уровню половины амплитуды) импульсов. Результаты из таблицы 3.13 подтверждают полученные ранее. Нужно отметить, что отличие результатов квазистатического моделирования вероятнее всего вызвано недостаточно строгим учётом потерь (в том числе отсутствием потерь на излучение).

Таблица 3.13 – Амплитуды (В) и задержки (нс) импульсов разложения при воздействии гауссова импульса

Способ	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
Квазистатический	0,024	0,41	0,055	19,86	0,022	21,26	0,029	22,24
Электродинамический	0,021	0,46	0,028	19,95	0,01	20,95	0,012	22,12
Измерения	0,19	0,57	0,024	20,13	0,008	21	0,018	22,4

Также из таблицы 3.13 видно, что задержки импульсов разложения, полученные разными способами, хорошо согласуются между собой. В результате? в реальных межсоединениях на печатной плате ослабление помеховых воздействий будет определяться не только модальным разложением воздействия, но и влиянием всех видов потерь, которые на разные воздействия (например, низкочастотные и высокочастотные) могут влиять по-разному. Оценены N -нормы до и после разложения воздействия в витке МЛ. Полученные значения сведены в таблицу 3.14. Также в ней приведены нормы, вычисленные для формы напряжения, полученной на основе модели для исходного витка.

Таблица 3.14 – N -нормы при воздействии гауссова импульса

Способ	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{11}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,5	11,3	3,62	3,62	3,55
Аналитический (исх.)	0,225	4,8	3,59	3,59	2,26
Квазистатический	0,069	3,75	4,86	12,03	1,33
Электродинамический	0,065	2,57	2,22	8,05	1,01
Измерения	0,032	1,55	2,71	7,85	0,84

Из таблицы 3.14 видно, что для форм напряжения, полученных разными способами, наблюдается уменьшение нормы N_1 в 15 раз. Уменьшение нормы N_2 составило 7,5 раза. Столь существенное уменьшение объясняется разложением воздействия на составляющие с меньшими амплитудами не только из-за модального разложения, но и из-за существенного влияния потерь на форму гауссова импульса. Столь существенного уменьшения норм N_3 и N_4 не происходит из-за влияния потерь и многократных отражений. Также наблюдается довольно существенное уменьшение нормы N_5 . Несмотря на значительные отличия результатов, полученных аналитически, они дают первичное представление о характеристиках устройства и могут использоваться для предварительных оценок без применения численных методов.

Затем получены формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии затухающей синусоиды (рисунок 3.33). Из их сравнения видно, что качественно они согласуются, поскольку каждая из них представлена двумя основными составляющими на выходе витка, которые распространяются с задержкой чётной и нечётной мод. Также на выходе присутствует перекрестная помеха, однако её форма существенно искажена из-за отражений. Кроме того, из-за большей (относительно гауссова импульса) длительности воздействия условие разложения (3.18) не выполняется, поэтому в явном виде на выходе витка не наблюдается дополнительный импульс.

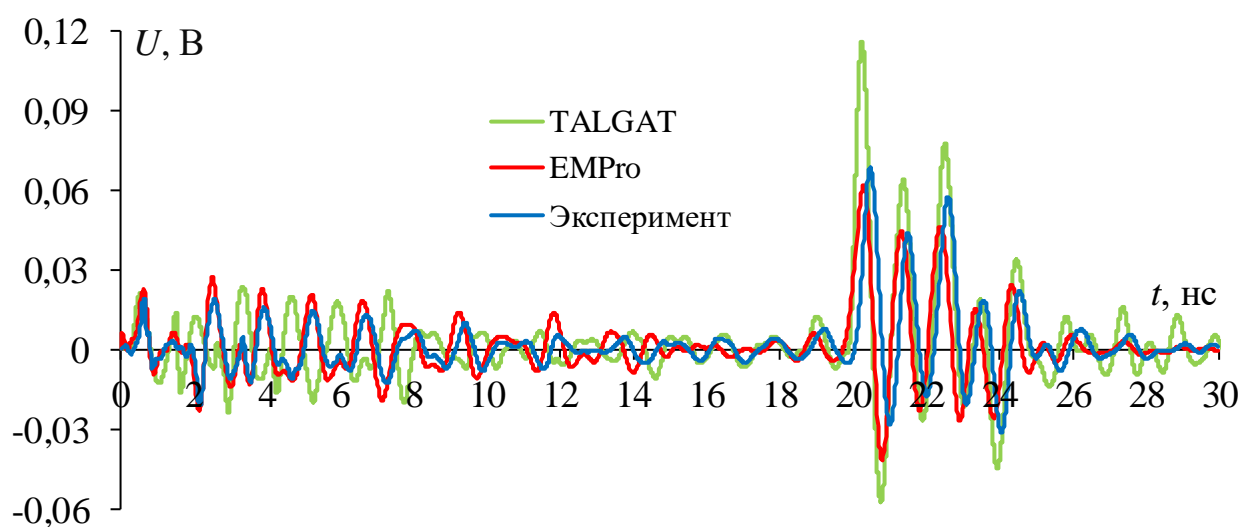


Рисунок 3.33 – Формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии затухающей синусоиды

Нужно отметить хорошее совпадение результатов, полученных разными способами, по задержкам составляющих отклика. Как и для гауссова импульса, наилучшее совпадение наблюдается для результатов электродинамического моделирования и измерений. Примечательно, что положительные полуволны по результатам измерений оказались выше по амплитуде, чем при электродинамическом моделировании. Так, отличия составили 4,5% и 22,4% для первой полуволны основных составляющих соответственно. Это может быть вызвано наложением основных и отраженных полуволн одинаковой полярности. Полученные результаты также 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 3.14. сведены значения N -норм до и после прохождения воздействия по витку МЛ.

Таблица 3.15 – N -нормы при воздействии затухающей синусоиды

Способ	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,394	3,24	12,5	3,2	7,8
Аналитический (исх.)	0,186	1,39	10,1	3,01	5,13
Квазистатический	0,116	0,86	8,22	3,72	3,26
Электродинамический	0,062	0,20	5,37	2,38	2,22
Измерения	0,068	0,29	5,96	2,1	2,13

Из анализа N -норм можно сделать следующие выводы. Ослабление N_1 довольно существенно: 2 раза для аналитических результатов и а 5,8 раза для измерений. Существенное увеличение ослабления по результатам измерений вызвано как разложением воздействия на составляющие, так и влиянием всех видов потерь. Схожие выводы можно сделать для N_2 , значение которой также уменьшается, причем еще более существенно, по сравнению с исходной формой воздействия (до 11 раз по результатам измерений). Ослабление остальных норм менее существенно, что связано с влиянием многократных отражений и потерь, из-за чего формы составляющих отклика расширяются. Примечательно, что все нормы (кроме N_3), вычисленные на основе измерений, ниже, чем на основе электродинамического моделирования, что подтверждают формы напряжения на рисунке 3.33. Это может быть связано с характером воздействия и влиянием отражений в конце каждого неосновного полувитка на форму напряжения. Несмотря на то, что модель (2.35) получена для исходного витка МЛ, не свернутого в меандр, она позволяет представить общий характер искажений сигнала из-за распространения по витку, а также приближенно оценить ослабление воздействия на выходе витка с помощью N -норм.

Полученные формы напряжения при воздействии синусоиды с гауссовой модуляцией приведены на рисунке 3.34. Из него видно, что они приемлемо согласуются, поскольку наблюдаются две составляющие отклика: перекрестная помеха и основной сигнал, пришедший с задержкой к концу витка. Также видно, что результаты измерений лучше согласуются с результатами

квазистатического моделирования, причем для двух составляющих отклика. Однозначно объяснить это довольно сложно. Вероятными причинами являются периодический характер и сравнительно большая длительность воздействия. Отличие амплитуд по результатам квазистатического моделирования составило от 20 до 40%, а электродинамического – от 40 до 70%.

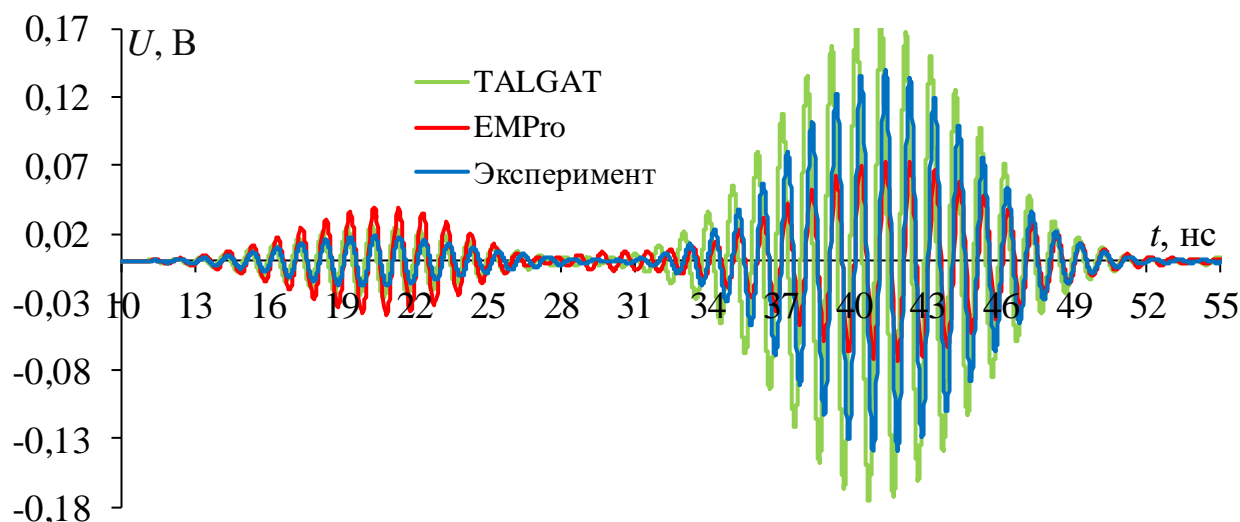


Рисунок 3.34 – Формы напряжения на выходе витка при воздействии синусоиды, модулированной гауссовым импульсом

В таблицу 3.16 сведены рассчитанные N -нормы. Существенного снижения N_1 и N_2 не наблюдается, поскольку воздействие из-за большой длительности не раскладывается на составляющие. Поэтому на их уменьшение оказывают влияние только потери из-за распространения по витку высокочастотной составляющей воздействия. Также нужно отметить существенное снижение N_3 (в 3 раза даже по результатам аналитического вычисления), что уменьшает вероятность пробоя диэлектрика. Схожие результаты наблюдаются для N_4 , однако снижение менее выражено. Наконец, наблюдается уменьшение вероятности выгорания компонентов (N_5).

Таблица 3.16 – N -нормы при воздействии синусоиды с гауссовой модуляцией

Способ	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^9$	$N_5 \cdot 10^5$
Входное воздействие	0,5	4,28	15,8	2,81	2,79
Аналитический (исх.)	0,303	1,87	9,79	2,03	1,79
Квазистатический	0,166	1,03	5,37	1,26	0,99
Электродинамический	0,073	0,52	2,34	0,70	0,49
Измерения	0,14	0,88	4,48	0,93	0,81

В результате анализа N -норм (таблица 3.16) следует отметить, что аналитическое вычисление отклика по модели (2.35) на периодическое воздействие позволяет получить самую грубую оценку (с отклонением около 2 раз) характеристик воздействия на выходе витка, но быструю, поскольку она без численного вычисления отклика.

Таким образом, в результате моделирования и измерений доказана возможность применения модели (2.35) для предварительного анализа распространения разных форм помеховых воздействий в витке МЛ без учета потерь. Выявлено, что сворачивание исходного витка в меандр приводит к возникновению большого количества отражений от концов полувитков со слабой связью, что искажает форму напряжения на выходе витка, ограничивая применимость аналитической модели. Также применение модели ограничивается влиянием потерь и наличием электромагнитной связи между неосновными полувитками. Между тем сравнение N -норм откликов, полученных разными способами (в том числе на основе модели), показывает, что модель позволяет весьма грубо оценить верхнюю границу изменения характеристик воздействия после прохождения по витку.

3.5 Основные результаты раздела

1. Проанализировано распространение импульсных сигналов в полосковых устройствах на основе диаграмм координата-время. Сначала это сделано для одиночной линии из двух отрезков для ХХ и КЗ в конце линии. В результате сравнения диаграмм координата-время одиночной линии и временного отклика на импульсное воздействие для каждого из режимов получено полное совпадение амплитуд импульсов в узлах линии. Затем с помощью диаграмм координата-время выполнен анализ распространения импульсного сигнала в витке МЛ из двух отрезков для чётной и нечётной мод. Для сравнения также моделировались формы напряжения в узлах витка МЛ для каждой моды. В результате показано полное совпадение амплитуд и времен прихода импульсов, полученных разными способами.

2. Оценена применимость аналитического вычисления форм напряжения на выходе полосковых устройств с асимметричным поперечным сечением с помощью моделей (2.14) и (2.35). Рассмотрены три типовые формы воздействия: импульсный сигнал, затухающая синусоида и синусоида с гауссовой модуляцией. Выполнено сравнение выходных форм напряжения, полученных аналитически, а также квазистатическим и электродинамическим подходами без учета влияния потерь в проводниках и диэлектрике. В совокупности, полученные результаты подтвердили применимость аналитических моделей для вычисления формы напряжения на выходе МФ и МЛ с асимметричным поперечным сечением, причем точность такого вычисления довольно высока.

3. Предложена методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением. Методика основана на применении для синтеза устройств защиты аналитических моделей и численных методов для анализа во временной области и оптимизации. Для её апробации рассмотрены устройства защиты с двумя наборами параметров, обеспечивающих ослабление импульсного сигнала за счёт его разложения на последовательность импульсов с меньшими амплитудами. Сравнение форм напряжения на выходе устройств показало существенное влияние асимметрии поперечного сечения на ослабление амплитуды СШП воздействия.

4. Выполнено сравнение временных откликов в конце асимметричного МФ, полученных аналитически и численно, а также при измерениях. При сравнении с результатами квазистатического моделирования выявлено практически полное совпадение откликов (отклонение в пределах 2%). Отклонение при сравнении с результатами электродинамического подхода составило не более 8% и 29% по амплитудам и задержкам соответственно. Сравнение результатов, полученных аналитически и с помощью измерений макета МФ, позволило выявить отклонения до 21% по амплитудам и до 3,9% по задержкам. Несмотря на различия, совокупность полученных результатов

подтвердила возможность применения модели (2.14) на ранних этапах проектирования МФ для предварительной оценки распространения сигнала и его ослабления.

5. Выполнено вычисление временного отклика на выходе МФ на основе модифицированной МПЛ с двумя заземленными на концах проводниками. Сравнены отклики, полученные разными способами, на типовые воздействия: гауссовым импульсом, затухающей синусоидой и синусоидой с гауссовой модуляцией. В результате выявлено хорошее совпадение откликов. Примечательно, что результаты аналитического вычисления довольно близки (расхождение в пределах 15%) к результатам измерений, что объяснимо спецификой структуры МФ, его малой длиной, симметрией его поперечного сечения, а также малым вкладом отражений в искажения сигнала из-за сворачивания МФ в меандр со слабой связью. Вычисленные характеристики воздействия с помощью N -норм также согласуются. Простота и малые вычислительные затраты говорят о применимости модели (2.30) для вычисления временного отклика с приемлемой точностью.

6. Выполнено вычисление временного отклика на разные типовые формы помеховых воздействий на выходе витка МЛ на основе МПЛ с асимметричным поперечным сечением. В результате сравнения форм напряжения доказана применимость модели (2.35) для предварительного анализа распространения помеховых воздействий в витке МЛ без учета потерь. Выявлено, что сворачивание исходного витка МЛ в меандр со слабой связью приводит к возникновению большого количества отражений от концов каждого полувитка, которые искажают форму выходного напряжения и являются ограничением по применению модели (2.35). Также ограничением являются существенные потери и наличие электромагнитной связи между неосновными полувитками. Между тем сравнение N -норм, вычисленных разными способами, показывает, что разработанная модель позволяет весьма грубо, но быстро оценить верхнюю границу изменения характеристик воздействия после прохождения по витку.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования

1. Получены аналитические модели временного отклика на концах активного и пассивного проводников двухпроводного МФ. На их основе получены модели для вычисления нормированных амплитуд импульсов мод на выходе МФ, которые позволили получить условия, обеспечивающие равенство амплитуд импульсов на выходе МФ для общего и ряда частных случаев выбора сопротивлений на концах пассивного проводника МФ. Выявлено, что эти условия не зависят от выбора окончаний активного проводника, а зависят лишь от параметров поперечного сечения МФ и окончаний его пассивного проводника. С помощью численного моделирования выполнена валидация этих моделей и условий, показавшая полное совпадение форм напряжения, полученных аналитически и численно. Кроме того, доказана их применимость для оценки нормированной пиковой амплитуды импульсов разложения. Также выполнена проверка условий, обеспечивающих равенство амплитуд импульсов разложения на выходе МФ, и доказана их корректность.

2. Получены модели временного отклика на концах активного и пассивного проводников трехпроводного МФ с произвольным поперечным сечением. Модели амплитуд импульсов мод и условия их равенства получены только для частного случая МФ, основанного на МПЛ с двумя заземленными на концах проводниками. Показано, что симметрия поперечного сечения такой структуры в совокупности с тем, что пассивные проводники соединены с опорной плоскостью, приводит к тому, что в структуре распространяются лишь две моды. В результате валидации моделей временного отклика показано совпадение откликов, полученных аналитически и численно, что подтверждает их корректность, а в результате валидации моделей амплитуд и условий доказана их применимость.

3. Получены модели временного отклика витка МЛ из одного отрезка с асимметричным поперечным сечением и витка МЛ из двух отрезков с

симметричным поперечным сечением. Для витка из одного отрезка получены модели, определяющие нормированную амплитуду каждого из импульсов разложения на выходе витка. В общем виде предложено условие равенства их амплитуд. В результате валидации моделей временного отклика, на примере витка на основе МПЛ и линии с лицевой связью выявлено полное совпадение форм напряжения, вычисленных аналитически и численно. Также показана возможность выравнивания амплитуд импульсов разложения на выходе витка для конкретного набора параметров его поперечного сечения.

4. Проанализировано распространение импульсных сигналов в полосковых устройствах на основе диаграмм координата-время. Сначала это сделано для одиночной линии из двух отрезков для ХХ и КЗ в конце линии. В результате сравнения амплитуд импульсов в узлах линии, полученных на основе диаграмм координата-время одиночной линии, и на основе временного отклика для каждого из режимов получено их полное совпадение. Затем с помощью диаграмм выполнен анализ распространения импульсного сигнала в витке МЛ из двух отрезков для чётной и нечётной мод. Для сравнения также моделировались формы напряжения в узлах витка МЛ для каждой моды. Показано полное совпадение амплитуд и задержек импульсов.

5. Оценена применимость аналитического вычисления форм напряжения на выходе полосковых устройств с асимметричным поперечным сечением. Рассмотрены типовые формы воздействий: импульсный сигнал, затухающая синусоида и синусоида, модулированная гауссовым импульсом. Выполнено сравнение выходных форм напряжения, полученных аналитически, а также квазистатическим и электродинамическим подходами без учета влияния потерь в проводниках и диэлектрике. Совокупность результатов подтвердила применимость аналитических моделей для вычисления формы напряжения на выходе асимметричных МФ и МЛ, причем его точность довольно высока.

6. Предложена методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением. Она основана на применении для синтеза устройств

защиты аналитических моделей и численных методов для анализа во временной области и оптимизации. Для её апробации рассмотрены устройства с двумя наборами параметров, обеспечивающих ослабление импульсного сигнала за счёт его разложения. Сравнение форм напряжения на выходе устройств показало существенное влияние асимметрии поперечного сечения на ослабление амплитуды воздействия.

7. Сравнены временные отклики на выходе асимметричного МФ, полученные аналитически и численно, а также при измерениях. При сравнении результатов аналитического вычисления с результатами квазистатического моделирования выявлено практически полное совпадение (отклонение менее 2%). Отклонение при сравнении с результатами электродинамического подхода составило менее 8% и 29% по амплитудам и задержкам. Сравнение результатов, полученных аналитически и с помощью измерений макета МФ, позволило выявить отклонения до 21% по амплитудам и до 3,9% по задержкам. Несмотря на различия, совокупность полученных результатов подтвердила возможность применения аналитической модели на ранних этапах проектирования МФ.

8. Представлены результаты сравнения форм напряжения на выходе МФ на основе МПЛ с двумя заземленными на концах проводниками, полученных разными способами, при типовых формах воздействий. Выявлено их хорошее согласование. Примечательно, что результаты аналитического вычисления довольно близки (расхождение до 15%) к результатам измерений, что объяснимо спецификой структуры МФ, его малой длиной, симметрией его поперечного сечения, а также малым вкладом отражений в искажения сигнала из-за сворачивания МФ в меандр. Вычисленные характеристики воздействия с помощью N -норм также согласуются.

9. Представлены результаты сравнения форм напряжения на выходе МЛ на основе МПЛ с асимметричным поперечным сечением при типовых формах воздействий. Сравнение форм напряжения доказало применимость модели для предварительного анализа распространения помеховых воздействий в витке МЛ без потерь. Выявлено, что сворачивание исходного витка МЛ в меандр

приводит к возникновению большого числа отражений от концов каждого полувитка, которые искажают форму выходного напряжения и являются ограничением по применению модели. Также ограничением являются существенные потери и сильная электромагнитная связь между неосновными полувитками. Между тем сравнение N -норм, вычисленных разными способами, показывает, что разработанная модель позволяет предварительно оценить характеристик и воздействия после прохождения по витку.

Рекомендации

1. Разработанные модели временного отклика полосковых устройств на основе модальных явлений могут быть использованы для предварительного вычисления и анализа временного отклика на ранних этапах проектирования.

2. Разработанные модели нормированной амплитуды составляющих сигнала на выходе полосковых устройств на основе модальных явлений могут использоваться для быстрой оценки ослабления импульсного воздействия на выходе устройства за счёт модального разложения без вычисления отклика.

3. Полученные условия равенства амплитуд составляющих сигнала на выходе двух- и трехпроводного МФ могут использоваться в качестве целевой функции при параметрической оптимизации их поперечных сечений.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Применение математических моделей временного отклика, амплитуд составляющих на выходе устройств и условий их равенства для разработки средств автоматизированного синтеза полосковых устройств с модальными явлениями.

2. Применение разработанной методики синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением для разработки, макетирования и измерений устройств.

3. Исследование возможных путей использования рассмотренных структур на практике для защиты от СШП воздействий.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

FDTD	Метод конечных разностей
FEM	Метод конечных элементов
ВАЦ	Векторный анализатор цепей
ВЧ	Высокочастотный
EMI-фильтры	Фильтры электромагнитных помех
КЗ	Короткое замыкание
МКК	Многослойный керамический конденсатор
МЛ	Меандровая линия
МоМ	Метод моментов
МПЛ	Микрополосковая линия передачи
МПЛП	Многопроводная линия передачи
МФ	Модальный фильтр
ОПЛ	Обратное преобразование Лапласа
ПД ЭМВ	Преднамеренные электромагнитные воздействия
РЭС	Радиоэлектронные средства
СКИ	Сверхкороткий импульс
СЛ	Связанная линия
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений
СШП	Сверхширокополосный
ТЭК	Топливо-энергетический комплекс
ФЧХ	Фазо-частотная характеристика
ХХ	Холостой ход
ЭМВ	Электромагнитное воздействие
ЭМП	Электромагнитная помеха
ЭМС	Электромагнитная совместимость

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Постановление Правительства РФ от 12.10.2004 № 539 (редакция от 22.12.2018) «О порядке регистрации радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств».
2. Сахаров К.Ю. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев, В.А. Туркин, А.Н. Корнев, С.Н. Долбня, А.В. Певнев // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3 (18). – С. 36–45.
3. Giri D.V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2020. – Vol. 9. № 2. – pp. 37–44.
4. Lavau L.C., Suhrke M., Knott P. Susceptibility of sensors to IEMI // 2021 IEEE Int. joint EMC/SI/PI and EMC Europe symposium. – 2021. – pp. 533–537.
5. Газизов Т.Р. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под ред. Т.Р. Газизова. Томск: Томский государственный университет, 2002. 206 с.
6. Фоминич Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем / Э.Н. Фоминич, Д.Р. Владимиров // Военный инженер. – 2016. – №2. – С. 10–17.
7. Loborev V.M. The modern research problems. Plenary lecture // Proc. of American Electro-Magnetics Conference, Albuquerque. – 1996. – pp. 121–127.
8. Gardner R.L. Electromagnetic terrorism. A real danger // Proc. of the 14th Int. Wroclaw Symposium on EMC. – Wroclaw, Poland. – 1998. – pp. 10–14.
9. Петкау О. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.

10. ГОСТ Р 56103-2014 Автоматизированные системы в защищенном исполнении. организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. М.: Стандартинформ, 2018. 20 с.
11. MIL-STD-461F-2007. Department of Defense Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.
12. Здухов Л.Н. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов, Л.Н. Парфёнов, О.А Тарасов, В.М. Чепелев // Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – № 2(65). – С. 22–34.
13. 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.
14. 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.
15. Белоконь И.Н. Анализ технологий генерации мощного импульсного радиочастотного излучения и перспективы их развития/ И.Н. Белоконь, А.Н. Гончаров, Е.В. Иванов, А.С. Кудряшов // Технологии ЭМС. – 2010. №1. – С. 49–57.
16. 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.
17. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н. Кечиев. – М.: Группа ИДТ, 2007. – 616 с.

18. Messier M.A. Response of telecom protection to three IEC waveforms / M.A. Messier, K.S. Smith, W.A. Radasky, M.J. Madrid // Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on EMC. – Zurich, Switzerland. – 2003. – pp. 127–132.
19. Tzong L.W. A novel dual-function circuit combining high-speed differential equalizer and common-mode filter with an additional zero / L.W. Tzong, Y.H. Chih // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2014. – Vol. 24, No. 9. – pp. 617–619.
20. Hu D.-J. Techniques for improving the high-frequency performance of the planar CM EMI Filter / B.-J. Hu, G. Wei, L.-Y. Deng, H.-F. Huang // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2013. – Vol. 55, No. 5. – pp. 901–908.
21. Cuellar C. A high frequency equivalent circuit and parameter extraction procedure for common mode choke in the EMI filter / C. Cuellar, N. Idir, X. Margueron, T. Wenhua // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 28, No. 3. – pp. 1157–1166.
22. Xu C. Design theory and implementation of a planar EMI filter based on annular integrated inductor-capacitor unit / C. Xu, S. Wang // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 28, No. 3. – pp. 1167–1176.
23. Heldwein M.L. Passive and active hybrid integrated EMI filters / M.L. Heldwein, J.W. Kolar, K. Raggl, R. Waespe, A. Wirthmueller, J. Biela // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 25, No. 5. – pp. 1340–1349.
24. Friedli T. 3-D electromagnetic modeling of parasitics and mutual coupling in EMI filters / T. Friedli, J.W. Kolar, A.M. Musing, I.F. Kovacevic // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, No. 1. – pp. 135–149.
25. Xu C. Extraction of magnetic parameters for elements of a planar EMI filter / C. Xu, S. Wang // IEEE Transactions on Electromagnetic. Compatibility. – 2013. – Vol. 56, No 2. – pp. 360–366.
26. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные

- измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Томск. Гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.
27. SMD/BLOCK Type EMI suppression filters EMIFIL [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.murata.com/products/emc/emifil>, free (дата обращения 21.11.2022).
 28. Патент US6324047B1 США, МПК 361/302 Symmetrical feedthrough / W. Nayworth № 13/029,206; заявл. 2000.06.06; выдан 2001.11.27.
 29. Патент US8508912B2 США, МПК 361/306.3. Capacitor and method for manufacturing the same / S. Yamamoto (JP), T. Hosokawa (JP) № 13/029,206; заявл. 2011.02.17; выдан 2011.08.25.
 30. Weber S.P. Predicting parasitics and inductive coupling in EMI-filters / S.P. Weber, E. Hoene, S. Guttowski, W. John, H. Reichl // 21st IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) – 2006. – Vol. 1. – pp. 1157–1160.
 31. Wang S. Effects of parasitic parameters on EMI filter performance / S. Wang, F.C Lee, D.Y. Chen, W.G. Odendaal // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19, No. 3. – pp. 869–877.
 32. Wang X.C. Folded feedthrough multilayer ceramic capacitor EMI filter / X.C. Wang, Y.Y. Sun, J.H. Zhu, Y.H. Lou, W.-Z. Lu // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – June 2017. – Vol. 59, No. 3. – pp. 996–999.
 33. Chen L.J. Implementation of a compact EMI filter array for 4G-LTE applications on LTCC / L.J. Chen, K.H. Lin // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2015. – Vol. 5, No. 6. – pp. 713–722.
 34. Krzikalla R. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses / R. Krzikalla, T. Weber, J.L. ter Haseborg // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC, Istanbul, Turkey. – 2003. – pp. 1313–1316.
 35. Krzikalla R. Systematic description of the protection capability of protection elements / R. Krzikalla, J. Luiken, L. ter Haseborg, F. Sabath // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC, Honolulu. HI. USA. – 2007. – pp. 1–4.

36. 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), Bangkok, Thailand. – 2012. – pp. 3–5.
37. 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. – pp. 75–81.
38. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1958. – Vol. 4. – pp. 232–237.
39. Богданов А.М. Сверхширокополосные микроволновые устройства / под ред. А.П. Креницкого, В.П. Мещанова. М.: Радио и связь, 2001 552 С.
40. 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.
41. 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.
42. Патент на изобретение № 2138887 Российской Федерации. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) / В.М. Осипенков, С.Г. Веснин. – № 97119298/09; заявл. 11.11.1997; опубл. 1999.
43. Патент на изобретение № 2174737 Российской Федерации. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр / В.А. Хрусталева, Ю.В. Востряков, В.П. Разинкин, М.А. Рубанович. – № 2000100670/09; заявл. 10.01.2000; опубл. 2001.
44. Тиличенко М.П. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа / М.П. Тиличенко, В.М. Тиличенко // Вестник Гомельского

- государственного технического университета им. П.О. Сухого. – 2001. – No. 2(5). – С. 20–27.
45. 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, ТУСУР. – 2002. – С. 112–114.
 46. 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, Томск, ТУСУР. – 2003. – С. 239–241.
 47. 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. – №4. – 2006. – С. 40–44.
 48. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. 151 с.
 49. 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.
 50. 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.
 51. Лоцилов А.Г. Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением / А.Г. Лоцилов, Т.Т. Чинь, Н.Д. Малютин, Г.А. Малютин // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25. № 1. – С. 7–16.
 52. Костелецкий В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25. № 1. – С. 37–47.

53. Патент РФ на полезную модель №79355. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. Модальный фильтр. Заявка №2008127527/22(033781). Приоритет полезной модели 07.07.2008. Опубликовано 27.12.2008 Бюл. №36.
54. 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.
55. Gazizov T.R. Improved design of modal filter for electronics protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, A.O. Melkozerov, E.S. Dolganov, P.E. Orlov // Proc. of 31-st Int. Conf. on Lightning Protection, Vienna, Austria. – 2012. – pp. 1–4.
56. 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.
57. 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.
58. 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.
59. 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.

60. 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.
61. 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.
62. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.
63. 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.
64. Суровцев Р.С. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов // Доклады ТУСУР. – 2014. – 4(34). – С. 34–38.
65. Патент на изобретение №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.
66. 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.
67. 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.

68. Патент на изобретение №2597940 Российской Федерации. Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.– Заявка №2015120797/28; заявлен 01.06.2015; опубликован 25.08.2016.
69. Патент на изобретение №2607252 Российской Федерации. Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.– Заявка №2015129255/(045208); заявлен 16.07.2015; опубликован 10.01.2017.
70. 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.
71. 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.
72. Surovtsev R.S. Comparison of time responses of a meander line turn to ultrashort pulse excitation / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2022. – Vol. 64. № 4. – pp. 1265–1269.
73. Karri S.K. Electrodynamic analysis of the meander delay line with two turns / S.K. Karri, R.S. Surovtsev, A.T. Gazizov, A.V. Nosov // Electronic Devices and Control Systems: International Scientific-Practical Conference. Tomsk. – 2019. – № 1-2. – pp. 232–235.
74. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2013. 430 с.

75. Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений с плотной матрицей. Томск: Томский государственный университет, 2007. 208 с.
76. 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.
77. Автоматизация проектирования радиоэлектронных средств: учеб. пособие / О.В. Алексеев [и др.]; под ред. О.В. Алексеева. М.: Высшая школа, 2000. 479 с.
78. Тихонов А.Н. Уравнения математической физики / А.Н. Тихонов, А.А. Самарский. М.: Наука, 1977. 735 с.
79. Йоссель Ю.Я. Расчет электрической емкости / Ю.Я. Йоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. Л.: Энергоиздат, 1981. 288 с.
80. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.
81. Аполлонский С.М. Дифференциальные уравнения математической физики в электротехнике. СПб.: Питер, 2012. 352 с.
82. Гизатулин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри здания при широкополосных электромагнитных воздействиях: дисс. на соиск. уч. ст. доктора. техн. наук. Казань, 2016. 382 с.
83. Связанные полосковые линии и устройства на их основе: учебное пособие / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов. Томск: ТУСУР, 2012. 244 с.
84. Стручков С.М. Методика конформных отображений для моделирования полосковых линий передачи и проектирование устройств на их основе: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Томск, 2016. 148 с.
85. Nie B.-L. An improved circuit method for the prediction of shielding effectiveness of an enclosure with apertures excited by a plane wave / B.-L. Nie, Du P.-A., P. Xiao // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2018. – Vol. 60, No. 5. – pp. 1376–1383.

86. Swanson D.G., Hofer W.J. Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation. Norwood: Artech House Publishers, 2003. 474 p.
87. Ruehli A.E. Electromagnetic compatibility modeling techniques: past, present and future / A.E. Ruehli, E. Miersch // 19th International Zurich symposium on electromagnetic compatibility. – 2008. – pp. 1–4.
88. Jackson, J.D. Classical electrodynamics. NY: John Wiley & Sons, 1962. 641 p.
89. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // Труды института инженеров по электронике и радиотехнике. – 1967. – № 2. – С. 5–19.
90. Никольский В.В., Орлов В.П., Феоктистов В.Г. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / под ред. В.В. Никольского. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.
91. 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, No 3. – pp. 302–307.
92. Courant R. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations // Bulletin of american mathematical society. – 1943. – Vol. 49, No. 1. – pp. 1–23.
93. Леонтьев Н.А. Анализ временного отклика в межсоединениях быстродействующих радиоэлектронных схем: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2000.
94. Сердюк Е.А. Выражения для аналитической оценки формы и амплитуды импульсного сигнала в витке меандровой линии задержки / Е.А. Сердюк, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск. – 2018. – С. 312–315.
95. 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.

96. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines / *Philosophical Magazine*. – 1937. – Vol. 24, No.159. – pp. 97–113.
97. Schelkunoff S.A. Conversion of Maxwell's equations into generalized telegrapher's equations / *Bell System Technical*– 1955. – Vol. 34. – pp.995–1043.
98. Amemiya H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines / *RCA Review*. – 1967. – pp. 241–276.
99. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics / *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1973. – Vol. MTT-21, No. 7. – pp. 450–457.
100. Chen Z. A fast simulation method for single and coupled lossy lines with frequency dependent parameters based on triangle impulse responses / Z. Chen, W.D. Becker, G. Katopis // *IEEE 8th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*. – 1999. – pp. 257–260.
101. Tingdong Z. Closed-form representations for triangle impulse responses associated with single and coupled lossy transmission lines / Z. Tingdong, S.L. Dvorak, J.L. Prince // *2001 Proceedings. 51st Electronic Components and Technology Conference*. – 2001. – pp. 1–8.
102. Tingdong Z. Lossy transmission line simulation based on closed-form triangle impulse responses / Z. Tingdong, S.L. Dvorak, J.L. Prince // *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*. – 2003. – Vol. 22, Iss. 6. – pp. 748–755.
103. Paul C.R. On uniform multimode transmission lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1973. – pp. 556–558.
104. Paul C.R. Literal solutions for time-domain crosstalk on lossless transmission lines // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 1992. Vol. 34, Iss. 4. – pp. 433–444.

105. Paul C.R. Solution of the transmission-line equations under the weak-coupling assumption // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2002, – Vol.44. – pp. 413–423.
106. Djordjevic A.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // *IEEE Proceedings*. – 1987. – Vol. 75. – No. 6. – pp. 743–764.
107. Farr E.G. A Frequency-dependend coupled mode analysis of multiconductor microstrip lines with application to VLSI interconnection problems / E.G. Farr, C.H. Chan, R. Mittra // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1986. – Vol. MTT-34. – No. 2. – pp. 307–310.
108. Wang R. A circuit model of a system of VLSI interconnects for time response computation / R. Wang, O. Wing // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1991. – Vol. MTT-39. – pp. 688–693.
109. Carin L. Isolation effects in single- and dual plane VLSI interconnects / L. Carin, K.J. Webb // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1990. – Vol. MTT-38. – No. 4. – pp. 396–404.
110. Frankel S. Multiconductor transmission line analysis. Artech House, 1977. 406 c.
111. Lindell I.V. On the quasi-TEM modes in inhomogeneous multiconductor transmission lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1981. – Vol. MTT-29. – No. 8. – pp. 812–817.
112. Lindell I.V. In inhomogeneous theory of time-domain quasi-TEM modes multiconductor lines / I.V. Lindell, G Qizheng // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* –1987. – Vol. MTT-35. – pp. 893–897.
113. Xiao F. Analysis of crosstalk between finitelength microstrip lines: FDTD approach and circuit-concept modeling / F. Xiao, W. Liu, Y. Kami // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2001. – Vol. 43. – pp. 573–578.
114. Xiao F. Analytical solution of the electromagnetic radiation from coupled differential microstrip pairs / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // *Asia-Pacific*

- Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2009. – pp. 708–711.
115. Xiao F. Analytical solution for two parallel traces on PCB in the time domain with application to hairpin delay lines / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // IEICE Transactions on Communications. –2009. – pp. 1953–1959.
 116. You H. Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages / H. You, M. Soma // IEEE Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference. – 1990. – pp. 11.2.1–11.2.5.
 117. You H. Analysis and simulation of multiconductor transmission lines for high-speed interconnect and package design / H. You, M. Soma // IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology. – 1990. – Vol. 13. – Iss. 4. – pp. 839 – 846.
 118. You H. Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits / H. You, M. Soma // IEEE Transactions On Circuits And Systems. – 1990. – Vol. 37. – pp. 1019–1026.
 119. 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. – pp. 436–446.
 120. Захар-Иткин М.Х. Теорема взаимности и матричные телеграфные уравнения для многопроводных линий передачи // Радиотехника и электроника. –1974. – № 11. – с. 2338–2348.
 121. Гипсман А.И. Красноперкин В.М., Силин Р.А. Расчёт многополосковых линий и устройств – Антенны / Под ред. А.А. Пистолькорса. М.: Радио и связь. 1986. 52–68 с.
 122. Кравченко С.И. Расчёт матрицы рассеяния многопроводных полосковых линий и устройств на их основе / С.И. Кравченко, С.И. Бахарев // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общетеchnическая. – 1978. – Вып. 8. – с. 45–53.

123. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. Т.: Изд-во Том. ун-та, 1990. 164 с.
124. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объёмные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. 256 с.
125. Чурин Ю.А. Переходные процессы в линиях связи быстродействующих ЭВМ. М.: Советское радио, 1975. 207 с.
126. Иванов Л.В. Перекрёстные наводки в системе двух линий // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Электронная вычислительная техника. – 1971. – Вып. 5. – с. 3–20.
127. Брук Б.И. Перекрёстные наводки в сигнальных цепях ЭЦВМ. М: ИТМ и ВТ, 1973. 59 с.
128. Вашакидзе Ю.Н. Машинный анализ межсоединений интегральных и гибридных схем сверхбыстродействующей логики с учётом их взаимного влияния // Управляющие системы и машины. – 1977. – №6(32). – с. 112–115.
129. Tripathi V. K. A SPICE model for multiple coupled microstrip and other transmission lines / V. K. Tripathi, J. B. Retting // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. –1985. – Vol. MTT-33. – no. 12. – pp. 1513–1518.
130. Paul C. R. A simple SPICE model for coupled transmission lines / C. R. Paul // in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility. – Seattle, WA, 1988. – pp. 327–333.
131. Chang E. C. Computationally efficient simulation of a lossy transmission line with skin effect by using numerical inversion of Laplace transform / E.C. Chang, S. Kang // IEEE Trans. Circuit Syst. –1992. –Vol. 39. –no. 11. – pp. 861-868.
132. Bau C.E. Norms and eigenvector norms / C.E. Baum // Mathematics Notes. – 1979. – Vol.63. – P. 1–42.
133. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications //Cambridge MA: Harvard University Press. –2004. –P 212.

134. Sagiyeva I.Y. Modal filters based on a microstrip line with overhead conductors grounded at both ends / I.Y. Sagiyeva, Z.M. Kenzhegulova, T.R. Gazizov, R.S. Surovtsev // 22nd Int. conference of young professionals in electron devices and materials. – Altai (Russia), 2021. – P. 176–179.
135. Sagiyeva I.Y. Analytical models for the time response of a modal filter having a symmetrical pair of passive conductors with grounded ends / I.Y. Sagiyeva, Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev // 2022 IEEE Int. multi-conf. on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON). – Novosibirsk, 11–13th November, 2022. – P. 1080–1084.
136. Кенжегулова, З.М. Аналитические модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением // З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск. – 2020. – Ч. 1. – С. 286–289.
137. Kenzhegulova Z.M. Analytical models for calculating the time response in a turn of a meander line of two segments / Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev // 23th Int. Conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices. – June 29 – July 3, 2022. – pp. 129–134.
138. Kenzhegulova Z.M. Equalizing signal components amplitudes at the output of a modified microstrip line / Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev // 2023 Ural symposium on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBEREIT), Yekaterinburg. – May 15–17, 2023. Accepted.
139. Суровцев Р.С., Кенжегулова З.М. Аналитические модели временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями // моногр. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – 172 с.
140. Hall S.H. Advanced signal integrity for high-speed digital designs / S.H Hall, H.L. Heck // Wiley IEEE Press. 2009. 680 p.

141. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – №. 012110. – pp. 1–7.
142. Bogatin E. Signal integrity-simplified. NJ: Pearson Education. 2004. 521 p.
143. Кенжегулова З.М. Анализ коэффициентов отражения мод при согласовании по выходу связанной линии с помощью П- и Т-образных схем / З.М. Кенжегулова, Рыжова М.В. // Международная научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР», Томск. – 22–24 мая 2019. – Ч. 2. – С. 17–20.
144. Кенжегулова З.М. Аналитические выражения для вычисления временного отклика двух последовательно соединенных отрезков связанных линий при согласовании по выходу / З.М. Кенжегулова, Е.Б. Черникова // VI Всероссийская научно-практическая конференция «Информационные технологии и когнитивная электросвязь», Екатеринбург. – 23 апреля 2020. – С. 29–33.
145. Grebennikov A. RF and microwave power amplifier design. NY: McGraw-Hill Education. 2005. 18 p.
146. Микола П.В. Анализ распространения импульсного сигнала в одиночной линии передачи из двух отрезков на основе диаграммы координата-время / П.В. Микола, З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев // XVII Международная научно-техническая конференция «Электронные средства и системы управления», Томск. – 2021. – С. 37–40.
147. Mikola P.V. Analysis of the pulse signal propagation in a turn of a meander line of two segments based on lattice diagrams / P.V. Mikola, Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev // Journal of Physics: Conference Series [Electronic resources]. – 2022. – Vol. 2291. – P. 1–7.
148. Kenzhegulova Z.M. Propagation of interferences in asymmetric strip structures with modal decomposition / Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev // 24th International conference of young professionals in electron devices and materials, Altai (Russia). – 2023. – Accepted.

149. 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.
150. Кенжегулова З.М. Сравнение временных откликов асимметричного модального фильтра, полученных разными подходами / З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев, Р.Р. Хажобеков // Доклады ТУСУР. – 2022. – № 2 (25). – С. 53–58.
151. 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. Accepted.
152. MIL-STD-461F-2007. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.
153. IEC 61000-2-13-2013. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 2-13: environment – high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted.
154. PathWave EM Design (EMPro) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software> (дата обращения: 05.01.2023).
155. Surovtsev R.S. Comparison of time responses of a meander line turn to ultrashort pulse excitation / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. –2022. – Vol. 64. –№ 4. –pp. 1265–1269.
156. Кенжегулова, З.М. Обзор аналитических моделей для вычисления временного отклика в полосковых устройствах защиты // Международная научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР – 2021». – г. Томск, 19–21 мая 2021. – Ч. 2. – С. 61–64.

157. Технологические возможности изготовления печатных плат. Электроконнект. [Электронный ресурс]. – URL: <https://pselectro.ru/tehnologiceskie-vozmoznosti-izgotovlenia-pecatnyh-plat-77980> (дата обращения 23.01.2023).
158. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software> (дата обращения: 03.01.2023).
159. Khazhibekov R.R. Developing a modal filter prototype to protect spacecraft busbar against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // Journal of physics: conference series. – 2019. – № 560. – pp. 1–6.
160. Gazizov A. UWB pulse decomposition in asymmetrical modal filter with different boundary conditions / A. Gazizov, A. Zabolotsky // 2015 Int. Sib. Conf. Control Commun. – Omsk (Russia), May 21–23, 2015.
161. IEC. 61000-1-5-2004. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 1-5: general – high power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems reference.
162. Svensson C. Time domain modeling of lossy interconnects / C. Svensson, G.H. Dermer // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – May 2001. – Vol. 24, no. 2. – pp. 191–196.
163. Demakov A.V. TEM cell for testing low-profile integrated circuits for EMC / A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // Proc. 16th Int. Conf. Young Specialists Micro/Nanotechnol. Electron. Devices. – 2020. – pp. 154–158.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(Справочное)

Копии актов о внедрении

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе

к.т.н., доцент

Сенченко П.В.




внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Кенжегуловой Зарины Муратбековны

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по научной работе, д.т.н. Куксенко С.П. 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 Кенжегуловой З.М.:

1. Условия равенства составляющих временного отклика на выходе 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. Вычисления временного отклика асимметричных полосковых структур в неоднородном диэлектрическом заполнении с помощью аналитических моделей использованы для проведения практических занятий по дисциплине «Учебная практика: ознакомительная практика» в 2020–2021 учебном году профиля «Электромагнитная совместимость» бакалавриата по направлению подготовки «Радиотехника».

Заместитель заведующего каф. ТУ по научной работе  С.П. Куксенко

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

«УТВЕРЖДАЮ»



Проректор по научной работе и инновациям

к.т.н., доцент

Лоцилов А.Г.

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Кенжегуловой Зарины Муратбековны


Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по научной работе д.т.н. Куксенко С.П., руководитель НИР по гранту РФФИ №19-37-51017 д.т.н. Газизов Т.Р. и руководитель НИР по грантам РФФИ №21-79-00161 и Президента Российской Федерации МК-396.2022.4 к.т.н. Суровцев Р.С. настоящим актом подтверждаем факт использования следующих результатов диссертационной работы Кенжегуловой З.М. при выполнении работ в рамках НИР:

1. Результаты верификации аналитических моделей витка меандровой линии (МЛ) с симметричным поперечным сечением. Указанные результаты использованы в отчёте по этапу 2 НИР по гранту РФФИ №19-37-51017 «Моделирование распространения сверхкоротких импульсов в многопроводных линиях передачи для решения задач проектирования радиоэлектронной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости».

2. Аналитические модели временного отклика витка МЛ с асимметричным поперечным сечением и витка МЛ из одного отрезка с симметричным поперечным сечением и результаты их верификации на примере различных структур витка. Указанные результаты использованы в отчёте по этапу 1 НИР по гранту РФФИ №21-79-00161 «Математический аппарат для синтеза пассивных помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой на основе модальных технологий».

3. Аналитическое и численное вычисление форм напряжения на выходе витка МЛ при воздействии затухающей синусоидой. Указанные результаты использованы в отчёте по этапу 1 НИР по гранту Президента МК-396.2022.4 «Разработка математического, алгоритмического и программного обеспечения

для задач моделирования помехового синусоидального воздействия на печатные устройства защиты при проектировании радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости».

Заместитель заведующего каф. ТУ по научной работе  С.П. Куксенко

Руководитель НИР по гранту РФФИ №19-37-51017

 Т.Р. Газизов

Руководитель НИР по грантам

РНФ №19-37-51017 и Президента МК-396.2022.4

 Р.С. Суровцев



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, 76-61-46
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 «РЕШЕТНЁВ»),
председатель секции №2 НТС,
к.т.н., доцент



С.Г. Кочура
2023 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Кенжегуловой Зарины Муратбековны

Комиссия в составе:

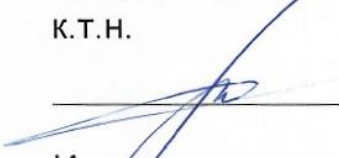
- главного конструктора - начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «РЕШЕТНЁВ», к.т.н. И.Н. Тульского;
- и.о. начальника отдела АО «РЕШЕТНЁВ» О.А. Климкина;
- начальника сектора АО «РЕШЕТНЁВ» М.М. Иванова

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «РЕШЕТНЁВ» результатов диссертационной работы З.М. Кенжегуловой по моделированию временного отклика модального фильтра с лицевой связью.

Результаты отражены в отчете за этап 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 сделать выбор устройства помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры, реализованного в виде макета по окончанию проекта, 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 РЗА АО «РЕШЕТНЁВ»,
к.т.н.


И.Н. Тульский

И.о. начальника отдела
АО «РЕШЕТНЁВ»


О.А. Климкин

Начальник сектора АО «РЕШЕТНЁВ»


М.М. Иванов

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(Справочное)

Индивидуальные достижения





Российская Федерация
Образовательный Фонд «Талант и успех»
Научно-технологический университет «Сириус»



СЕРТИФИКАТ

№ 100220200114038255

Настоящий сертификат удостоверяет, что

**Кенжегулова
Зарина Муратбековна**

прошел(ла) обучение по программе образовательного модуля
«Современные методы математической физики».

С итоговым результатом: отлично

По направлению подготовки 01.04.02 «Прикладная математика
и информатика»/Центра информационных технологий
и искусственного интеллекта.

Даты проведения: 17-30 августа 2020 года.
Объем программы: 96 академических часов.

Научный руководитель программы: Руководитель центра
информационных технологий и искусственного интеллекта
АНО ВО «Университет «Сириус»,
кандидат физико-математических наук
А.С. Ненашев

Руководитель отдела по учебно-методической работе
АНО ВО «Университет «Сириус»
Г.В. Федоров.

Город Сочи | Дата выдачи: 30.08.2020г

genetics
information
cognition



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО
ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное
бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

«Томский государственный
университет систем
управления и
радиоэлектроники»

ДИПЛОМ

ПОБЕДИТЕЛЯ КОНКУРСА
«ЛУЧШИЕ ВЫПУСКНИКИ ТУСУР»

КЕНЖЕГУЛОВА Зарина Муратбековна

Магистр | РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ

РЕШЕНИЕМ КОНКУРСНОЙ КОМИССИИ ПО ПОДВЕДЕНИЮ ИТОГОВ
КОНКУРСА «ЛУЧШИЕ ВЫПУСКНИКИ ТУСУР»
(ПРОТОКОЛ от 20 июля 2020 года)
ПРИЗНАНА ПОБЕДИТЕЛЕМ КОНКУРСА



ТОМСК
2020



В. М. Рулевский

Систем управления
радиоэлектроникой