

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

На правах рукописи



Жечев Евгений

Анализ и экспериментальное исследование
частотных и временных характеристик
полосковых структур с модальной фильтрацией

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

д-р. техн. наук, доцент

Заболоцкий Александр Михайлович

Томск 2022

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1. ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ОТ МОЩНЫХ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ: ОБЗОР	13
1.1 Актуальность	13
1.1.1 Стандарты и рекомендации	13
1.1.2 Источники преднамеренных электромагнитных помех	15
1.2 Методы защиты радиоэлектронных устройств от мощных сверхширокополосных помех на основе модальной фильтрации	22
1.2.1 Модальные фильтры	23
1.2.2 Модальное резервирование	25
1.3 Методы оценки сверхширокополосных помех	28
1.4 Цель и задачи исследования	31
2. УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР С МОДАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ	33
2.1 Исследование характеристик четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра	33
2.1.1 Моделирование характеристик четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра	33
2.1.2 Разложение сверхширокополосного импульса	38
2.1.3 Влияние скрытых металлизированных отверстий	46
2.1.4 Влияние конечных нагрузок	52
2.1.5 Влияние температуры	53
2.2 Модификации зеркально-симметричных структур	58
2.2.1 Применение четвертьволновых резонаторов	58
2.2.2 Применение радиопоглощающих материалов	63
2.3 Анализ воздействий с различным спектром	66
2.3.1 Модальное разложение электростатического разряда	66
2.3.2 Анализ целостности полезного сигнала	69

2.4 Сравнительное исследование зеркально-симметричных структур	74
2.4.1 Предварительный квазистатический анализ.....	74
2.4.2 Исследуемые устройства, методы моделирования и измерений.....	77
2.4.3 Частотные и временные характеристики	81
2.5 Основные результаты раздела	86
3. АНАЛИЗ СТРУКТУР С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ	90
3.1 Однократное модальное резервирование	90
3.1.1 Подходы, методы и конфигурация структуры	91
3.1.2 Распространение сверхширокополосных помех до и после отказов	98
3.1.3 Влияние согласования на целостность полезного сигнала	105
3.2 Многократное модальное резервирование.....	108
3.2.1 Способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием	109
3.2.2 Анализ и систематизация способов модального резервирования печатных проводников на основе симметричных структур	112
3.3 Экспериментально-расчетная методика анализа частотных и временных характеристик структур с модальным резервированием	125
3.3.1 Определение структуры в частотной области	126
3.3.2 Определение структуры во временной области	128
3.3.3 Апробация методики	130
3.4 Основные результаты раздела	133
4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ОТ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ	135
4.1 Модальный фильтр на основе микрополосковой линии с двумя боковыми проводниками, заземленными на обоих концах	135
4.1.1 Прототип модального фильтра и методы эксперимента.....	136
4.1.2 Результаты вычислительного и лабораторного экспериментов	140
4.2 Модальный фильтр на основе модифицированной копланарной линии передачи	141

4.2.1	Конструкция модального фильтра, подходы и методы.....	142
4.2.2	Анализ копланарной линии передачи	145
4.2.3	Анализ модального фильтра на двухсторонней печатной плате.....	146
4.3	Схемы трассировки высокочастотных линий передачи со структурой проводников в виде спирали и меандра	148
4.3.1	Анализ распространения импульса сверхширокополосной помехи.....	149
4.3.2	Подходы к моделированию, прототипы и методы экспериментального исследования.....	154
4.3.3	Результаты анализа во временной и частотной областях	159
4.4	Модальный фильтр на основе связанной микрополосковой линии с радиопоглощающим материалом	165
4.4.1	Влияние толщины радиопоглощающего материала	166
4.4.2	Структура, материалы и методы исследования	168
4.4.3	Результаты измерений и моделирования	170
4.5	Анализ эффективности экранирования помехозащитного корпуса для фильтра подавления электромагнитных помех	172
4.5.1	Конструкция корпуса и методы вычислительного эксперимента.....	173
4.5.2	Результаты электродинамического анализа	176
4.6	Практические рекомендации по проектированию межсоединений печатных плат для защиты электрических цепей от сверхширокополосных помех	181
4.7	Основные результаты раздела	184
ЗАКЛЮЧЕНИЕ		187
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....		195
СПИСОК ИСПОЛЪЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.....		196
ПРИЛОЖЕНИЕ А (СПРАВОЧНОЕ) КОПИИ ДОКУМЕНТОВ.....		225

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Для обеспечения функциональной безопасности (ФБ) и высокой производительности радиоэлектронных устройств (РЭУ) необходимо соблюдать жесткие требования электромагнитной совместимости (ЭМС). Их невыполнение приводит к функциональным сбоям и повреждениям как отдельных элементов, так и систем в целом. Вопросы ЭМС проявляются на всех структурных уровнях вычислительной техники: от межсоединений и интегральных схем (ИС) на печатной плате (ПП) до систем управления и обработки данных космических аппаратов (КА). Из-за роста быстродействия приемо-передающих устройств и повышения плотности монтажа их элементов современные РЭУ становятся более восприимчивыми к воздействию внешних и внутренних электромагнитных помех (ЭМП). Они распространяются по цепям питания, линиям передачи данных и системам заземления. Особо опасными являются кондуктивные сверхширокополосные (СШП) помехи, которые имеют высокое напряжение, малую длительность и широкий спектр. Несмотря на небольшую энергию таких ЭМП их влияние на типовые РЭУ может быть значительным. Классические устройства защиты РЭУ от помех обладают рядом существенных недостатков: низкие быстродействие и эксплуатационные характеристики, большие масса и габариты. Поэтому разработка эффективных средств обеспечения ЭМС РЭУ актуальна.

Степень разработанности темы. Многие публикации последних лет посвящены защите от мощных ЭМП. Известными зарубежными исследователями в этой области являются Backstrom M., Brauer F., Ericsson J., Haase H., Haseborg J., Hoad R., Klunder C. Krzikalla R., Lambourne A., Mansson D., Montano R., Nilsson T., Nitsch J., Pignari S., Rachidi F., Radasky W., Sabath F., Weber T., Wendt D., Wraight A., и др. Российские ученые также активно исследовали ЭМС РЭУ: Акбашев Б.Б., Балюк Н.В., Кечиев Л.Н., Кириллов В.Ю., Мырова Л.О., Степанов П.В., Сухоруков С.А. занимались анализом стойкости различных электронных устройств и систем к ЭМ воздействиям; Петровский В.И. решал задачи в области обеспечения информационной безопасности и ЭМС технических устройств; Борисов Р.К.,

Лоборев В., Парфенов Ю.В., Петров С.Р., Фортон В.Е. исследовали вопросы, связанные с анализом влияния ЭМП в цепях питания; Гизатуллин З.М., Киричек Р., Чермошенцев С.Ф. анализировали влияние импульсов малой длительности; Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н. исследовали связанные линии передачи; группа под руководством Газизова Т.Р. исследовала устройства для защиты РЭУ от СШП помех за счет модальной фильтрации. Главное преимущество последней состоит в том, что она может не требовать отдельного устройства. Вместо этого используются специальные трассировка и компоновка существующих межсоединений ПП, обеспечивающие защиту от СШП помех. Между тем, исследовано ограниченное число возможных конфигураций таких устройств защиты и выявлены не все особенности разложения кондуктивных СШП помех.

Цель работы – выполнить ряд новых исследований частотных и временных характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией.

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

1. Выполнить обзор источников мощных преднамеренных электромагнитных помех и способов защиты от них.
2. Исследовать возможности улучшения характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией.
3. Исследовать структуры с модальным резервированием на основе зеркально-симметричных структур.
4. Выполнить экспериментальное исследование устройств защиты электрических цепей от сверхширокополосных помех.

Научная новизна

1. Впервые предложена экспериментально-расчетная методика анализа структур с модальной фильтрацией, включающая в себя измерения S -параметров в частотном диапазоне, переход во временную область для вычисления откликов на воздействие сверхширокополосных помех и оценку уменьшения их опасности на основе N -норм.
2. Предложен подход к улучшению характеристик модальных фильтров, отличающийся соединением опорных проводников между собой только на концах

и использованием четвертьволновых резонаторов и широкополосных радиопоглощающих материалов.

3. Предложен способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием на четырехслойной печатной плате, отличающийся тем, что опорный проводник выполнен в виде двух проложенных друг под другом проводников внутри диэлектрической подложки и закороченных между собой только на концах, так что проводники резервируемой и резервной цепей вместе с дополнительным опорным проводником образуют пятипроводную связанную линию передачи, а радиоэлектронные компоненты размещаются на внешних сторонах печатной платы.

4. Предложен способ трассировки двух микрополосковых линий передачи, отличающийся контролируемым увеличением электромагнитной связи между ними до допустимого уровня перекрестных наводок от полезного сигнала и использованием модальных искажений для защиты от сверхширокополосных помех.

Теоретическая значимость

1. Изучены особенности влияния параметров поперечного сечения на временные отклики зеркально-симметричных структур со скрытыми металлизированными отверстиями и различными оконечными нагрузками на ближнем и дальнем концах.

2. Изучены температурные зависимости характеристик зеркально-симметричного модального фильтра.

3. Проведены оценка ослабления сверхширокополосных помех в структурах с однократным и трехкратным модальным резервированием и систематизация способов многократного модального резервирования на основе симметричных структур.

4. Изучено влияние характеристик и параметров симметричных структур с модальной фильтрацией на целостность полезного сигнала.

5. Применительно к проблематике диссертации результативно использован подход к анализу сверхширокополосных помех на основе N -норм.

Практическая значимость

1. Разработан прототип модального фильтра с широкополосным радиопоглощающим материалом для экспериментальных исследований модального разложения импульса сверхширокополосной помехи.
2. Представлены рекомендации по проектированию межсоединений печатных плат для защиты электрических цепей от сверхширокополосных помех.
3. Результаты исследования зеркально-симметричного модального фильтра использованы в модуле фильтра Ф100-М1 космического аппарата в АО «ИСС», г. Железногорск (акт использования РИД).
4. Экспериментально-расчетная методика анализа частотных и временных характеристик помехоподавляющего фильтра для защиты силовой шины электропитания космического аппарата и результаты моделирования эффективности экранирования корпуса внедрены в АО «ИСС», г. Железногорск (акт внедрения).
5. Комплекс технических решений для обеспечения электромагнитной совместимости, основанный на использовании пассивных помехозащитных устройств, внедрен в ООО «ТРЭМ Инновации», г. Томск (акт внедрения).
6. Результаты электродинамического анализа структур с однократным и трехкратным модальным резервированием внедрены в учебный процесс бакалавриата по направлению подготовки «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» ТУСУР, г. Томск (акт внедрения).

Методология и методы исследования

В работе использованы компьютерное моделирование методами моментов и конечных разностей во временной области, квазистатический и электродинамический подходы, параметрическая оптимизация генетическим алгоритмом и эвристическим поиском, а также лабораторный эксперимент на базе скалярного и векторного анализаторов цепей и цифрового стробоскопического осциллографа.

Положения, выносимые на защиту

1. Предложенная экспериментально-расчетная методика анализа структур с модальной фильтрацией на основе N -норм позволяет оценить уменьшение опасности сверхширокополосных помех, спектр которых находится в частотном диапазоне измеренных S -параметров структур.

2. Применение широкополосного радиопоглощающего материала в двухпроводном и зеркально-симметричном модальных фильтрах дает ослабление сверхширокополосных помех в 17 и 21 раз, а четвертьволновых резонаторов – в 13 и 27 раз, соответственно.

3. Предложенный способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием на четырехслойной печатной плате позволяет, по сравнению с прототипом, упростить изготовление печатной платы и монтаж её компонентов, а также уменьшить восприимчивость резервируемой цепи к внешним кондуктивным помехам.

4. Предложенный способ трассировки двух микрополосковых линий передачи позволяет уменьшить амплитуду распространяющегося по линии длиной 1 м сверхширокополосного импульса общей длительностью 360 пс не менее чем в 4 раза при полосе пропускания не более 340 МГц.

Результаты проведенных исследований соответствуют паспорту специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения по п. 7 – Разработка и исследование методов обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических систем и устройств, включая системы связи и телевидения, методов обеспечения их стойкости к электромагнитному и ионизирующему излучению, методов разрушения и защиты информации в этих системах.

Достоверность результатов основывается на корректном применении теории линий передачи, согласованности результатов моделирования и эксперимента, использовании современных методик измерения сертифицированными приборами.

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 «Разработка методологии создания помехозащитных устройств на основе модальной технологии» по гранту Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых, проект № МД-365.2018.8, 2018–2019 г.

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

4. 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.

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

6. 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.

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

8. НИР «Методология многократного модального резервирования цепей на основе зеркально-симметричных структур», грант РФФИ «Аспиранты» 20-37-90098, 2020–2022 г.

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

Апробация результатов

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах: ФЦП ИР (проект RFMEFI57417X0172, 2017–2020 гг.), гранта Президента РФ (проект МД-365.2018.8, 2018–2019 г.); РНФ (гранты 19-19-00424, 20-19-00446, 22-29-01331); госзадания (проекты №8.9562.2017, 2017–2019 гг., FEWM-2020-0041, 2020–2023 гг., FEWM-2022-0001, 2022–2023 гг.); РФФИ (20-37-70020, 19-37-51017, 20-37-90098); на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа 2019 г.; на назначение стипендий Президента и Правительства РФ в 2020–2021 гг. и Президента ТУСУРа в 2021 г.

Результаты докладывались и представлялись в материалах следующих конференций: межд. научно-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2017–2021 г.; межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2019–2021 г.; межд. научно-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири», г. Томск, 2018 г.; межд. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», г. Томск, 2019 г.; 18-я межд. конф. «Авиация и космонавтика–2019», г. Москва, 2019 г.; Int. conf. on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Алтай, 2019, 2020, 2021, 2022 гг.

Публикации. Результаты опубликованы в 62 работах (5 без соавторов).

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	6
Статья в журналах, индексируемых SCOPUS (Q1/Q2)	5
Публикация в журналах, индексируемых в WoS и SCOPUS	10
Доклад в трудах конференций, индексируемых в WoS и SCOPUS	7
Доклад и тезисы в трудах отечественных конференций	28
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	5
Патент на изобретение	1
ИТОГО:	62

Личный вклад. Результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну, получены автором лично или при его

участии. Личный вклад состоит в участии на всех этапах исследований и непосредственном участии в получении исходных данных. Их обработка и интерпретация выполнены совместно с соавторами публикаций. Непосредственный вклад автора состоит в выполнении электродинамического моделирования, разработке прототипов, проведении экспериментальных исследований и подготовке публикаций.

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 раздела, заключение, список используемых источников из 240 наименований, приложение из 16 с. Объем диссертации с приложением – 240 с., в т.ч. 139 рис. и 48 табл.

Краткое содержание работы. Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 выполнен обзор источников мощных преднамеренных помех и методов защиты РЭУ, а также обоснованы и сформулированы цель и задачи работы. В разделе 2 исследованы возможности улучшения характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией. В разделе 3 представлены результаты исследования структур с однократным и трехкратным модальным резервированием. В разделе 4 приведены результаты экспериментального исследования устройств защиты электрических цепей от СШП помех и даны практические рекомендации по проектированию межсоединений ПП. В приложении А приведены копии актов внедрения, свидетельств, патентов и дипломов.

1. ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ОТ МОЩНЫХ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ: ОБЗОР

1.1 Актуальность

Преднамеренные электромагнитные (ЭМ) воздействия (или ЭМ терроризм) являются значимой угрозой для электронных и радиоэлектронных устройств (РЭУ). Последние десятилетия они привлекают большое внимание сообщества по электромагнитной совместимости (ЭМС) [1–6]. Согласно определению из ГОСТ Р 50922-2007 преднамеренным силовым ЭМ воздействием является несанкционированное воздействие на информацию, осуществляемое путем применения источника ЭМ поля для наведения (генерирования) в автоматизированных информационных системах ЭМ энергии с уровнем, вызывающим нарушение нормального функционирования (сбой в работе) технических и программных средств этих систем [7]. Достаточно интенсивные ЭМ поля в диапазоне частот от 200 МГц до 5 ГГц могут вызывать нарушения или повреждения в электронных системах и РЭУ [8] и, следовательно, могут повлиять почти на все экономические и социальные инфраструктуры [9–13].

1.1.1 Стандарты и рекомендации

Обеспечения ЭМС гражданской и военной инфраструктуры постоянно обсуждается международным сообществом. Тем не менее, в настоящее время не существует единых нормативных документов, связанных с обеспечением защиты критичных объектов от мощных преднамеренных ЭМП. Однако за последние годы были достигнуты важные успехи в разработке рекомендаций и стандартов для проверки помехоустойчивости электронных систем и разработки общих стратегий их защиты. Далее дается обзор стандартов и рекомендаций, разработанных международной электротехнической комиссией (МЭК), институтом инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (ИИЭР), международным союзом

электросвязи (МСЭ) и международным советом по большим электрическим системам высокого напряжения.

Начиная с 1989 года подкомитет 77С МЭК начал разработку стандартов для защиты гражданских систем от ЭМ угроз большой мощности, включая высотный ЭМИ, создаваемый ядерным взрывом в космосе, и преднамеренные ЭМП, создаваемые ЭМ оружием, используемым преступниками и террористами. Так, документ [14] предназначался для обсуждения и выявления проблем, представляющих интерес для гражданской инфраструктуры, и описания того, как опубликованные стандарты могут быть использованы для создания стратегий защиты. Подкомитет SC77C посвятил много усилий по предоставлению рекомендаций и руководств по защите объектов инфраструктуры от мощных преднамеренных ЭМП. Этот подкомитет, возможно, является наиболее активным комитетом в этой области, и обычно другие комитеты по стандартизации, в том числе из России [15], ссылаются на общие рекомендации, определения ЭМ среды и конкретные стратегии защиты, определенные в IEC SC77C [16].

В стандарте МЭК 61000-1-5 [17] даны общее определение угрозы мощных ЭМ сред и общий обзор ожидаемых эффектов в гражданских системах. Это первый документ, созданный МЭК, в котором упоминается угроза мощных преднамеренных ЭМП. При разработке этого стандарта учитывались источники до 2004 г. В диссертации профессора Mora N. [6] предпринята попытка пересмотреть и обновить обзор существующих источников преднамеренных ЭМП. В стандарте МЭК 61000-5-9 [18] представлена методология, которую можно использовать для оценки влияния мощных ЭМ сред на электронные системы. При этом предложенная методика носит очень общий характер. Стандарт МЭК 61000-4-36 [19] может быть использован для определения условий испытаний и оценки помехоустойчивости электронного оборудования и систем.

В рекомендации МСЭ К81 [20] обсуждается защита телекоммуникационных систем от мощных ЭМП, предлагается шкала для классификации источников ЭМП и возможных зон проникновения, изучаются ожидаемые уровни ЭМ поля от нескольких источников мощных ЭМП и определяются требуемые уровни

безопасности. Также в данном документе представлены рекомендуемые уровни защиты для центров обработки данных и аналогичных объектов инфраструктуры.

Стандарт ИИЭР P1642 [21] разработан для специальной защиты различных компьютерных систем (банкоматы, кассовые аппараты, компьютеры в магазинах, банках и т.д.). Стандарт регламентирует уровни защиты, основанные на подходе физической безопасности и топологическом зонировании, а также использование современных стратегий, таких как отказоустойчивые методы вычислений, мониторинг и оповещения. Метод, аналогичный тому, который используется в K81 для расчета требуемых уровней защиты для обеспечения безопасных ЭМ сред, также используется в этом стандарте.

Международный совет по большим электрическим системам высокого напряжения разработал рекомендацию 600 [22] по защите центров управления на высоковольтных подстанциях. Данные рекомендации регламентируют требуемые уровни защиты, предполагая наличие типичного ЭМ оружия в окружении объектов инфраструктуры. Методы защиты включают прокладку кабеля, экранирование, установку фильтров и т.д.

1.1.2 Источники преднамеренных электромагнитных помех

Применение РЭУ в целом, а также интегральных схем (ИС), в частности, связано со значительным снижением уровней напряжения и токов, а также увеличением плотности компоновки радиокомпонентов [23]. Поэтому проблема исследования действия ЭМП, в том числе мощных преднамеренных, на ИС является особенно актуальной [24–27]. Компьютеры и другие системы на базе микропроцессоров оказываются уязвимыми для ЭМ полей свыше 30 В/м, хотя современные высокоскоростные персональные компьютеры (ПК) устойчивы к напряженности около 300 В/м на некоторых частотах. В ходе экспериментальных исследований профессор Noad R. определил, что наличие металлических соединительных кабелей обычно увеличивает уязвимость компьютерного оборудования. Атака и повреждение небольшого портативного оборудования, к

которому не подключены кабели, напротив, требует очень сильных ЭМ полей, обычно с максимальными амплитудами более 5 кВ/м [28].

Электронные системы и РЭУ могут быть повреждены различными типами воздействующего напряжения [29]. Такими воздействиями, к примеру, могут быть интенсивный узкополосный сигнал с несколькими частотными колебаниями или СШП импульсы. На рисунке 1.1 показано частотное распределение типовых естественных и преднамеренных ЭМП [30]. Видно, что разряд молнии характеризуется высокой амплитудой на низких частотах, в то время как узкополосные сигналы и СШП помехи имеют более низкую амплитуду, но более широкий спектр.

Возможность приблизить источник ЭМП к потенциальной цели характеризуется свойством источника как стационарного, переносного, мобильного, очень мобильного и высокомобильного [31] (см. рисунок 1.2). В [32] проведен анализ и классификация источников ЭМП, в которых учитывается частота следования импульсов, стоимость, максимальные амплитуда и излучаемая мощность.

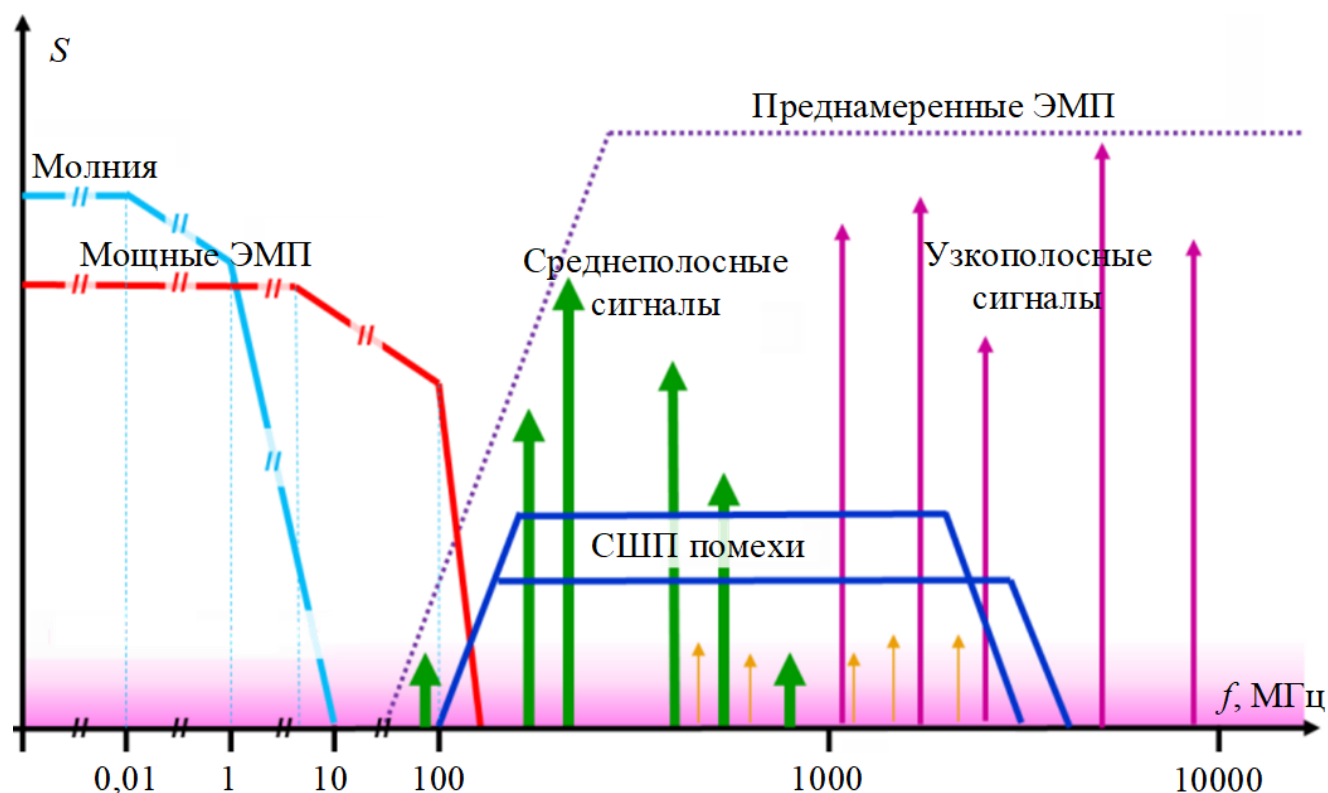


Рисунок 1.1 – Частотное распределение типовых ЭМП



Рисунок 1.2 – Пример реализации высококомобильного (а), мобильного (б, в, з) и стационарного (д) источников мощных ЭМП из [32, 33]

Современный уровень развития методов генерации мощных ЭМ импульсов и способов формирования радиоизлучения определил возможность разработок широкого класса систем и средств направленной энергии [34–43]. С учетом существующих тенденций развития фундаментальных и поисковых исследований в области разработок таких ЭМ систем, в том числе силовых в области радиоэлектронной борьбы, известны ряд средств [44–48]. В литературе системы, генерирующие короткие ЭМ импульсы, часто называют мощными сверхширокополосными (СШП) системами [49]. Их применение включает СШП-радары для обнаружения зарытых мин или людей под завалами [50, 51], анализа ЭМС электронных устройств [52–54], СШП связи и ЭМ глушения [55]. В военных приложениях она направлена на устранение вражеских элементов или террористических атак, дистанционное уничтожение электронных устройств или приведение их в полную негодность [56, 57]. В общем случае исследование и классификация источников СШП помех также представлены в [58]. Далее приводятся различные источники СШП помех и пример генерируемой напряженности электрического поля.

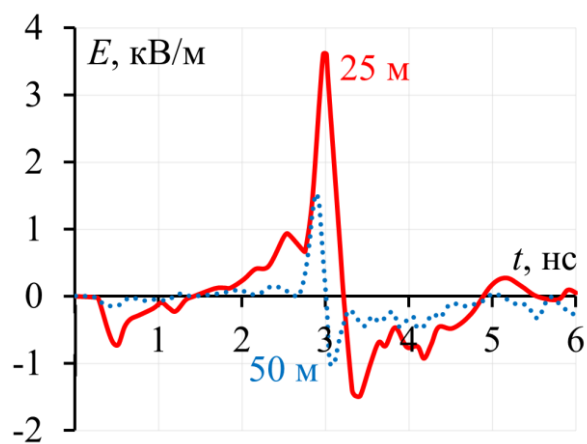
Примеры различных источников мощных СШП помех, принцип работы которых основан на использовании высоковольтных однополярных импульсных генераторов, возбуждающих антенну полурефлекторного типа, представлены в [33–60]. Для эффективного излучения ЭМ в частотном диапазоне от 50 до 200 МГц им необходимы антенны с большим диаметром. Такие устройства применяются во время полевых испытания систем связи и испытаний на ЭМС гражданских и военных систем. Экспериментальные исследования характеристик антенны HIRA180 [61], излучающую мощные короткие ЭМ импульсы, показали, что она может быть классифицирована как СШП система в соответствии с ИЕС 61000-2-13 [62]. Параметры антенны приведены в таблице 1.1, а ее изображение и пример генерируемой напряженности электрического поля на расстоянии 25 и 50 м – на рисунке 1.3. Выбранная конфигурация и используемые материалы позволяют системе быть легкой и транспортабельной, сохраняя при этом высокую напряженность электрического поля и малое время нарастания.

Таблица 1.1 – Параметры антенны HIRA180 [61]

Параметр	Значение
Диаметр отражателя	1,8 м
Максимальная напряженность поля	800 кВ/м
Время нарастания импульса	80 пс
Тип поляризации	Вертикальная
Максимальное входное напряжение	50 кВ



a



б

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

Мобильные автономные излучатели относительно небольших размеров [63–65] разрабатываются в лаборатории мощных ЭМ воздействий ОИВТ РАН (Россия, г. Москва). Эти излучатели содержат антенную СШП решетку с четырьмя короткими экранированными поперечными ЭМ рупорами, которые возбуждаются высоковольтными однополярными импульсами от полупроводникового генератора. На рисунке 1.4 представлены фотография автономного излучателя и пример максимальной генерируемой напряженности электрического поля из [66].

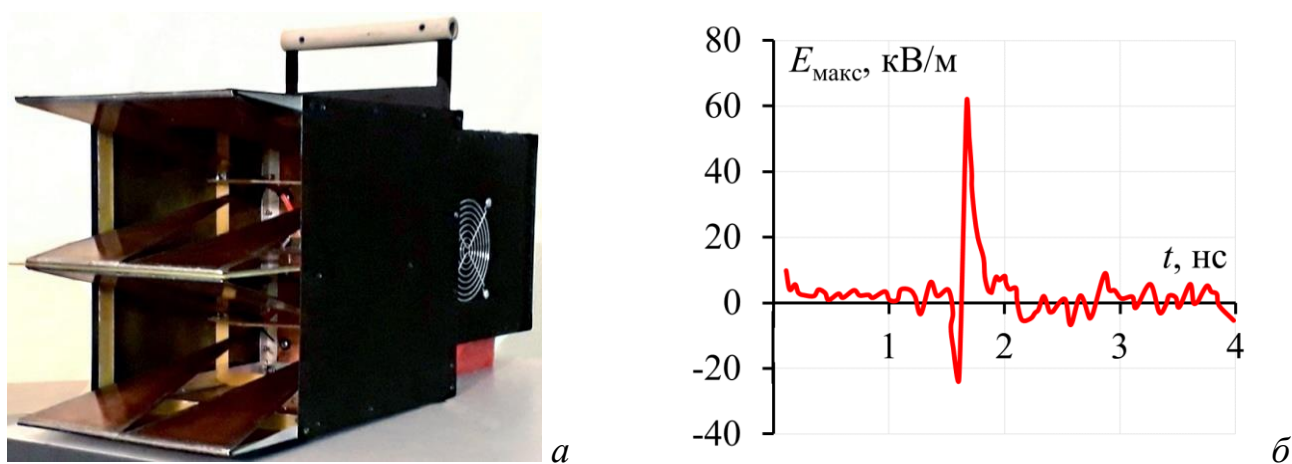


Рисунок 1.4 – Мобильный автономный излучатель ОИВТ РАН (а) и пример максимальной генерируемой напряженности электрического поля (б)

Разработкой мощных источников СШП излучения [67–69], способных генерировать ЭМ импульсы в различном частотном диапазоне в свободном пространстве, занимается институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН (Россия, г.Томск). Так, к примеру, в [70] представлен генератор, в котором применена схема четырехканального формирователя управляющих разнополярных импульсов с длительностями 2 и 3 нс. Схема экспериментальной установки и пример генерируемых импульсов представлены на рисунке 1.5.

Каждый элемент массива комбинированных антенн управлялся от отдельного канала формирователя импульсов. Были исследованы два режима синтеза излучения: один направлен на достижение предельной напряженности электрического поля, а другой – на достижение предельной ширины спектра излучения. Для первого режима получены импульсы с шириной спектра от 0,2 до

0,8 ГГц и эффективным потенциалом 500 кВ. Синтезированные импульсы, полученные во втором режиме, имели более широкий спектр (от 0,1 до 1 ГГц) и эффективный потенциал 220 кВ.

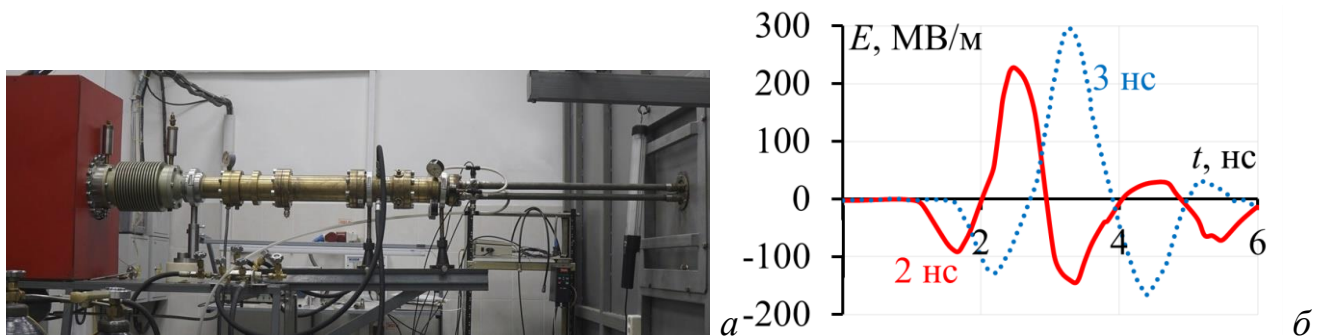


Рисунок 1.5 – Схема экспериментальной установки и пример генерируемых импульсов из [70]

Для излучения субнаносекундных нарастающих импульсов с пиковой амплитудой в диапазоне единиц кВ/м также могут быть использованы комбинированные узкополосные антенные установки [71]. Так, в [72] предлагается установка для компактной системы излучения мощных СШП импульсов. На рисунке 1.6 представлены антенны, схема экспериментальной установки и пример генерируемого импульса. Видно, что представленная конструкция является эффективной системой излучения мощного СШП импульса.

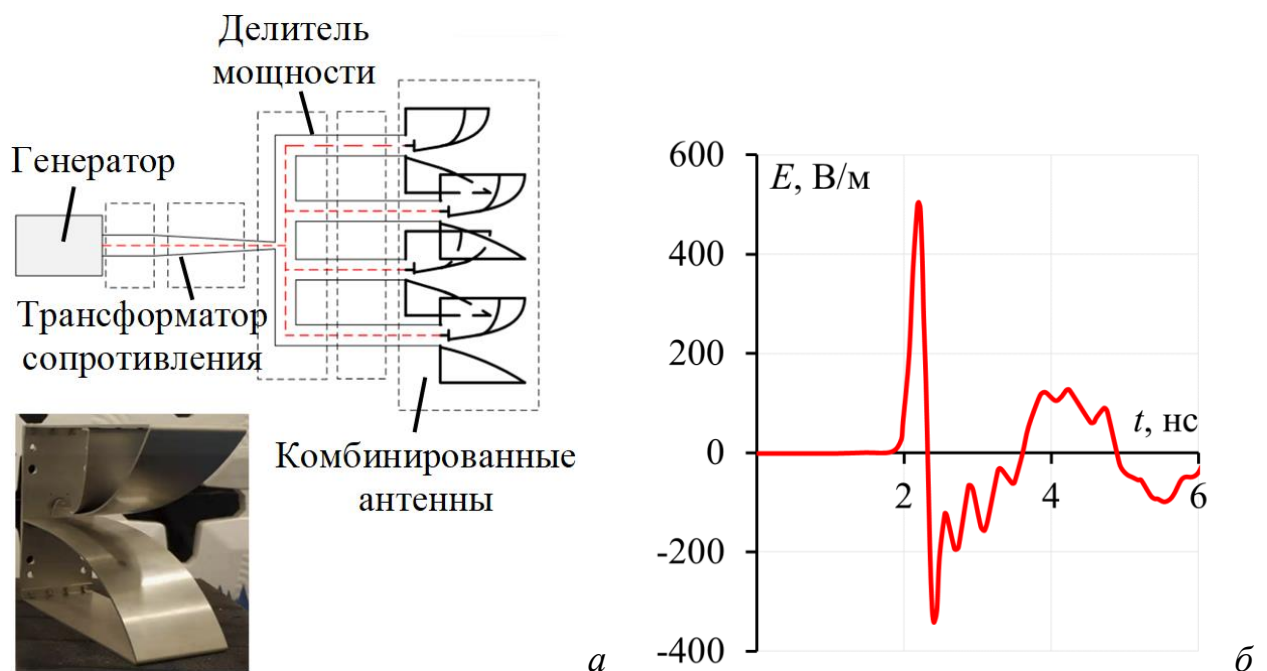


Рисунок 1.6 – Схема экспериментальной установки (а) и пример генерируемой напряженности электрического поля на расстоянии 5,5 м (б) из [72]

Диаграмма взаимодействия мощных ЭМ сред из [73] представлена на рисунке 1.7. Видно, что мощные СШП помехи могут проникать внутрь РЭУ как через апертуры, так и через малые антенны. Индуцированные токи такого рода помех распространяются по цепям сигнальным и силовым цепям. Характер повреждений и вызванных нарушений будет зависеть от параметров СШП помех. Так, помехи с большой амплитудой и малой длительностью способны как полностью вывести из строя РЭУ, так и, к примеру, нарушить прием/передачу полезного сигнала. СШП с малой амплитудой также способны ухудшить целостность питания и сигнала, однако они не способны вывести элементы цепи из строя. В общем случае, качественные экранирование и фильтрация видятся единственными способами защиты РЭУ от опасных СШП помех.

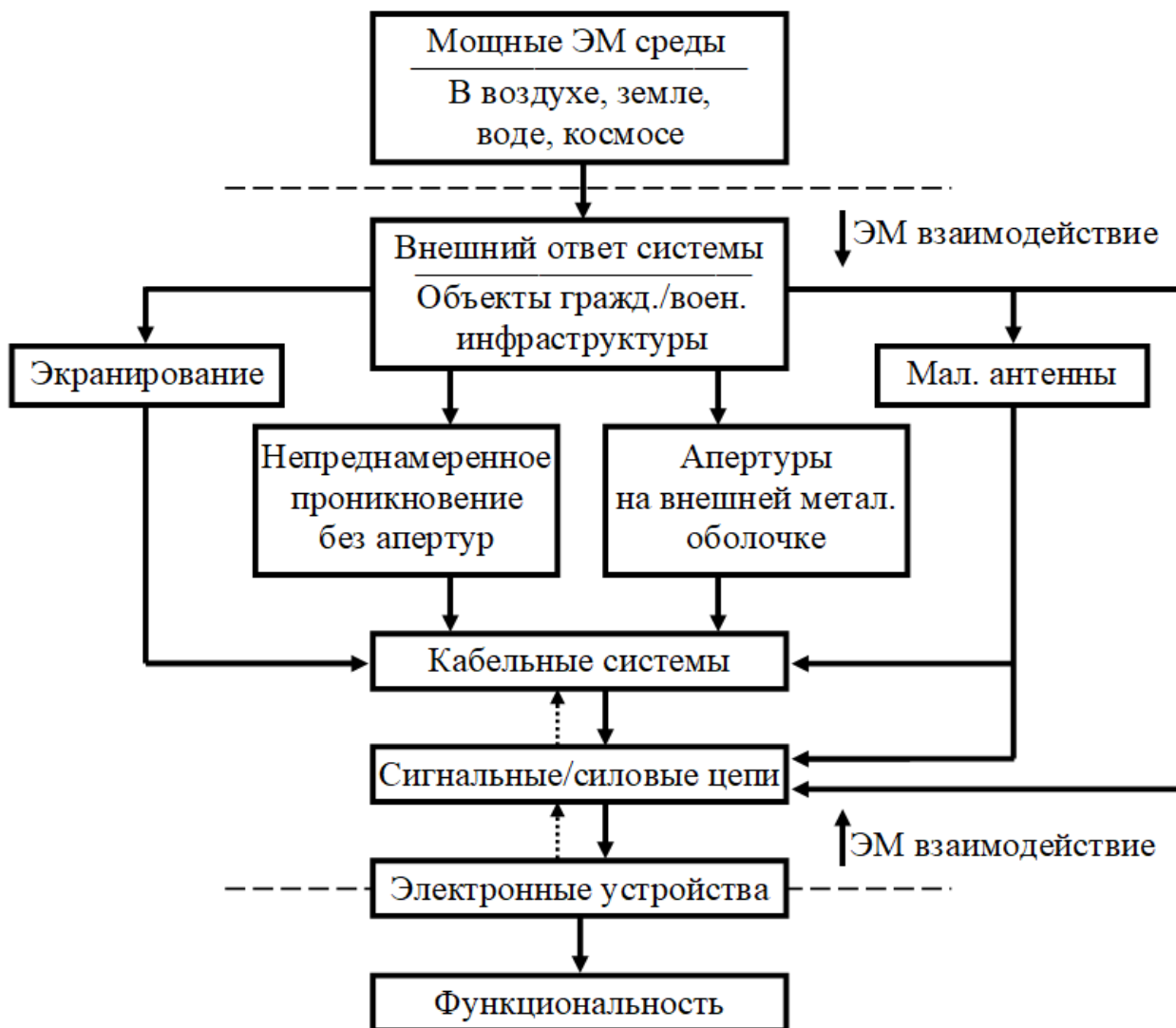


Рисунок 1.7 – Диаграмма взаимодействия мощных ЭМ сред и функциональности электронных устройств из [73]

1.2 Методы защиты радиоэлектронных устройств от мощных сверхширокополосных помех на основе модальной фильтрации

При появлении импульсных перенапряжений могут иметь место нарушения в виде пробоя диэлектрического слоя между проводящими элементами или р-п переходами полупроводниковых компонентов, расплавления и обрывов токоведущих дорожек, разрушения мест пайки и сварки проводников из-за термо- и электродинамических напряжений. Возможные повреждения при воздействии импульсных перенапряжений приведены на рисунке 1.8. Мощные СШП вызывают в цепях аналоговых микросхем опасные переходные процессы. В цепях цифровых микросхем они могут привести к нежелательным переключениям. Для критичной аппаратуры, в том числе для бортового и медицинского оборудования, работающих в реальном времени, недопустимы даже кратковременные сбои, так как они могут привести к потере информации, ошибкам при выполнении вычислительных алгоритмов, потере управления и т.д. [74, 75].

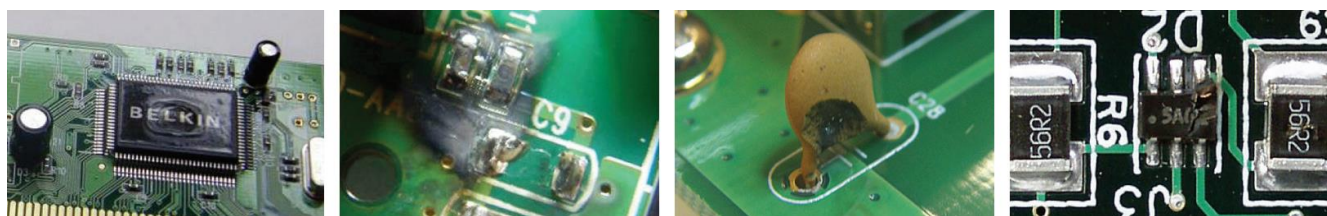


Рисунок 1.8 – Пример повреждений при воздействии импульсных перенапряжений

Для борьбы с кондуктивными помехами часто применяют схемотехнические и конструктивные средства защиты. Под схемотехническими средствами защиты от кондуктивных помех подразумеваются фильтры на компонентах с распределенными и сосредоточенными параметрами, полупроводниковые ограничители напряжения помех, оптическая, емкостная и трансформаторная гальванические развязки, а также газоразрядные устройства. К конструктивным средствам защиты относятся методы обеспечения регулярности линий передачи (ЛП), защитные экраны, схемы заземления, уменьшение импеданса цепей питания и оптимальные настройки оборудования, которые позволяют РЭУ

нормально функционировать в заданной обстановке [76]. Имеется большой выбор помехозащитных устройств, однако их особенности ограничивают область применения [77–80]. Разработка современных устройств защиты требует упрощения и удешевления их реализации, поэтому актуален поиск решений, методов и способов совершенствования их характеристик.

1.2.1 Модальные фильтры

С точки зрения схемотехники, конструкции и изготовления устройство защиты от СШП помех, называемое модальным фильтром (МФ) [81], является более простым. В нем происходит разложение помехового импульса в отрезке связанной линии на моды, каждая из которых распространяется со своей задержкой, так что на выход МФ приходят импульсы с меньшей амплитудой. Существенными достоинствами МФ являются небольшая масса, повышенная надежность, радиационная стойкость и высокое быстродействие. Исследованы и изготовлены кабельные МФ для сети электропитания [82, 83], МФ с периодическим профилем области связи проводников [84], МФ с пассивным проводником в вырезе опорной плоскости [85] и т.д.

Ранее предложен новый подход к совершенствованию защитных свойств устройств, в основе работы которых лежит данная технология, за счет использования зеркальной симметрии МФ [86]. Такой МФ (рисунок 2.1) представляет собой 5 в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников и диэлектрический слой, причем проводники 1 и 2 расположены на одной его стороне, два дополнительных проводника 3 и 4 расположены зеркально-симметрично относительно проводников 1 и 2 на обратной стороне диэлектрического слоя, а опорный проводник расположен в диэлектрическом слое на равном расстоянии от внешних проводников [87]. Данный МФ, в общем случае, рассматривается как 4-проводная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в данной

структуре могут распространяться 4 моды основного типа Т-волны с соответствующими им характеристиками.

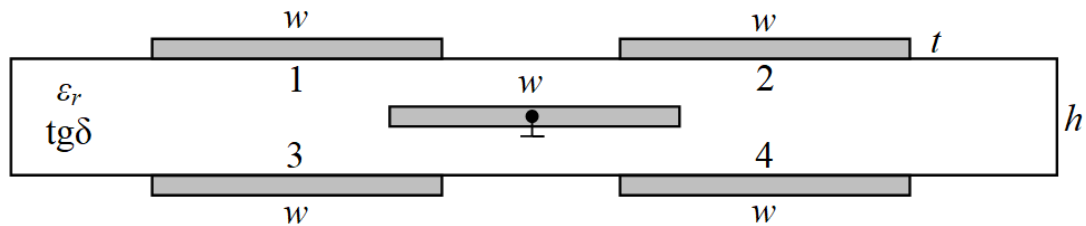


Рисунок 1.9 – Поперечное сечение исходного 3-С МФ

Выполнен ряд исследований данного устройства. Представлены результаты оптимизации параметров МФ эвристическим поиском по двум критериям отдельно [88, 89] и трем критериям одновременно (минимизация максимального напряжения на выходе линии; выравнивание временных интервалов между импульсами разложения и согласование с трактом 50 Ом) [90]. Выполнено предварительное моделирование МФ при реальных параметрах с учетом потерь [91]. Вычислены матрицы погонных задержек с использованием аналитических выражений [92]. Проведен вычислительный эксперимент для подтверждения достоверности результатов, выполнено сравнение результатов квазистатического и электродинамического анализа зеркально-симметричного (3-С) МФ при воздействии импульса малой длительности, без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектриках [93]. Представлены результаты исследования МФ в частотной области с помощью квазистатического, электродинамического и схемотехнического подходов [94]. Выполнен сравнительный анализ микрополоскового и 4-проводного 3-С МФ [95]. Реализация исходной конфигурации 3-С МФ оказалась затруднительной, поскольку требуется 3-слойная печатная плата (ПП), что не удовлетворяет стандартному технологическому процессу изготовления многослойных ПП, требующему четное количество слоев. Между тем анализ уже существующих исследований в этой области показывает, что ряд актуальных задач остаётся нерешенным. Одним из важных этапов исследования является выполнение лабораторного эксперимента, необходимого для проверки возможности защиты от СШП помех с использованием 3-С МФ, в том числе в различных вариантах исполнения.

1.2.2 Модальное резервирование

Для повышения ФБ необслуживаемых или частично обслуживаемых РЭУ разработчики применяют резервирование ее наиболее уязвимых блоков, узлов и межсоединений [96, 97]. Понятие ФБ определяет ситуацию, в которой «безопасность» зависит от правильного функционирования оборудования или системы. Точность и надежность электронного оборудования, связанного с безопасностью – проблема ФБ [98]. Из-за того, что надежность является убывающей функцией времени, вероятность возникновения отказов постепенно возрастает. С точки зрения использования резерва разделяют три класса: горячее, теплое и холодное резервирование. Последний класс реализуется чаще всего из-за простоты исполнения. Фотографии резервируемой и резервной ПП КА представлены на рисунке 1.10. Полное дублирование блоков или узлов РЭУ обеспечивает бесперебойную работоспособность в условиях частичного или полного отказов, однако данный подход обладает низкой помехозащищенностью. Так, кондуктивные помехи, возникающие при работе силовых и коммутационных устройств, могут приводить к нарушению функционирования критичной РЭУ. Для обезвреживания современных летательных аппаратов, навигационных систем и сложного промышленного оборудования могут применяться мощные генераторы, формирующие схожие помехи [99, 100]. Поэтому особенно важно учитывать требования ЭМС на ранних этапах разработки [101]. Важно применять эффективные методы и меры снижения рисков, связанных с ЭМП в критичных системах [102, 103]. Мощные СШП являются наиболее опасным видом кондуктивных помех [58]. При этом традиционные схемотехнические средства защиты от помех, применяемые в цепях с резервированием и без него, не справляются с такого рода помехами. Наиболее эффективным инструментом в борьбе с СШП помехами является технология модальной фильтрации и устройства на ее основе – МФ и меандровые линии задержки [104, 105].

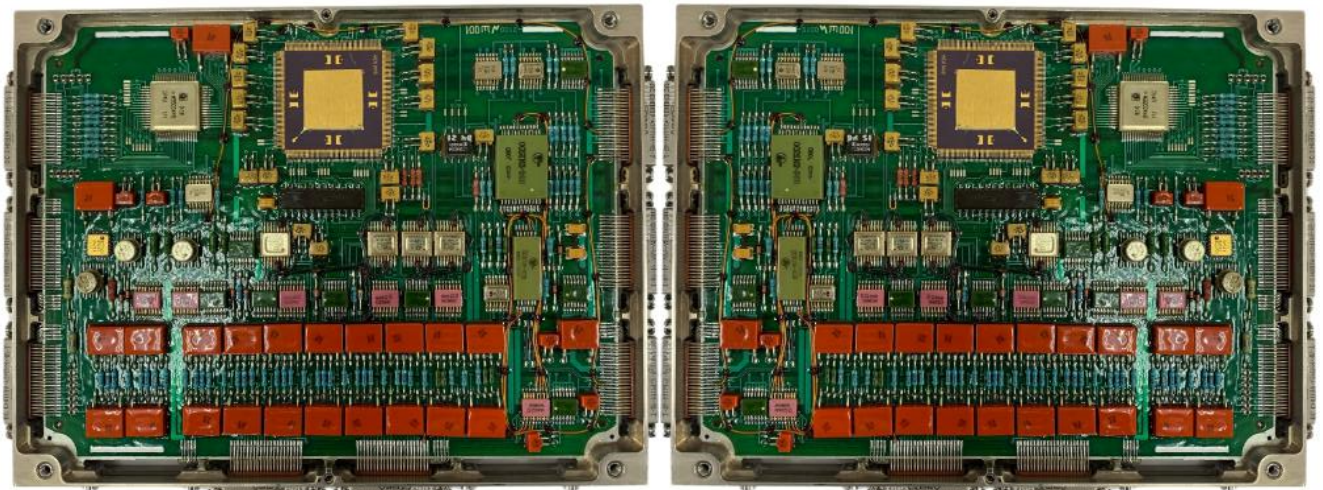


Рисунок 1.10 – Фотографии резервируемой и резервной ПП
на металлическом основании

Хорошо известный подход повышения ФБ электрических цепей заключается в улучшении резервируемых электрических связей за счет модальных искажений. Совместное использование модальных искажений и холодного резервирования позволяет использовать модальное резервирование (МР) для защиты электрических цепей от СШП помех. Этот подход может быть реализован путем реализации холодного резервирования с сильной ЭМ связью между резервируемой и резервирующей цепями. На рисунке 1.11 показаны основные отличия классического резервирования от реализации МР.

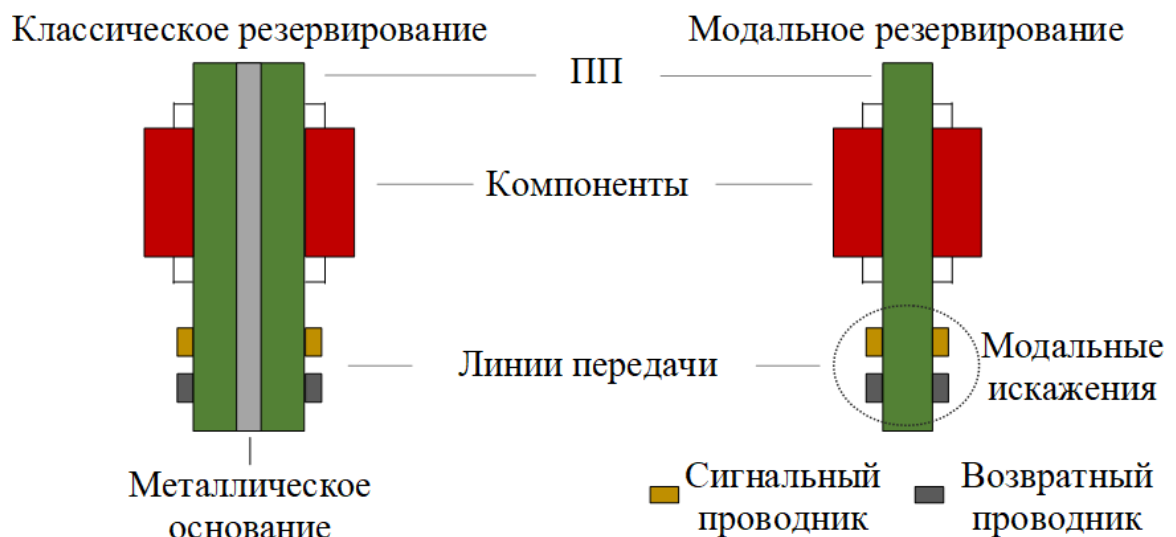


Рисунок 1.11 – Два способа холодного резервирования цепей и межсоединений

Видно, что в случае классического резервирования реализуются две одинаковые схемы на двух разных платах, прижатых к металлическому основанию.

В случае МР на одной ПП выполнены две идентичные схемы, так что между резервируемой и резервирующей межсоединениями существует сильная ЭМ связь. Это позволяет использовать модальные искажения для защиты цепей от СШП помех.

Первый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием, включающий в себя защиту от СШП-помех и холодное резервирование, опубликован в 2015 г. [106]. Техническим результатом такого способа является уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным помехам. В случае выхода из строя резервируемой цепи в резервной цепи будет достигаться схожий технический результат. Данный способ трассировки обладает малым коэффициентом ослабления, но в то же время является самым простым с точки зрения реализации в реальных структурах, так как при этом используется стандартная двухсторонняя ПП (ДПП). Существуют модификации указанного способа МР с дополнительным диэлектриком между резервируемой и резервной цепями [107]. Такой подход обеспечивает большое значение Δt , что в конечном итоге увеличивает коэффициент ослабления. Этот способ применим лишь в некоторых вариантах компоновки, так как дополнительный слой диэлектрика усложняет технологию производства. Существует способ размещения компонентов на противоположных сторонах резервируемой и резервных ПП [108]. При этом обеспечивается лицевая связь между резервируемой и резервной цепями. В результате этого увеличивается разность задержек мод. Реализация такой структуры не ограничивается элементной базой, однако представляется технологически усложненной из-за необходимости изготовления многослойных ПП (МПП). Известен способ компоновки резервных и резервируемых элементов внутри ПП [109]. При этом внешние слои такой структуры являются опорными проводниками, за счет чего достигается экранирование внутренних межсоединений и компонентов. Существенным недостатком такого способа являются использование только бескорпусной элементной базы и значительное усложнение ПП. Для плоского кабеля существует реализация, обеспечивающая лицевую связь между резервируемой и резервной цепями [110]. Изготовление кабелей подобным

образом не требует сложных технических решений. При этом большая длина линии может дополнительно вносить значительное ослабление СШП-помех. Реализация данного способа на практике, вероятно, потребует специализированных переходов и соединителей, что создаст определённые неудобства. Для реализации 3-кратного МР в межсоединениях с однократным МР дополнительно можно ввести две резервные цепи, а в проводящих слоях встроить опорные проводники [111]. За счёт лицевой связи между проводниками достигается высокий коэффициент ослабления. Так же, как и с плоскими кабелями, это решение предлагает нестандартную конфигурацию ПП, что затрудняет его практическую реализацию. Трёхкратное МР достигается также и в цепях на МПП [112]. К двум проводникам резервируемой и резервной цепей, расположенным на разных слоях ПП, симметрично вводятся две дополнительные резервные цепи. При этом компоненты монтируются на внешних слоях. Лицевая связь обеспечивает высокий коэффициент ослабления и большие значения Δt . Данный способ, как и многие другие, требует для реализации технологию изготовления МПП, что усложняет производство. Асимметричные структуры на основе микрополосковых ЛП (МПЛП) и меандровых линий задержки с различной конфигурацией проводников, в том числе скрытых в диэлектрическом слое, предлагаются в [113]. Переход от симметрии к асимметрии позволяет использовать дополнительные импульсы для увеличения коэффициента ослабления. Между тем поиск новых способов компоновки и трассировки цепей с МР является актуальной задачей.

1.3 Методы оценки сверхширокополосных помех

Для мощных ЭМ сред стандарты IEC 61000-2-9 [114] и IEC 61000-2-10 [115] описывают важные характеристики падающих электрических E и магнитных H полей, которые могут возбудить систему и сгенерировать сложные переходные процессы. В результате формируются СШП импульсы, которые могут протекать по кабелям, подключенным к оборудованию.

Из множества различных форм СШП импульсов, встречающихся при испытаниях на ЭМС, особое место занимает форма напряжения, которая выглядит как функция одиночного импульса (рисунок 1.12). Основная часть такого воздействия состоит из быстро нарастающего и спадающего однополярного импульса, который может быть охарактеризован временем нарастания, шириной импульса, максимальной скоростью нарастания и пиковым значением. На рисунке 1.12 не показаны низкоуровневые предимпульсные и поздние компоненты формы сигнала, которые могут быть сгенерированы различным оборудованием. Если этот тип формы напряжения используется для описания излучаемого переходного ЭМ поля в дальней зоне, то существует требование, что интегральная площадь под кривой формы волны должна быть нулевой. Таким образом, для этого случая важны компоненты формы напряжения до импульса и в конце времени, поскольку они должны аннулировать площадь под первичным импульсом.

Параметры формы напряжения, используемые для описания переходной характеристики $U(t)$: пиковое значение $U_{\text{макс}}$, время достижения пикового значения $t_{\text{пик}}$, время нарастания, определенное по уровню 10-90 % t_{10-90} , ширина импульса, определяемая по уровню 50-50% t_{50-50} , максимальная скорость нарастания $(dU/dt)_{\text{макс}}$ для $t < t_{\text{пик}}$.

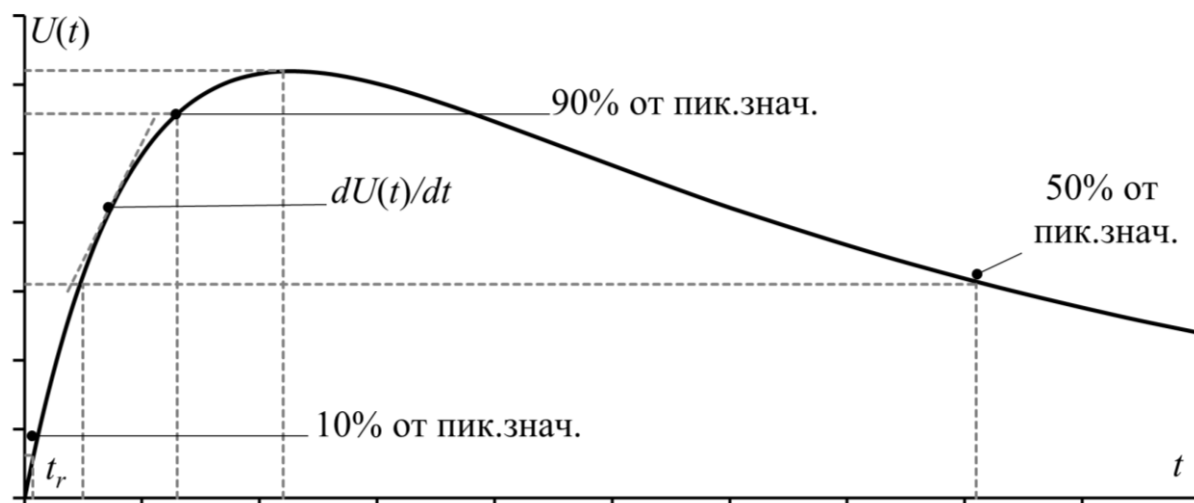


Рисунок 1.12 – Иллюстрация различных параметров, используемых для описания импульсной составляющей формы волны переходного процесса $U(t)$

Для описания параметров СШП помехи могут быть использованы P -нормы:

$$\|R\|_p = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^p dt \right\}^{\frac{1}{p}}. \quad (1.1)$$

где p – целое число: 1, 2 и т.д. Эти нормативные величины обычно включают математическую операцию над всем сигналом в процессе интегрирования, в отличие от простых параметров формы напряжения, определенных на рисунке 1.12. Бесконечная норма ($p=\infty$) является исключением, поскольку, хотя она и включает процесс интегрирования, ее результат может быть получен при простом исследовании формы напряжения. В таблице 1.2 представлены параметры трех широко используемых P -норм.

Таблица 1.2 – Параметры трех широко используемых P -норм

Значение p	Выражение	Наименование
1	$\int_{-\infty}^{\infty} U(t) dt$	Выпрямленное значение импульса
2	$\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} U(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень интеграла действия
∞	$ U(t) _{\max}$	Пиковое значение

Нормы, используемые в таблице 1.2, обычно применяются для описания мощных ЭМ воздействий. В таблице 1.3 приведены параметры норм $N_1 - N_5$, которые обычно используются для описания переходных процессов и сигналов, вместе с указанием того, почему каждая норма представляет особый интерес. Исторически N -нормы предлагались для определения пределов восприимчивости оборудования [116]. Как оказалось, эти нормы можно использовать и для определения уязвимых мест электрических цепей или отдельных устройств [117, 118]. Это можно сделать, представив интересующие объекты в виде схем с распределенными параметрами вместе с вычислением значений N -норм. Особый интерес к N -нормам заключается в том, что их можно использовать для описания влияния ЭМ поля на электронные системы. Расчет N -норм основан на применении математических операторов ко всей форме сигнала. Для анализа

стойкости РЭУ к мощным СШП помехам с помощью P - или N -норм в качестве $U(t)$ необходимо использовать форму сигнала помехового воздействия.

Таблица 1.3 – Параметры N -норм

p -норма	Выражение	Наименование	Применение
$ R _{\infty}$	$N_1 = U(t) _{\max}$	Пиковое значение (абсолютное)	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
-	$N_2 = \left \frac{dU(t)}{dt} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента / сбой схемы
-	$N_3 = \left \int_0^t U(t) dt \right _{\max}$	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если U обозначает поле E)
$ R _1$	$N_4 = \int_0^{\infty} U(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
$ R _2$	$N_5 = \left\{ \int_0^{\infty} U(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента

1.4 Цель и задачи исследования

В данном разделе отмечена актуальность защиты РЭУ от мощных преднамеренных ЭМП. Она обусловлена ростом быстродействия приемо-передающих устройств и повышением плотности монтажа ее элементов. За счет этого современные РЭУ становятся крайне восприимчивыми к воздействию ЭМП, в том числе преднамеренным, распространяющимся по цепям питания, по линиям передачи (ЛП) данных и по системам заземления. Особо опасными ЭМП являются кондуктивные СШП помехи, которые имеют высокий уровень напряжения, малую длительность и широкий спектр. Несмотря на небольшую энергию таких ЭМП их влияние при воздействии на РЭУ может быть значительным. Классические устройства защиты обладают рядом недостатков: низкие быстродействие и эксплуатационные характеристики, высокая стоимость и малая эффективность подавления СШП помех. Поэтому разработка эффективных технических средств обеспечения ЭМС РЭУ является весьма важной задачей.

Простым и в тоже время эффективным устройством защиты РЭУ от СШП помех является МФ. При прохождении помехового импульса малой длительности он испытывает модальные искажения и раскладывается на последовательность из импульсов меньшей амплитуды. Ранее предложенный 4-проводный 3-С МФ обладает рядом достоинств: хорошее помехоподавление СШП помех, радиационная стойкость, легкость в оптимизации параметров. К его недостаткам можно отнести сложность реализации на ПП, так как он требует нестандартную технологию ее изготовления, что увеличивает стоимость. Также комплексное экспериментальное исследование характеристик 3-С МФ ранее не проводилось. Между тем, применение стандартной технологии изготовления многослойных ПП (МПП) позволит существенно повысить реализуемость, а применение различных конфигураций 3-С МФ – улучшить эффективность подавления СШП помех. Более того, простой в изготовлении 4-слойный 3-С МФ позволит реализовать цепи с 3-кратным МР, причем с одинаковой эффективностью подавления СШП помех для резервируемых и резервных цепей. Наконец, экспериментальное исследование различных устройств защиты электрических цепей от СШП помех позволит подтвердить теоретические результаты и сформулировать рекомендации по проектированию межсоединений ПП.

Цель работы – выполнить ряд новых исследований частотных и временных характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией.

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

1. Выполнить обзор источников мощных преднамеренных электромагнитных помех и способов защиты от них.
2. Исследовать возможности улучшения характеристик полосковых структур с модальной фильтрацией.
3. Исследовать структуры с модальным резервированием на основе зеркально-симметричных структур.
4. Выполнить экспериментальное исследование устройств защиты электрических цепей от сверхширокополосных помех.

2. УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР С МОДАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ

В данном разделе представлены результаты комплексного исследования структур, полученных путем модификации 4-слойного 3-С МФ [119–121], обладающих значительным коэффициентом ослабления СШП помех. Представлены результаты экспериментального исследования влияния скрытых металлизированных отверстий [122, 123], вычислительного эксперимента влияния оконечных нагрузок [124], а также температуры [125]. Новые многослойные конфигурации 3-С МФ, позволяющие реализовать защиту от СШП помех на 6 и 8-слойных ПП, рассматривались в [126]. Представлен анализ влияния четвертьволновых резонаторов и радиопоглощающих материалов на частотные и временные характеристики 4-слойного 3-С МФ [127, 128]. Анализируются схема трассировки и подключение проводников 3-С МФ в виде меандра для улучшения помехоподавляющих характеристик. Выполнено экспериментальное исследование и моделирование прохождения различных воздействий [129–132]. Выполнен анализ целостности полезного сигнала в 3-С структурах [133].

2.1 Исследование характеристик четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра

2.1.1 Моделирование характеристик четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра

Вычисление параметров 4-слойного 3-С МФ и временных откликов на выходе активного проводника выполнялось в программном обеспечении (ПО) TALGAT [134, 135]. Также, для подтверждения результатов, полученных посредством квазистатического анализа, дополнительно использовался электродинамический анализ. При квазистатическом анализе допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется только поперечная ЭМ волна. В

качестве СШП помехи использован источник трапецеидального сигнала $U_{\text{и}}$ (подключенный к порту П1) со следующими параметрами: ЭДС 5 В, длительности фронта, спада и плоской вершины по 50 пс, так что общая длительность составила 150 пс. Нагрузки на концах всех пассивных проводников (R), внутреннее сопротивление источника ($R_{\text{и}}$) и нагрузки ($R_{\text{н}}$) брались по 50 Ом при длине линии $l=1$ м. Эквивалентная схема включения 3-С МФ представлена на рисунке 2.1.

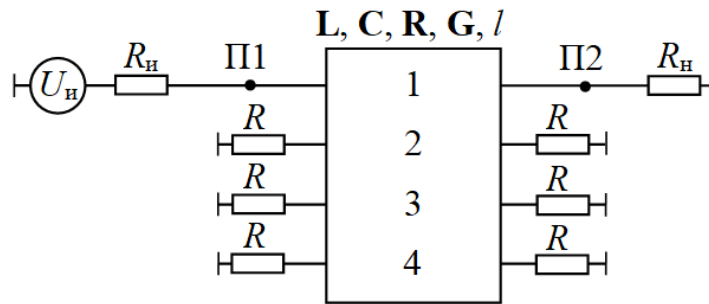


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема включения 3-С МФ

Поперечное сечение 4-слойного 3-С МФ представлено на рисунке 2.2, где w – ширина проводников, s – расстояние между ними, t – толщина проводников, h – толщина подложки, h_1 – высота скрытого металлизированного отверстия (СМО), а g – диаметр СМО. Для упрощения построения моделей и ускорения расчетов, стек и препреги ПП представлены однородным материалом с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=4,5$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta=0,025$. При моделировании без потерь значения матриц погонных потерь в проводниках \mathbf{R} и диэлектриках \mathbf{G} приняты равными нулю. При учете потерь для вычисления элементов матрицы \mathbf{G} использована широко известная модель частотной зависимости ϵ_r и $\text{tg}\delta$ материала FR-4 [136], а элементы матрицы \mathbf{R} вычислены с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в проводнике по методике [137], реализованной в ПО TALGAT [138].

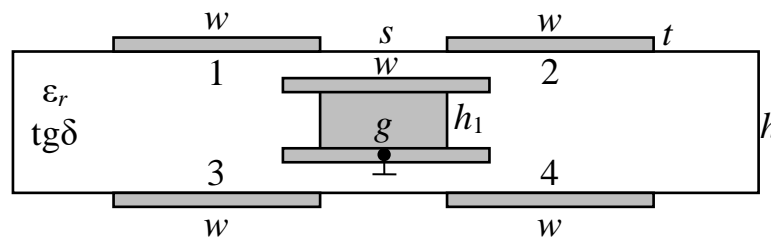


Рисунок 2.2 – Поперечное сечение 4-слойного 3-С МФ

Новая конструкция 3-С МФ подразумевает 4-слойное исполнение структуры, где первый и четвертый слои (внешние) – зеркально расположенная пара связанных линий, а второй и третий (внутренние) – соединенные регулярно расположенными СМО слои, образующие единую землю. Исследуемый 4-слойный 3-С МФ моделировался при следующих параметрах: $s=700$ мкм, $w=1000$ мкм, $g=200$ мкм, $t=35$ мкм, $h=920$ мкм, $h_1=510$ мкм. Параметры t , h , h_1 являются стандартными при производстве 4-слойных ПП. Технологически реализуемое значение параметра g может варьироваться от 50 мкм до 950 мкм. Поэтому выбрано значение 200 мкм, лежащее в этих пределах. Значения параметров w , s получены после оптимизации по 3 критериям: минимизация максимальной амплитуды сигнала на выходе 3-С МФ (порт П2), выравнивание временных интервалов между разложенными импульсами и согласование с трактом 50 Ом. Временные отклики на выходе 3-С МФ, полученные с помощью квазистатического и электродинамического видов анализа, представлены на рисунке 2.3, а частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ – на рисунке 2.4. Значения амплитуд импульсов разложения, погонных задержек каждого импульса для квазистатического и электродинамического анализа без учета потерь сведены в таблицу 2.1, а с учетом потерь – в таблицу 2.2. Отклонение δ результатов квазистатического и электродинамического моделирований вычислено как

$$\delta = \left| \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \right| \times 100\%, \quad (2.1)$$

где x_1 и x_2 – сравниваемые величины.

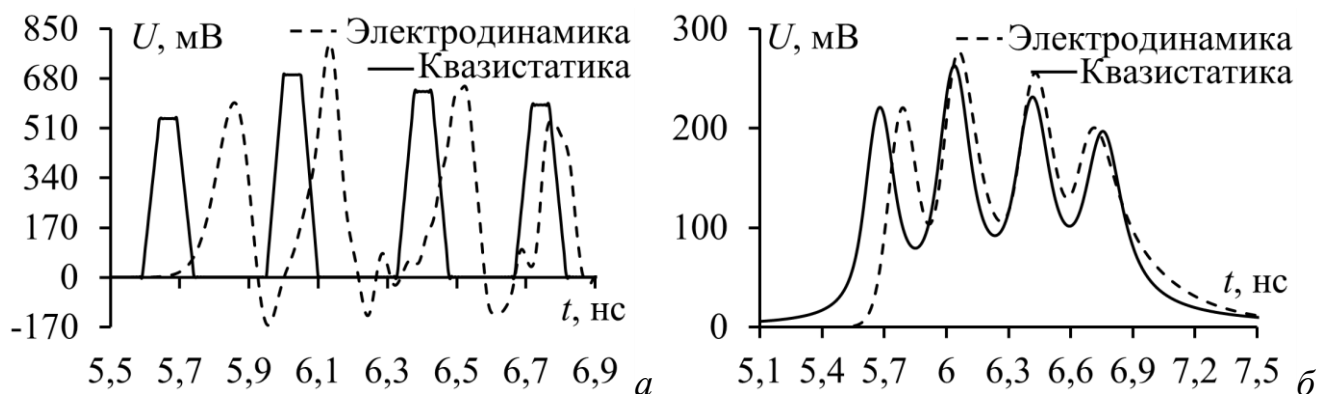
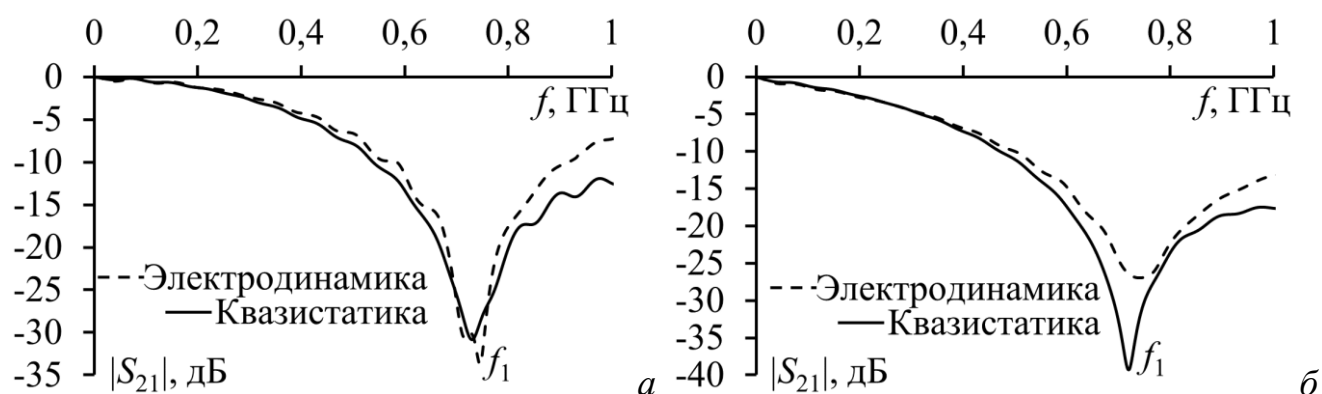


Рисунок 2.3 – Временные отклики на выходе активной линии 3-С МФ (порт П2) без учёта (а) и с учётом (б) потерь

Рисунок 2.4 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ 3-С МФ

без учёта (а) и с учётом (б) потерь

Таблица 2.1 – Сравнение амплитуд (U) и погонных задержек (τ) 4 импульсов, а также частот среза (f_c) и резонанса (f_1) при двух видах анализа без учета потерь

Параметр	Квазистатика	Электродинамика	Отклонение, %
U_1 , В	0,543	0,587	3,89
U_2 , В	0,692	0,801	7,31
U_3 , В	0,639	0,654	1,16
U_4 , В	0,593	0,534	5,23
τ_1 , нс/м	5,591	5,741	1,32
τ_2 , нс/м	5,949	6,001	0,44
τ_3 , нс/м	6,327	6,372	0,36
τ_4 , нс/м	6,667	6,721	0,41
f_c , ГГц	0,317	0,350	4,94
f_1 , ГГц	0,731	0,746	1,02

Таблица 2.2 – Сравнение амплитуд (U) и погонных задержек (τ) 4 импульсов, а также частот среза (f_c) и резонанса (f_1) при двух видах анализа с учетом потерь

Параметр	Квазистатика	Электродинамика	Отклонение, %
U_1 , В	0,220	0,221	0,23
U_2 , В	0,262	0,277	2,78
U_3 , В	0,231	0,255	4,94
U_4 , В	0,196	0,201	1,26
f_c , ГГц	0,227	0,218	2,02
f_1 , ГГц	0,721	0,740	1,30

Из таблицы 2.1 видны приемлемые значения отклонений (по амплитудам импульсов – 7,3%, а по задержкам – 1,3%). Причинами различия временных откликов и значений погонных задержек, вычисленных посредством двух видов анализа, в первую очередь, является разный учет частотных зависимостей ϵ_r и $\text{tg}\delta$. Помимо этого, влияние оказывают потери на излучение, которые не учитываются

при квазистатическом анализе. В таблице 2.2 не приведены значения τ разложенных импульсов при моделировании с учетом потерь, поскольку частичное наложение импульсов (из-за дисперсии) затрудняет их оценку и получение точных значений.

Данные, полученные при моделировании с учетом потерь в проводниках и диэлектриках также хорошо согласуются. Из рисунка 2.3 видно, что при квазистатическом анализе наблюдается некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала. Видно, что при моделировании без учета потерь, первый импульс приходит к концу линии (порт П2) в 5,6 нс, тогда как с учетом потерь время прихода импульсного сигнала смещается до 5,1 нс. Это объяснимо не точным учетом зависимостей ϵ_r и $\operatorname{tg} \delta$ от частоты при квазистатическом анализе.

Из результатов моделирования частотных зависимостей $|S_{21}|$ видно, что резонансные частоты при моделировании двумя разными видами анализа также хорошо согласуются, отличаясь лишь на 1% при моделировании без учета потерь и на 1,3% – с учетом потерь. Наблюдается разный уровень сигнала на частотах резонансов. Так, при моделировании без учета потерь, отклонение составляет 4,5%, а с учетом потерь – 23,1%. Значение f_c , по результатам моделирования двумя видами анализа, составляет примерно 300 МГц при моделировании без учета потерь и 210 МГц при моделировании с учетом потерь.

Таким образом, представлены результаты исследования конструкции 4-слойного З-С МФ. Приведено сравнение результатов моделирования с помощью квазистатического и электродинамического видов анализа. Получена согласованность результатов моделирования во временной и частотной областях двумя разными видами анализа. Примечательно, что исследуемая конструкция З-С МФ достаточно легко реализуема, ввиду стандартной 4-слойной конфигурации. Таким образом, целесообразны дальнейшая экспериментальная реализация и проведение лабораторного эксперимента. Параметры 3-слойного З-С МФ (см. пункт 1.2.1) зависят от определенного соотношения лицевой и боковой связей между проводниками. Между тем в 4-слойной конфигурации это соотношение можно также изменять выбором значения h_1 . Так, рост h_1 (при

неизменных остальных параметрах) будет уменьшать боковую связь сильнее, чем лицевую.

2.1.2 Разложение сверхширокополосного импульса

Для учета влияния реальной конфигурации 4-слойного 3-С МФ анализировалось уточненное поперечное сечение, представленное на рисунке 2.5. Новые параметры поперечного сечения: ϵ_{r1} – относительная диэлектрическая проницаемость препрега, ϵ_{r2} – относительная диэлектрическая проницаемость ядра, $\text{tg}\delta_1$ – тангенс угла диэлектрических потерь препрега, $\text{tg}\delta_2$ – тангенс угла диэлектрических потерь ядра.

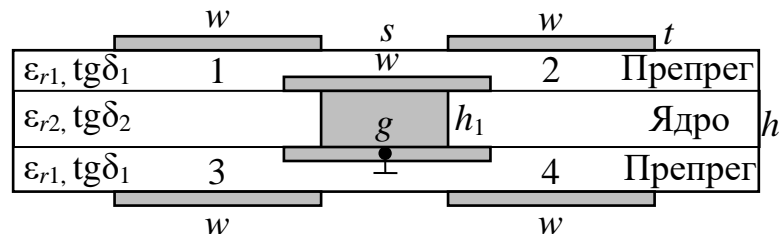


Рисунок 2.5 – Уточненное поперечное сечение 4-слойного 3-С МФ

Выбор параметров для разработки прототипа осуществлялся с учетом технологических характеристик компании-изготовителя ООО «Электроконнект» г. Новосибирск: количество слоев: 1, 2, 4, 6, 8; значение t – 18, 35, 50, 70 мкм; общая толщина ПП: от 0,5 до 3 мм; максимальный размер ПП: 344×395 мм; значение g может варьироваться от 50 мкм до 950 мкм; минимальные значения w и s – 200 мкм. В качестве диэлектрических материалов для изготовления прототипа МФ доступны FR-4, VT-47 (FR-4 Tg 180°C), МИ 1222, ФАФ-4Д, F4BM350, HA50, T111. В результате параметры 4-слойного 3-С МФ из пункта 2.1.1 полностью соответствовали технологическим характеристикам и были использованы при изготовлении прототипа. В качестве диэлектрика для изготовления прототипа МФ выбран стеклотекстолит FR-4.

При трассировке прототипа принято во внимание то, что опорный проводник находится в диэлектрике между верхним и нижним слоями. Чтобы обеспечить соединение с опорным проводником, а также для дальнейшей установки

согласующих резисторов и SMA-соединителей, установлены контактные площадки (КП) размером $8,05 \times 10,35$ мм. В данных КП расположены 5 металлизированных отверстий диаметром 1,5 мм, соединяющих все 4 слоя 3-С МФ и 9 металлизированных отверстий диаметром 1 мм для уменьшения паразитной индуктивности. Для согласования проводников использованы резисторы типа 1206. Для последующего монтажа резисторов на концы пассивных проводников установлены КП размером $1,7 \times 1,25$ мм. Изготовленный прототип 4-слойного 3-С МФ представлен на рисунке 2.6. Размеры прототипа составили 320×21 мм. Проводники свернуты в меандр из трех полувитков, при этом ЭМ связь между витками очень слабая.

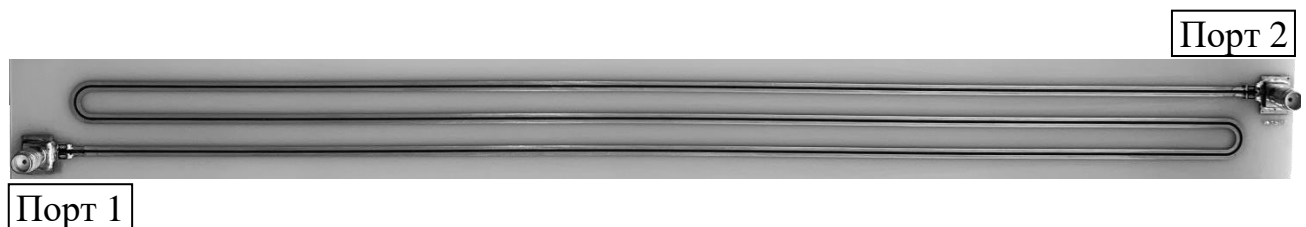


Рисунок 2.6 – Изготовленный прототип 4-слойного 3-С МФ

Для экспериментального исследования во временной области, использовалась установка со схемой, приведенной на рисунке 2.7. Для требуемой точности регистрации сигналов выполнена калибровка горизонтального и вертикального трактов измерительной системы. Предел погрешности измерения мгновенных значений импульсных сигналов по амплитуде составляет $\pm 3\%$, а временных интервалов на заданной развертке – $\pm 2\%$.



Рисунок 2.7 – Схема экспериментальной установки для анализа характеристик 4-слойного 3-С МФ во временной области

Для соединения прототипа 4-слойного 3-С МФ с формирователем импульса и стробоскопическим преобразователем использовались коаксиальные

переходники, показанные на рисунке 2.8, а именно 3 (ПК2-18-01Р-03Р), 4 (ПК2-18-11Р-03Р), 5 (HYR-1111) и 6 (HYR-1112). При проведении частотного анализа использовались переходники 1 (ПК2-40-14Р-05) и 2 (ПК2-50-05-05). Суммарное время задержки четырех коаксиальных переходов составило 230 пс, а общий уровень вносимых потерь не превышает 1 дБ в частотном диапазоне до 20 ГГц.



Рисунок 2.8 – Коаксиальные переходники

В качестве воздействующего импульса использован оцифрованный сигнал осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, измеренный на согласованной нагрузке. Временной отклик на входе МФ (порт П1) и его спектральная плотность по напряжению $S(f)$ приведены на рисунке 2.9. Принцип работы измерительной установки основан на стробоскопическом способе регистрации повторяющихся электрических сигналов пико-, нано- и микросекундной длительностей. В качестве формирователя импульса выступает обостритель на диоде с накоплением заряда, способный выделить фронты низкочастотного сигнала генератора. Входное воздействие имеет колоколообразную форму, с амплитудой 0,249 В и длительностями фронта – 312 пс и спада – 259 пс (по уровням 0,1–0,9). Общая длительность импульса (по уровню 0,5) составляет – 257 пс. Эквивалентная схема включения представлена на рисунке 2.1. Значения сопротивлений приняты равными 50 Ом. Длина линии составила 1 м.

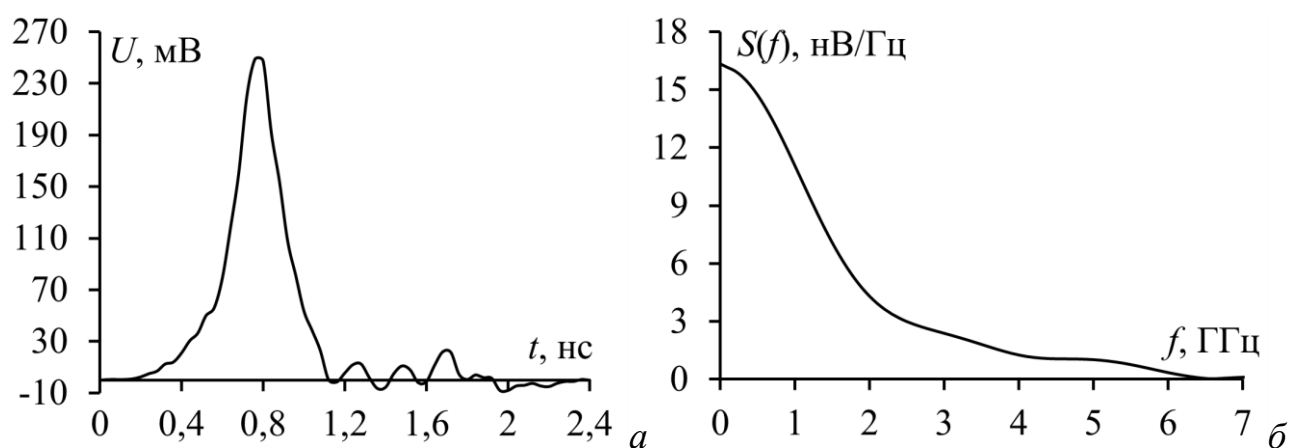


Рисунок 2.9 – Временной отклик на входе МФ (а)
и его спектральная плотность по напряжению (б)

Для подтверждения достоверности результатов измерений выполнено моделирование характеристик прототипа 4-слойного 3-С МФ, с использованием двух видов анализа: квазистатического и электродинамического. Вычисление параметров МФ и временных откликов посредством квазистатического анализа выполнялось в ПО TALGAT аналогично пункту 2.1.1. Временные отклики на выходе 3-С МФ представлены на рисунке 2.10.

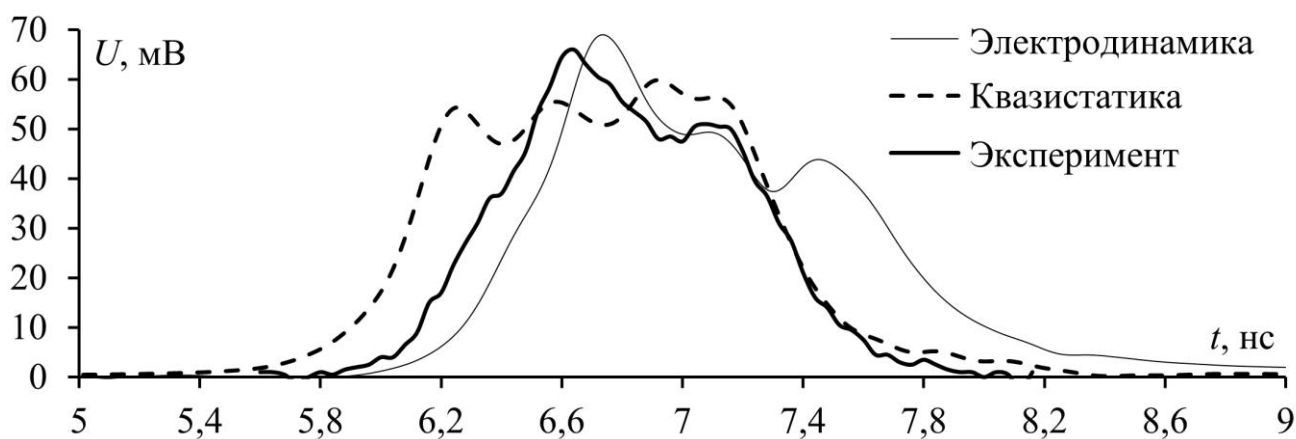


Рисунок 2.10 – Временные отклики на выходе 3-С МФ (порт П2)

Из рисунка 2.10 следует, что максимальная амплитуда на выходе ($U_{\text{макс}}$) 4-слойного 3-С МФ, полученная в результате квазистатического анализа, равна 59,92 мВ, электродинамического – 68,75 мВ, а эксперимента – 66 мВ. Максимальное δ для $U_{\text{макс}}$ между экспериментом и квазистатическим анализом равно 4,8%, экспериментом и электродинамическим моделированием – 2,04%, а квазистатическим и электродинамическим моделированием – 6,8%.

Точная оценка значений погонных задержек импульсов разложения затруднительны из-за частичного наложения импульсов (поскольку длительность входного воздействия больше, чем разность задержек мод МФ). Однако возможно оценить общую длительность импульсов разложения по уровню 0,5 ($t_{д\Sigma}$). Она составляет 1,22 нс при квазистатическом моделировании, 1,14 нс при электродинамическом и 0,96 нс при эксперименте. Максимальное отклонение между экспериментом и квазистатическим анализом равно 11,92%, экспериментом и электродинамическим анализом – 8,57%, а квазистатическим и электродинамическим видами анализа – 3,38%. Следует отметить, что временные отклики на выходе, полученные при эксперименте и в результате электродинамического анализа, согласуются (наблюдается значительное наложение первого и второго импульсов, что приводит к увеличению $U_{\text{макс}}$, тогда как наложение третьего и четвертого импульсов выражено незначительно). Между тем временной отклик на выходе, полученный при квазистатическом анализе, отличается от двух других методов значительно (наблюдается наложение третьего и четвертого импульсов, что приводит к увеличению $U_{\text{макс}}$, тогда как наложение первого и второго импульсов выражено не так сильно). Небольшое различие амплитуд и форм напряжений также вызвано неучтенным влиянием вносимого затухания используемых коаксиальных и коаксиально-микрополосковых переходов.

В результате квазистатического и электродинамического видов анализа, а также эксперимента, получены значения $U_{\text{макс}}$ на выходе МФ: 59,92, 68,75 и 66 мВ, что в 4,15, 3,62 и 3,77 раза, соответственно, меньше максимального напряжения входного воздействия. Между тем неполное разложение импульсного сигнала в МФ вызвано, в первую очередь, большой длительностью входного воздействия. Тем не менее, входное импульсное воздействие с длительностью 257 пс (по уровню 0,5) разложено в 3-С МФ на последовательность импульсов с коэффициентом ослабления 3,77 раза (по результатам эксперимента). Для достижения полного разложения подобного импульсного воздействия целесообразно прибегнуть к увеличению длины МФ или параметрической оптимизации по временным

критериям [139]. Также представляется возможным выбор диэлектрического материала с большим значением ϵ_r .

В итоге, получены экспериментальные результаты, сопоставимые с результатами моделирования двумя видами анализа. Таким образом, результаты подтвердили возможность модального разложения импульса СШП помехи на выходе 3-С МФ на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

При проведении экспериментальных исследований в частотной области использовалась установка со схемой, приведенной на рисунке 2.11. Экспериментальные исследования частотных характеристик 4-слойного 3-С МФ проводились с помощью измерителя модуля $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ Р2М-40. Принцип действия скалярного анализатора цепей Р2М-40 основан на выделении высокочастотных ЭМ волн и преобразовании их в низкочастотное напряжение, а также измерении $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$. Выделение и преобразование ЭМ волн осуществляется с помощью детекторной головки Д42-50-05 и датчика КСВ ДК4-50-05Р-05Р.

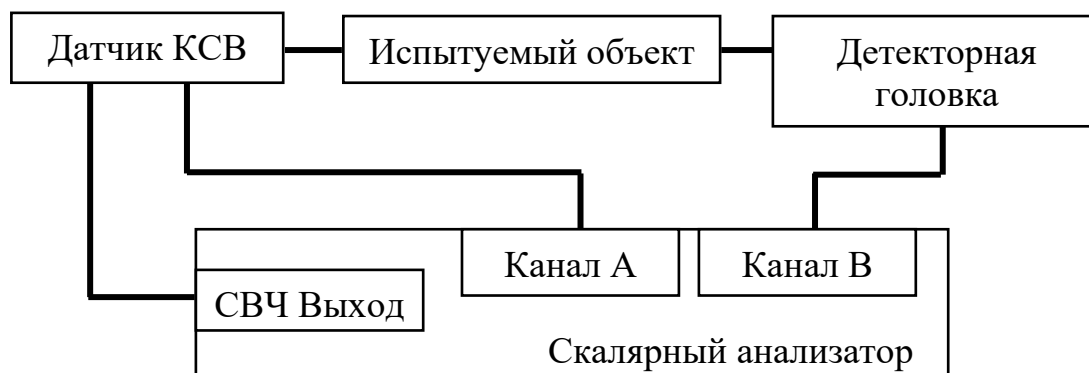


Рисунок 2.11 – Схема экспериментальной установки для анализа характеристик 4-слойного 3-С МФ в частотной области

Перед проведением измерений, с помощью эталонных мер выполнена калибровка канала А ($|S_{11}|$) и канала В ($|S_{21}|$). Предельное значение погрешности измерения составило не более 1,5 дБ. Ввиду используемых в ПП соединителей SMA, диапазон частот ограничен 10 ГГц. Для соединения прототипа МФ с датчиком КСВ и детекторной головкой использовались коаксиальные переходники 1 и 2 (рисунок 2.8).

Аналогично исследованию во временной области, выполнено моделирование 4-слойного 3-С МФ, для вычисления частотных характеристик, с помощью

квазистатического и электродинамического видов анализа с учетом потерь. Частотные зависимости модуля $|S_{11}|$ в диапазоне частот до 10 ГГц представлены на рисунке 2.12.

В диапазоне частот от 0 до 1 ГГц значения $|S_{11}|$, полученный посредством электродинамического анализа и экспериментального исследования, не превышают минус 7 дБ. В диапазоне от 1 до 6 ГГц результаты хорошо согласуются между собой, среднее отклонение результатов электродинамического анализа и эксперимента – 2,9 дБ. Рассогласованность результатов в диапазоне частот от 6 до 10 ГГц обусловлена неучтённой частотной зависимостью возвратных потерь соединителей SMA и коаксиальных переходов. Частотные зависимости $|S_{21}|$ в диапазоне от 0 до 10 ГГц представлены на рисунке 2.13.

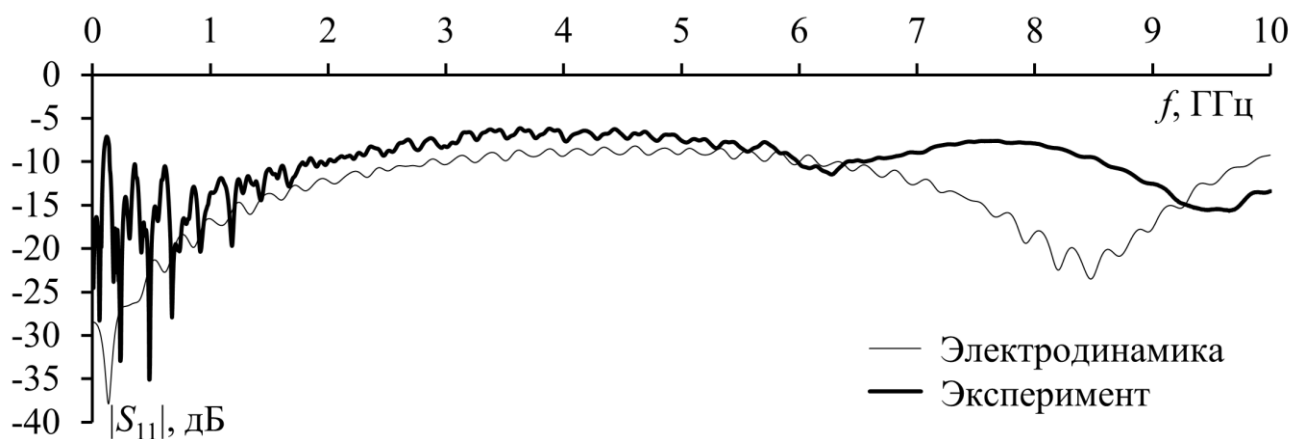


Рисунок 2.12 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ 3-С МФ

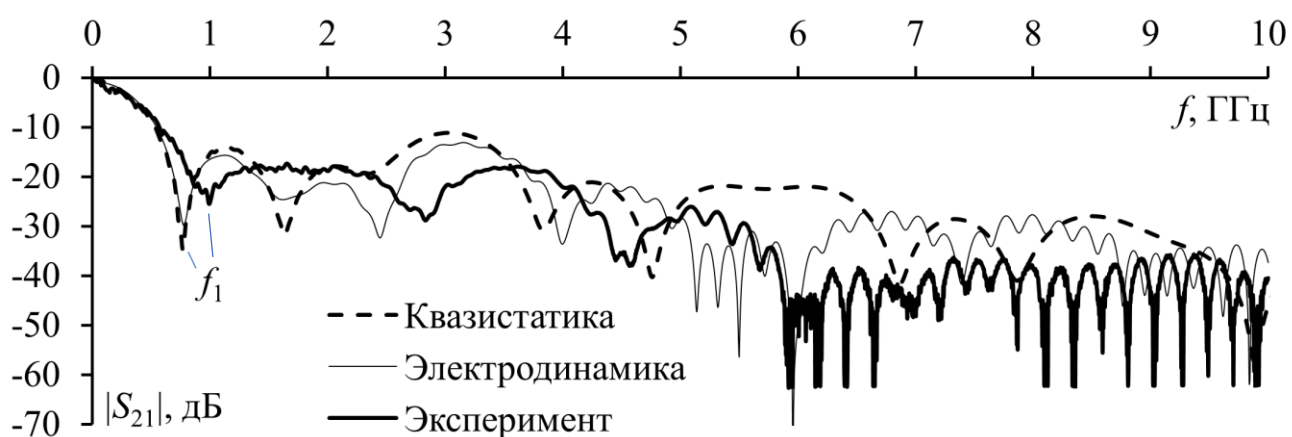


Рисунок 2.13 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ 3-С МФ

Из рисунка 2.13 следует, что полоса пропускания 4-слойного 3-С МФ (определяемая по уровню минус 3 дБ) (f_c) по результатам эксперимента составила 0,25 ГГц, квазистатического анализа – 0,265 ГГц, а электродинамического –

0,295 ГГц. Из полученных результатов видно, что измеренные и полученные с помощью моделирования двумя видами анализа зависимости хорошо согласуются. Максимальные отклонения составляют: 5,3% между значениями, полученными двумя видами анализа, 2,91% – между квазистатическим анализом и экспериментом и 8,25% – между электродинамическим анализом и экспериментом.

По результатам эксперимента частота первого резонанса f_1 составляет 0,992 ГГц (минус 25,5 дБ), при квазистатическом анализе – 0,766 ГГц (минус 34,74 дБ), а при электродинамическом – 0,763 ГГц (минус 29,18 дБ). Также видно, что резонансные частоты при моделировании двумя видами анализа хорошо согласуются, отличаясь лишь на 0,19%. Сравнение частоты первого резонанса f_1 , полученной при эксперименте, со значением, полученным при квазистатическом анализе, показало отклонение 12,8%, а со значением, полученным при электродинамическом – 13,04%. Среднее отклонение результатов квазистатического моделирования и эксперимента составило 4,13 дБ, электродинамического моделирования и эксперимента – 3,53 дБ, а электродинамического и квазистатического видов анализа – 7,66 дБ.

Таким образом, представлены результаты экспериментального исследования З-С МФ в частотной области. Приведено сравнение результатов вычислительного и натурного экспериментов в диапазоне частот от 0 до 10 ГГц. Получена хорошая согласованность результатов вычисления полосы пропускания и приемлемая сопоставимость для f_1 и уровней ослабления.

Таким образом, продемонстрированы экспериментальные исследования З-С МФ во временной и частотной областях. Выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭУ от СШП помехи за счет разложения ее импульса на последовательность импульсов меньшей амплитуды с коэффициентом ослабления 3,77 раза (по результатам эксперимента) при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала 250 МГц. Также выполнено сравнение результатов измерений с результатами моделирования посредством квазистатического и электродинамического видов анализа, показавшее согласованность результатов.

2.1.3 Влияние скрытых металлизированных отверстий

Особенностью 4-слойного 3-С МФ является наличие четырех проводящих слоёв и проводника 6, соединенного с проводником 5 через СМО (рисунок 2.2). За счет этого образуется единая опорная плоскость. Наличие СМО затрудняет разработку и изготовление таких МФ. Для упрощения и удешевления производства целесообразно отказаться от СМО, так как это позволит существенно снизить экономические затраты и повысить технологичность изготовления ПП.

Для исследования влияния СМО на характеристики 4-слойного 3-С МФ в широком частотном диапазоне используется модификация ранее изготовленного прототипа (рисунок 2.6). Разработаны и реализованы новые КП под высокочастотные коаксиально-микрополосковые переходы. Новый прототип 4-слойного 3-С МФ состоит из двух ЛП с наличием СМО и без них (рисунок 2.14). Для уменьшения общей длины ПП проводники МФ закручены в меандр. Расстояние между витками принято равным 6 мм, что обеспечивает развязку между соседними витками не менее минус 30 дБ. Поперечное сечение КП (в разрезе) для присоединения коаксиально-микрополоскового перехода представлено на рисунке 2.15. Параметры диэлектрика и эквивалентная схема включения представлены в пунктах 2.1.1 и 2.1.2.

Экспериментальное исследование влияния СМО на характеристики 3-С МФ проводилось в частотной и временной областях. При исследовании частотных характеристик МФ применены методики векторного анализа цепей из [140]. Исследуемый 3-С МФ является четырехполюсником. Так как в конструкции 3-С МФ отсутствуют анизотропные включения, устройство является взаимным $S_{21}=S_{12}$. Из-за полной симметрии входа и выхода соблюдается равенство $S_{11}=S_{22}$. Из этого следует что МФ обладает симметричной матрицей рассеяния, поэтому измерения проводились только в одном направлении.



Рисунок 2.14 – Модифицированный прототип 4-слойного 3-С МФ

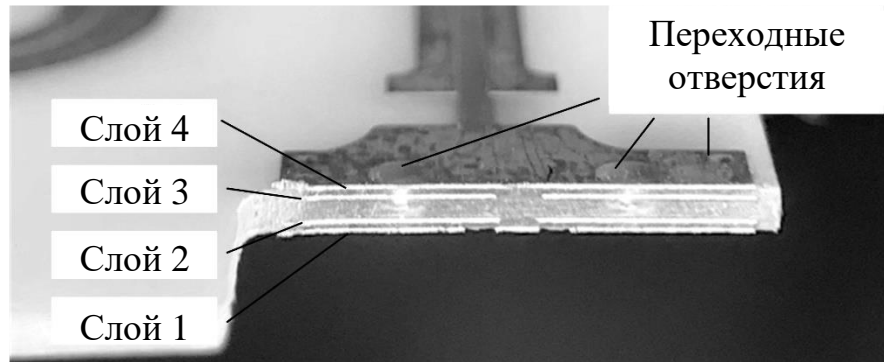


Рисунок 2.15 – Поперечное сечение КП (в разрезе) для присоединения коаксиально-микрополоскового перехода

Измерения в частотной области проводились с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) N9917A фирмы Keysight Technologies. Для анализа импеданса МФ применен метод рефлектометрии во временной области с помощью стробоскопического осциллографа DSA8300 и рефлектометрического модуля 80E04 фирмы Tektronix. Характеристический импеданс Z_0 рассчитывался как:

$$Z_0 = Z_L \frac{(1 - \rho)}{(1 + \rho)}, \quad (2.2)$$

где Z_L – опорный импеданс 50 Ом, ρ – измеренный коэффициент отражения.

Для получения нормированных к 50 Ом значений Z_0 следует учитывать коэффициент отражения на согласованной нагрузке. С помощью генератора импульсов GZ1117DN-35/1V на вход 4-слойного 3-С МФ подавался импульс СШП помехи, длительностью 60 пс (по уровню 0,5) и амплитудой 1,66 В. Отклик на заданное воздействие на выходе МФ наблюдался с помощью стробоскопического осциллографа DSA8300.

В ходе экспериментальных исследований использованы высокочастотные коаксиально-микрополосковые и коаксиальные переходы (рисунок 2.16а). Для присоединения микрополоскового и коаксиального трактов использован переход ПКМ1-32-13Р-0,3П (1). Для его соединения с измерительным СВЧ оборудованием

использованы коаксиальные переходы ПК2-26-13-05 (2) и ПК2-26-13-05Р (3). Суммарное затухание, вносимое переходами, не превышает 1 дБ в диапазоне частот от 0 до 32 ГГц, КСВ при этом составляет не более 1,3.

Перед проведением экспериментальных исследований во временной и частотной областях выполнялась калибровка, предусмотренная производителем СВЧ оборудования. Этот шаг необходим для устранения систематической погрешности. Все результаты получены при нормальных условиях окружающей среды. Отклонение δ полученных результатов друг от друга рассчитывалось по выражению (2.1).

Для анализа влияния СМО на эффективность разложения импульса СШП помехи использовалась экспериментальная установка, показанная на рисунке 2.16б.

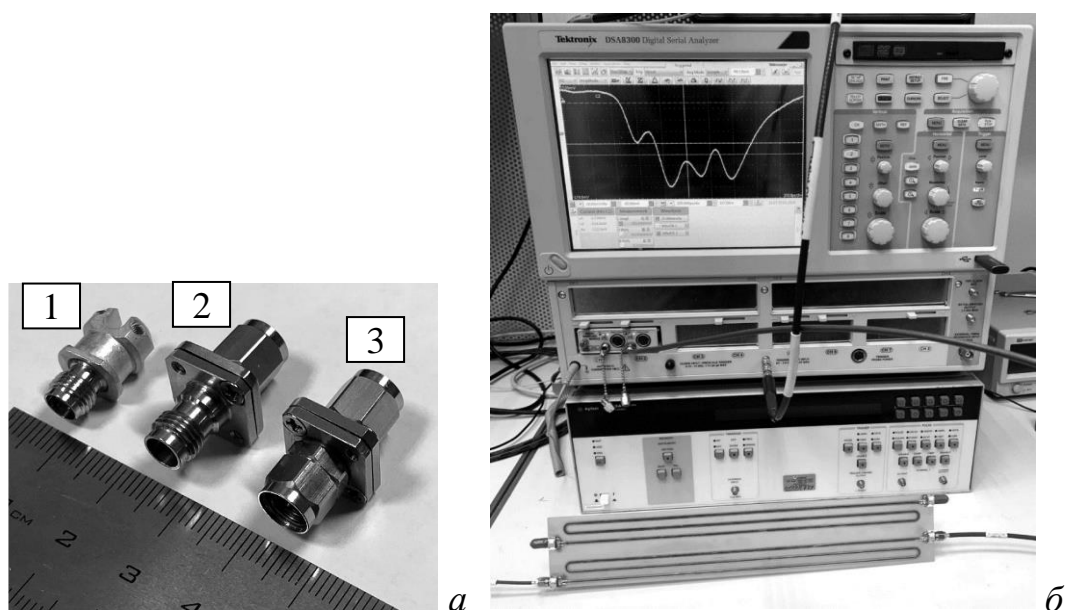


Рисунок 2.16 – Высоочастотные коаксиально-микрополосковый и коаксиальные переходы (а) и экспериментальная установка (б), состоящая из осциллографа стробоскопического DSA8300 и исследуемого прототипа З-С МФ

На экране стробоскопического осциллографа можно наблюдать импульсы разложения. Они имеют отрицательную полярность. Это обусловлено тем, что GZ1117DN-35 генерирует отрицательный импульс. Для упрощения анализа разложенные импульсы представлены в положительной плоскости на рисунке 2.17.

Значения амплитуд импульсов разложения и разности погонных задержек мод ($\Delta\tau$) для прототипов с СМО и без них сведены в таблицу 2.3.

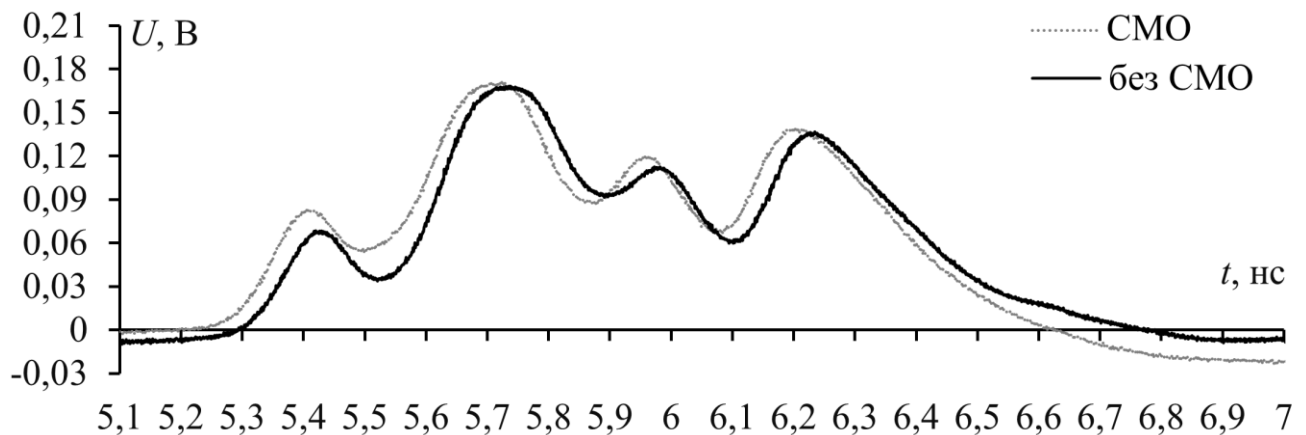


Рисунок 2.17 – Временные отклики на выходе 3-С МФ в двух исполнениях

Таблица 2.3 – Сравнение амплитуд (U) и разностей погонных задержек ($\Delta\tau$) 4 импульсов на выходе 3-С МФ в двух исполнениях

Параметры	СМО	Без СМО	Отклонение, %
U_1 , В	0,082	0,066	10,81
U_2 , В	0,169	0,166	0,895
U_3 , В	0,119	0,111	3,478
U_4 , В	0,138	0,135	1,098
$\Delta\tau_1$, нс/м	0,3		-
$\Delta\tau_2$, нс/м	0,25		-
$\Delta\tau_3$, нс/м	0,24		-

Видно, что временные отклики на выходе 3-С МФ в двух исполнениях имеют схожий характер. Так, максимальное отклонение амплитуд импульсов составляет 10,81%. С помощью электродинамического анализа в [119] получены значения τ для каждой моды. Их разность составила: 0,26, 0,37 и 0,349 нс/м. Их максимальное отклонение от результатов экспериментального исследования составляет 19,35%. Можно заключить, что СМО слабо влияют на эффективность модального разложения.

Для анализа влияния СМО на значение Z_0 проведена рефлектометрия во временной области. Рефлектограмма прототипа 3-С МФ в двух исполнениях представлена на рисунке 2.18.

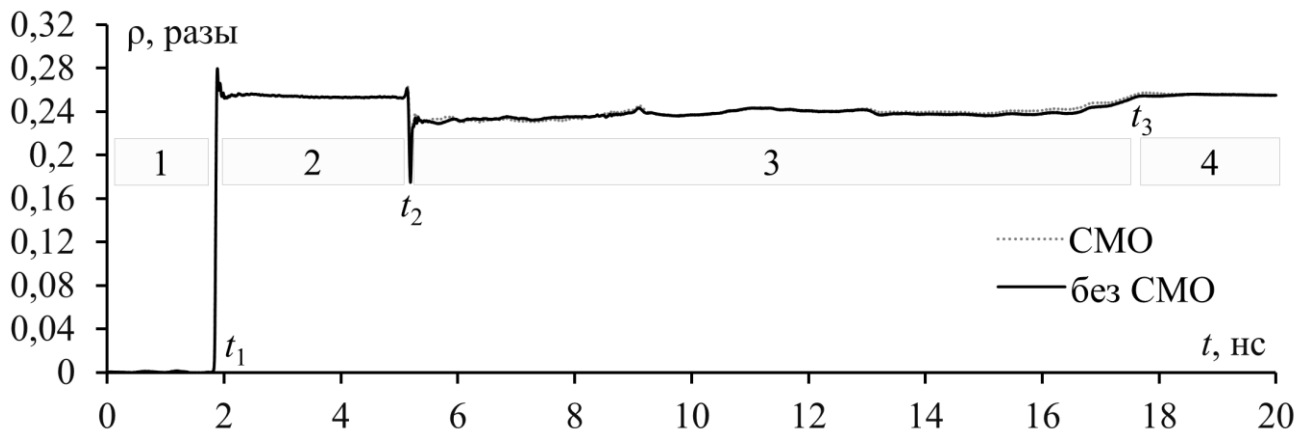


Рисунок 2.18 – Рефлектограмма прототипа 3-С МФ в двух исполнениях

В области 1 можно наблюдать опорный уровень стробоскопического модуля. В момент времени $t_1=1,9$ нс коэффициент отражения ρ резко возрастает. Это вызвано переходом в согласованный коаксиальный тракт 50 Ом (область 2). В момент времени $t_2=5,1$ нс приходит отраженная волна от коаксиально-микрополоскового перехода. Область 3 характеризует процессы, протекающие в 3-С МФ. После $t_3=17,6$ нс значение ρ соответствует области 2. Это вызвано тем, что при проведении рефлектометрии дальний конец активной линии МФ согласован высокочастотным сопротивлением 50 Ом (область 4). На основе выражения (2.2) рассчитан характеристический импеданс 3-С МФ (рисунок 2.19).

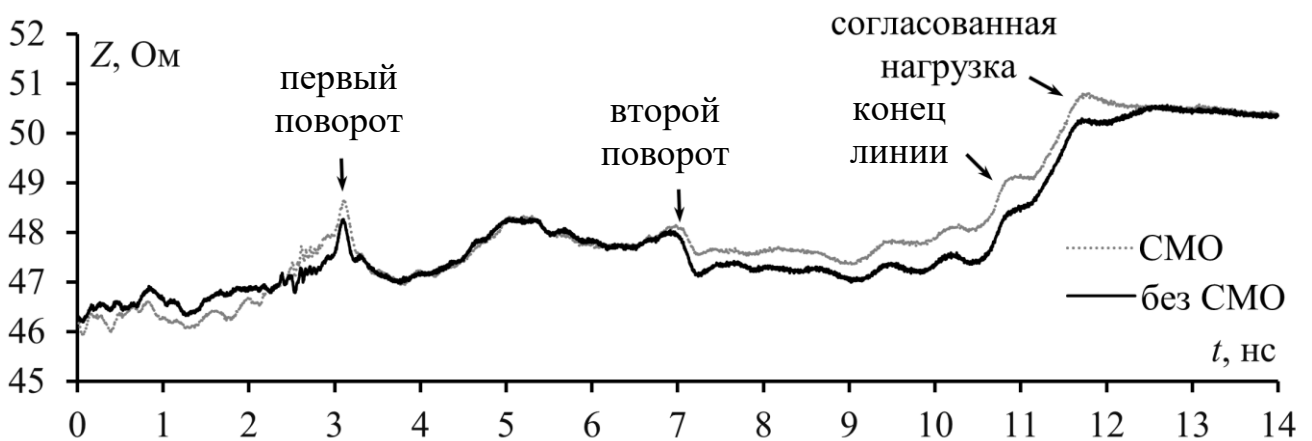


Рисунок 2.19 – Характеристический импеданс прототипа 3-С МФ

Результаты, полученные для двух исполнений МФ, хорошо согласуются. Наименьшая сходимость наблюдается после второго поворота, где наибольшее отклонение составляет 0,66%. В целом можно заключить, что импеданс 3-С МФ не зависит, или слабо зависит, от СМО. Максимальное отклонение измеренного значения Z_0 от расчетных 50 Ом составило 4,52%. Результаты исследования

влияния СМО на характеристики 3-С МФ в частотной области приведены на рисунке 2.20.

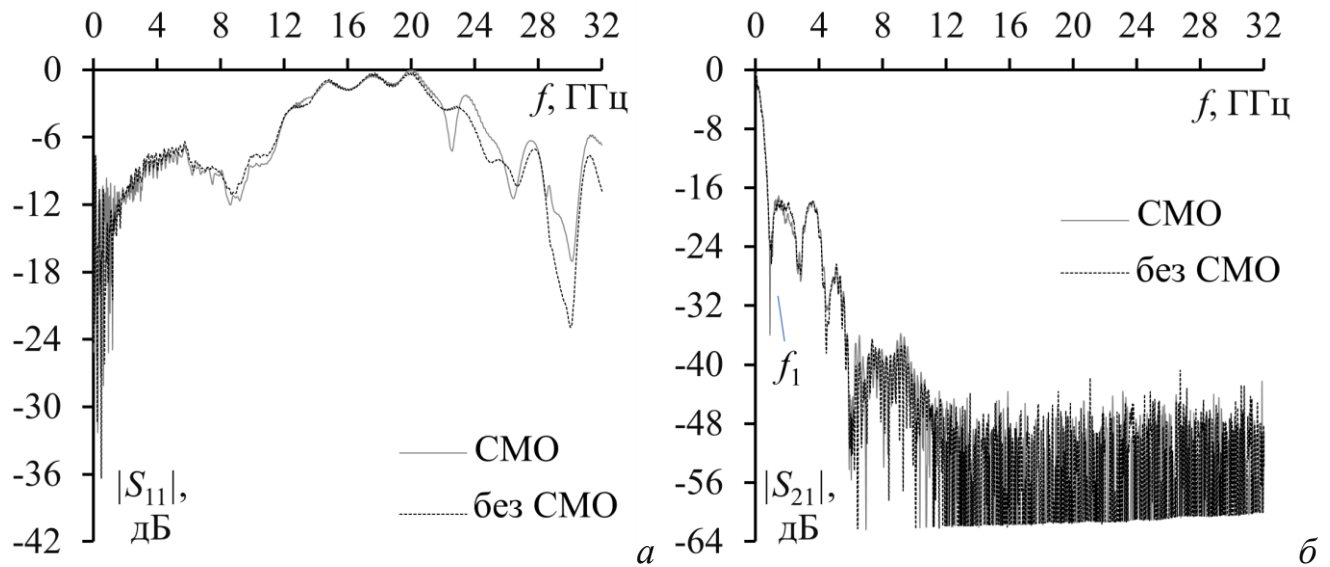


Рисунок 2.20 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (б) прототипа 3-С МФ

Из результатов экспериментального исследования частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ видно, что формы полученных кривых хорошо согласуются. Максимальное отклонение коэффициента отражения наблюдается на частоте 29,82 ГГц и составляет 6 дБ. Резонансные частоты в двух исполнениях также хорошо согласуются. Так, максимальное отклонение f_1 составило 5%. Значение f_c в 3-С МФ для исполнения без СМО составила 245 МГц, а с СМО – 238 МГц. Таким образом, отклонение не превышает 1,5%.

Набольшее различие амплитуд импульсов разложения наблюдается для самой быстрой моды. Отклонение составило 10,81%. Обнаружено небольшое влияние СМО на значение Z_0 3-С МФ, при этом максимальное отклонение не превышает 4,52%. Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ для обоих прототипов также хорошо согласуются. По полученным результатам экспериментального исследования можно сделать вывод, что СМО слабо влияют на характеристики 3-С МФ. При проектировании симметричных связанных линий, в том числе 3-С МФ, следует тщательно контролировать параметры ЛП. Для упрощения разработки и реализации такого рода устройств необходимо убрать СМО. Разделение опорной плоскости не приводит к значительным изменениям параметров 4-слойного 3-С МФ.

2.1.4 Влияние конечных нагрузок

Зачастую, изменение конечных нагрузок на концах пассивных проводников МФ приводит к уменьшению $U_{\text{макс}}$ на выходе активного проводника. Здесь анализируется конфигурация 4-слойного 3-С МФ с различными конечными нагрузками на ближнем и дальнем концах пассивных проводников. Представлены результаты квазистатического анализа во временной и частотной областях с учетом потерь.

Исходный 4-слойный 3-С МФ раскладывает импульс СШП помехи на последовательность из четырех импульсов, его эквивалентная схема включения и поперечное сечение представлены на рисунках 2.1 и 2.2. При моделировании без учета потерь и оптимальных параметрах значение $U_{\text{макс}}$ на выходе активного проводника (порт П2) в четыре раза меньше входного воздействия. Параметры поперечного сечения исследуемой конфигурации приведены в пункте 2.1.1. Эквивалентные схемы включения с различными конечными нагрузками на концах 3-С МФ представлены на рисунке 2.21.

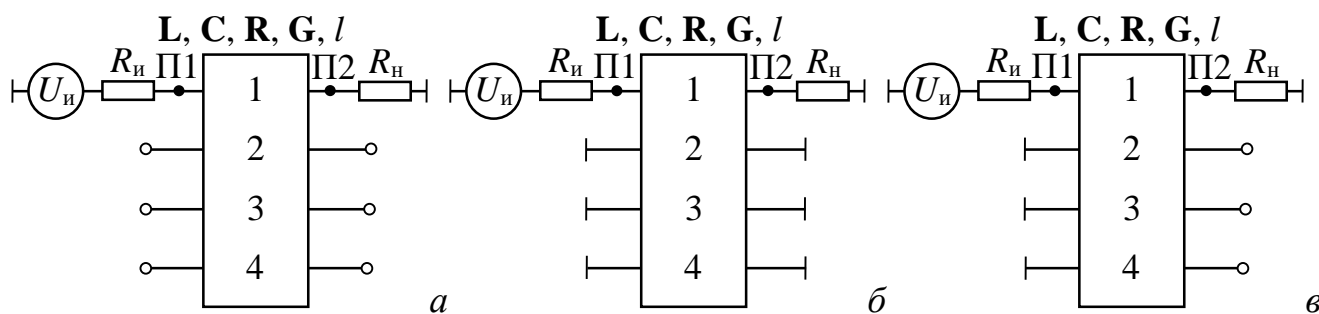


Рисунок 2.21 – Эквивалентные схемы включения 3-С МФ при XX-XX (а), КЗ-КЗ (б) и КЗ-XX (в) на ближнем и дальнем концах пассивных проводников

Квазистатический анализ проводился с учетом потерь в проводниках и диэлектрике в ПО TALGAT. Минимальная длина сегмента исследуемой структуры составила 7 мкм. В качестве входного воздействия с помощью $U_{\text{и}}$ подавался трапецеидальный импульс со следующими параметрами: ЭДС 2 В, фронт, спад и плоская вершина по 100 пс. Сопротивления $R_{\text{и}}$ и $R_{\text{н}}$ принимались равными 50 Ом.

Частотная зависимость $|S_{21}|$ и отклик во временной области приведены на рисунке 2.22. Результаты моделирования во временной области сведены в таблицу 2.4.

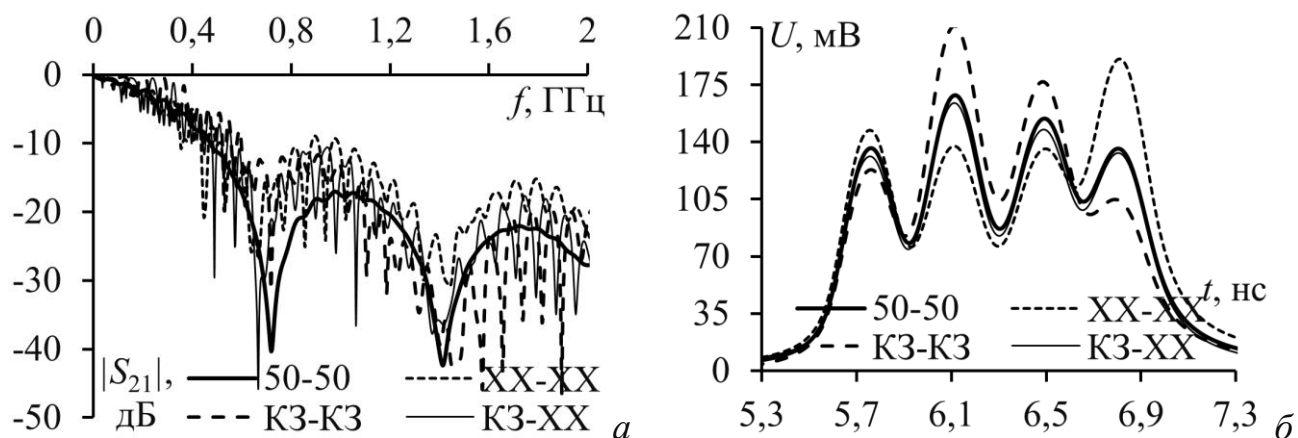


Рисунок 2.22 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ (а) и отклик во временной области (б)

4-слойного 3-С МФ при различных оконечных нагрузках
на концах пассивных проводников

Таблица 2.4 – Амплитуды импульсов (U) на выходе МФ в порту П2.

Параметр	50-50	XX-XX	K3-K3	K3-XX
U_1 , В	0,136	0,147	0,123	0,131
U_2 , В	0,168	0,137	0,211	0,164
U_3 , В	0,154	0,136	0,177	0,148
U_4 , В	0,136	0,191	0,104	0,133

Из результатов моделирования видно, что изменение оконечных нагрузок на концах пассивных проводников 4-слойного 3-С МФ не приводит к существенному улучшению помехоподавления. При этом вводимое рассогласование может ухудшить прием и распознавание полезного сигнала в полосе пропускания. Между тем, основным преимуществом рассмотренных вариантов перед согласованным является то, что в их конструкции отсутствуют пассивные компоненты, что может улучшить стоимостные и эксплуатационные показатели.

2.1.5 Влияние температуры

Здесь представлены результаты одно- и многокритериальной оптимизации посредством генетического алгоритма (ГА) 4-слойного 3-С МФ с использованием

температурной модели, предложенной в [141]. Количество вычислений принято равным 1000. Параметры поперечного сечения и схема включения представлены в пункте 2.1.2. В качестве входного воздействия подавался трапецеидальный импульс со следующими параметрами: ЭДС 1 В, фронт, спад и плоская вершина длительностью по 100 пс.

Диапазоны параметров поперечного сечения, оптимизируемых с помощью ГА, приняты следующими: 400–600 мкм для h_1 , 150–250 мкм для h_2 , 30–40 мкм для t , 600–900 мкм для s . Эти значения обусловлены применяемой технологией производства многослойных ПП. Остальные параметры приняты неизменными: $w=1000$ мкм, расстояние от проводников до края структуры $d=3w$ при $\varepsilon_{r1}=\varepsilon_{r2}=4,4$. Использовался простой ГА с параметрами: число особей – 20; число поколений – 50; коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5; число бит для кодирования каждого параметра – 10.

Результаты оптимизации 4-слойного 3-С МФ при крайних (минус 50°C и 150°C) и среднем (25°C) значениях температур сведены в таблицы 2.5–2.7. Приведены значения оптимизируемых параметров h_1 , h_2 , t , s , а также значение $U_{\text{макс}}$. Выполнена оптимизация по амплитудному критерию (минимизация значения $U_{\text{макс}}$ на выходе МФ). Для каждой температуры выполнялось 5 запусков ГА. На рисунке 2.23 показаны формы ЭДС, напряжения на входе и выходе МФ. Для температуры минус 50°C приведены параметры третьего запуска ГА, для 25°C – пятого, а для 150°C – второго.

Таблица 2.5 – Результаты работы ГА при минус 50°C по амплитудному критерию

№ запуска ГА	h_1 , мкм	h_2 , мкм	s , мкм	t , мкм	$U_{\text{макс}}$, мВ
1	509,5	206,1	710,3	35,4	128,3
2	512,2	205,8	710,2	35,2	128,2
3	508,2	206,7	700,9	33,1	128,1
4	510,1	204,2	680,2	35,1	128,4
5	509,3	207,1	690,7	34,7	128,4
Отклонение, %	0,39	0,71	2,16	3,36	0,12

Таблица 2.6 – Результаты работы ГА при 25°C по амплитудному критерию

№ запуска ГА	h_1 , мкм	h_2 , мкм	s , мкм	t , мкм	$U_{\text{макс}}$, мВ
1	510,3	205,9	700,1	35,2	125,2
2	506,1	207,2	706,5	35,4	125,8
3	505,5	203,6	709,2	33,1	125,6
4	502,2	200,1	699,3	37,8	125,8
5	507,9	209,7	700,9	33,8	124,9
Отклонение, %	0,80	2,34	0,70	6,63	0,36

Таблица 2.7 – Результаты работы ГА при 150°C по амплитудному критерию

№ запуска ГА	h_1 , мкм	h_2 , мкм	s , мкм	t , мкм	$U_{\text{макс}}$, мВ
1	508,5	204,4	691,1	37,8	133,2
2	511,3	208,6	708,5	33,2	132,6
3	510,1	210,9	697,9	36,9	133,5
4	500,9	210,3	706,2	34,2	132,9
5	508,5	204,1	691,2	37,5	133,2
Отклонение, %	1,03	1,64	1,24	6,48	0,34

Из таблиц 2.5–2.7 видно, что при увеличении температуры (от минус 50°C до 150°C) средние значения всех оптимизируемых параметров лежат в одном диапазоне. Это обусловлено 3-С поперечным сечением структуры. Значения $U_{\text{макс}}$ также сильно не изменяются при изменении температуры (отклонение не превышает 9 мВ). В результате оптимизации удалось получить наименьший уровень $U_{\text{макс}}$, составляющий 124,9 мВ (при 25°C), что в 4 раза меньше уровня входного напряжения ($U_{\text{вх}}$). При этом наибольшее отклонение наблюдается у параметра t , поскольку его изменение оказывает меньшее влияние (по сравнению с другими параметрами) на достижение экстремума данной целевой функции (ЦФ), состоящей из одного критерия. В то же время, отклонение значения $U_{\text{макс}}$ составляет менее 0,5%, что говорит о хорошей сходимости вычислений. Из рисунка 2.23 видно, что, несмотря на частичное наложение выходных импульсов, результирующее значение $U_{\text{макс}}$ не превышает 133,5 мВ для 150°C, а критерий достигается при выравнивании амплитуд импульсов разложения.

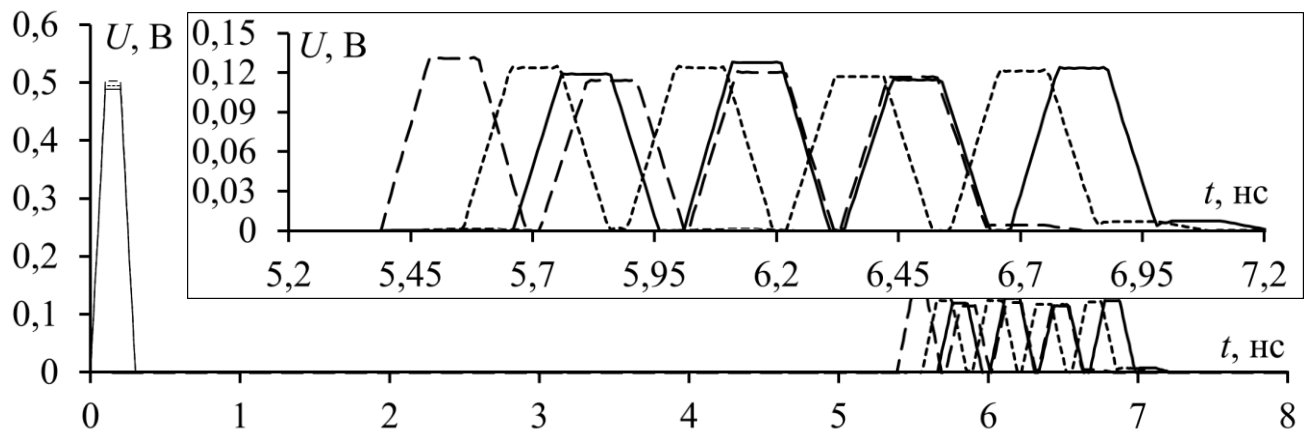


Рисунок 2.23 – Временные отклики на входе и выходе 4-слойного 3-С МФ при минус 50 (–), 25 (– · –), 150 (—) °С после оптимизации посредством ГА по амплитудному критерию

Далее выполнена оптимизация по двум критериям посредством ГА, результаты которой представлены в таблицах 2.8–2.10. На рисунке 2.24 показаны формы ЭДС, напряжения на входе и выходе 4-слойного 3-С МФ. Для температур минус 50°С и 25°С приведены параметры четвертого запуска ГА, а для 150°С – второго. Оптимизация выполнялась по амплитудному критерию и критерию согласования. Весовые коэффициенты взяты равными по 0,5. Значение параметра w при оптимизации по двум критериям также принято равным 1000 мкм. В общем случае, данный параметр требует оптимизации, однако, для качественного сравнения данных результатов с полученными ранее, он взят фиксированным.

Таблица 2.8 – Результаты работы ГА при минус 50°С по двум критериям

№ запуска ГА	h_1 , мкм	h_2 , мкм	s , мкм	t , мкм	$U_{\text{макс}}$, мВ
1	511,5	202,1	711,2	35,7	128,8
2	517,3	207,8	717,2	35,5	128,7
3	511,3	208,8	707,8	36,4	129,2
4	515,1	206,3	684,2	35,4	128,2
5	511,5	202,1	711,2	35,7	128,8
Отклонение, %	0,58	1,63	2,35	1,39	0,39

Таблица 2.9 – Результаты работы ГА при 25°C по двум критериям

№ запуска ГА	h_1 , мкм	h_2 , мкм	s , мкм	t , мкм	$U_{\text{макс}}$, мВ
1	512,3	206,9	703,5	35,3	125,1
2	508,6	208,2	712,1	35,5	126,1
3	508,1	202,6	712,6	33,2	125,7
4	504,7	201,1	702,8	37,9	124,9
5	512,3	206,9	703,5	35,3	125,1
Отклонение, %	0,75	1,73	0,69	6,61	0,48

Таблица 2.10 – Результаты работы ГА при 150°C по двум критериям

№ запуска ГА	h_1 , мкм	h_2 , мкм	s , мкм	t , мкм	$U_{\text{макс}}$, мВ
1	508,5	206,4	691,1	37,8	133,6
2	511,3	208,6	708,5	33,2	132,6
3	510,1	210,9	695,9	36,9	133,2
4	501,9	210,3	706,2	34,6	133,1
5	508,5	216,4	691,1	37,8	133,4
Отклонение, %	0,93	2,37	1,24	6,48	0,38

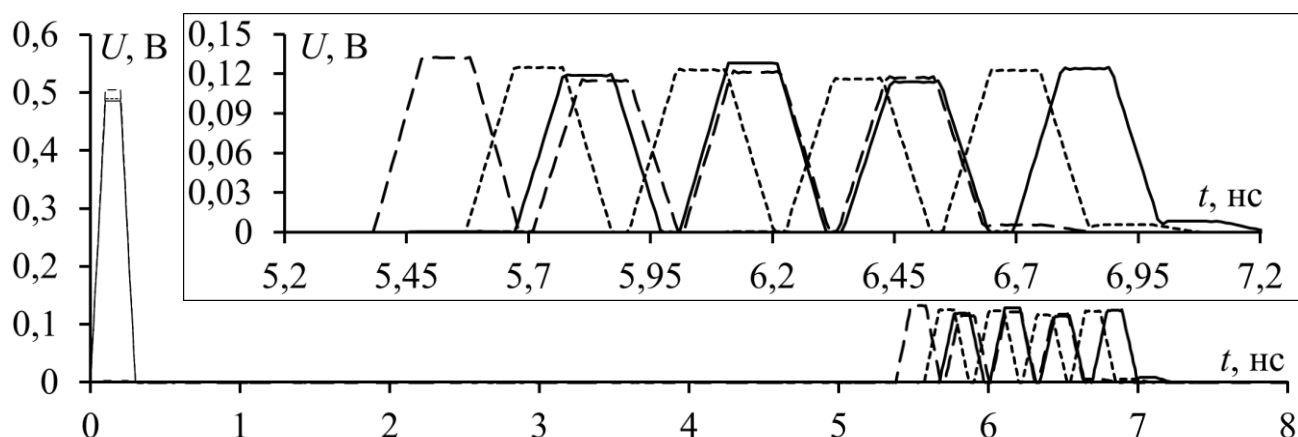


Рисунок 2.24 – Временные отклики на входе и выходе 4-слойного 3-С МФ
при минус 50 (—), 25 (---), 150 (— · —) °C после оптимизации
посредством ГА по двум критериям

Из таблиц 2.8–2.10 видно, что отклонение оптимизируемых параметров при оптимизации по двум критериям находится в допустимых пределах (отклонение значений $U_{\text{макс}}$ остается меньше 0,5%). Тем не менее, отклонение значения $U_{\text{макс}}$ увеличилось (по сравнению с оптимизацией по одному критерию), что связано с введением дополнительного критерия в ЦФ при оптимизации. Из таблиц 2.8–2.10 и рисунка 2.24 видно, что значение $U_{\text{вх}}$ составляет примерно 500 мВ, т.е. половину ЭДС источника, обеспечивая тем самым псевдосогласование.

Таким образом, представлены результаты многовариантного анализа и одно- и многокритериальной оптимизации посредством ГА для 4-слойного 3-С МФ, с использованием температурной модели. Отклонения значений $U_{\text{макс}}$ при всех расчетах с использованием температурной модели не превышают 1%. Так, однокритериальная оптимизация позволила выровнять амплитуды двух импульсов для всех значений температур. Многокритериальная оптимизация позволила достичь согласования линии с трактом 50 Ом и минимизировать значение $U_{\text{макс}}$. Определены закономерности поведения характеристик 4-слойного 3-С МФ при температуре от минус 50 до 150°C, а также, выявлены и апробированы возможности использования ГА совместно с температурной моделью для оптимизации такого МФ. Значимость полученных результатов заключается в выявленном незначительном влиянии температуры от минус 50°C до 150°C на характеристики 4-слойного 3-С МФ и в отработанной методологии оптимизации ГА с учетом температурной модели.

2.2 Модификации зеркально-симметричных структур

В данном подразделе представлены результаты исследования характеристик новых конфигураций многослойных 3-С МФ, полученных в ходе вычислительного и лабораторного экспериментов. Рассматриваются способы улучшения характеристик таких структур за счет применения четвертьволновых резонаторов, радиопоглощающих материалов, а также различных схем трассировок и подключения их проводников.

2.2.1 Применение четвертьволновых резонаторов

Здесь представлены результаты квазистатического анализа структур 2-проводного и 4-слойного 3-С МФ с четвертьволновыми резонаторами и без них. Их применение может улучшить помехоподавление устройств на основе модальной фильтрации. Моделирование проведено во временной и частотной областях с

учетом потерь. При этом выполнена оптимизация геометрических параметров четвертьволновых резонаторов посредством ГА. При моделировании использованы квазистатический и схемотехнический виды анализа, реализованные в ПО Advanced Design System (ADS) 2022. В работе исследовались две структуры МФ: типовая 2-проводная на основе МПЛП и 3-С из 2.1.1, эквивалентная схема включения и поперечное сечение которой показано на рисунках 2.1 и 2.2.

В качестве материала подложки 2-проводного МФ выбран стеклотекстолит FR-4 со следующими параметрами: $\epsilon_r=4,5$, $\text{tg}\delta=0,025$. При этом геометрические параметры 2-проводного МФ составили $h=500$ мкм, $t=35$ мкм, $w=0,85$ мм, $s=0,2$ мм, $l=1000$ мм. При моделировании исследуемые МФ разбивались на 10 отрезков длиной по 100 мм для подключения между ними резонаторов. Оконечные нагрузки на концах пассивного проводника задавались с помощью $R1$ и $R2$ в случае 2-проводного МФ, а в случае 3-С МФ на концах пассивных проводников с помощью $R1-R6$.

Эквивалентные схемы включения исследуемых структур в ADS представлены на рисунке 2.25. В активную и одну пассивную линии, расположенную на том же слое, устанавливались 20 резонаторов: 9 в активный и 11 в пассивный проводники. На первом этапе получена частотная зависимость $|S_{21}|$ исследуемых МФ без резонаторов. Затем, посредством ГА находились оптимальные геометрические параметры резонаторов по амплитудному критерию (ширина каждого резонатора w_r изменялась от 0,5 до 5 мм, длина каждого резонаторов l_r изменялась от 0,1 до 50 мм). Так, в случае 2-проводного МФ заданы следующие пределы оптимизации: значение $f_c - 250$ МГц (по уровню минус 3 дБ), подавление в 15 дБ от 300 МГц до 500 МГц, подавление в 30 дБ от 500 МГц до 1000 МГц, подавление в 60 дБ от 1000 МГц до 10000 МГц. В случае 3-С МФ заданы следующие пределы: значение $f_c - 250$ МГц (по уровню минус 3 дБ), подавление в 25 дБ от 1000 МГц до 10000 МГц. Заданные пределы для оптимизации и частотная зависимость $|S_{21}|$ исследуемых МФ без резонаторов представлены на рисунке 2.26. Максимально возможное количество вычислений при оптимизации составило 2500. После оптимизации частотных характеристик на вход активного проводника

исследуемых МФ подавался трапецеидальный импульс со следующими параметрами: ЭДС 1 В, фронт, спад и плоская вершина длительностью по 50 пс. Анализировались временные отклики на дальнем конце активного проводника исследуемых структур без резонаторов и с ними.

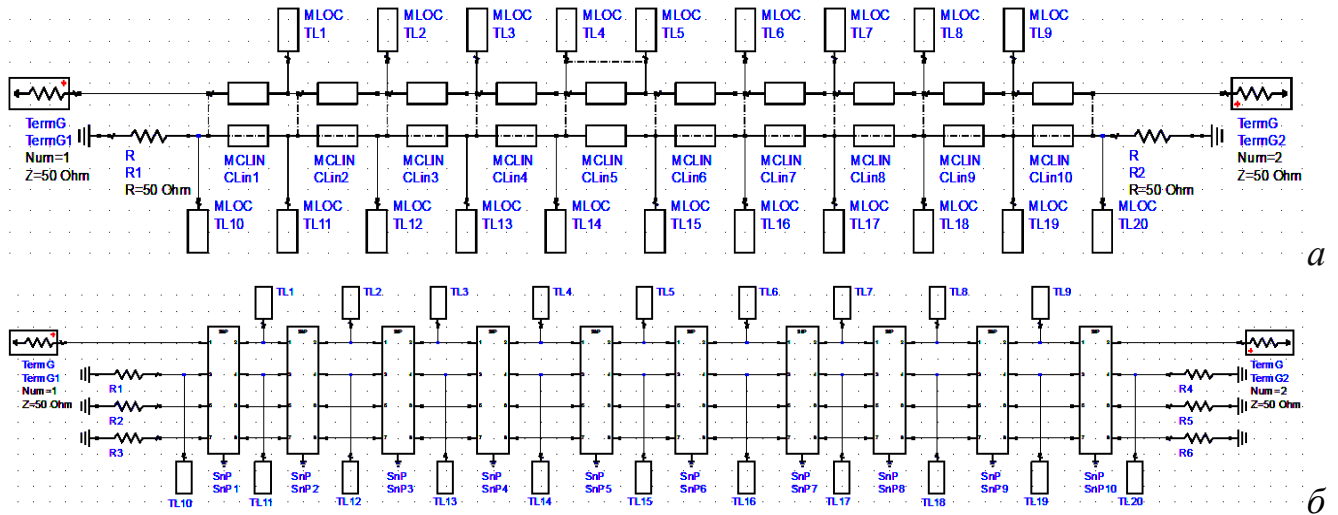


Рисунок 2.25 – Эквивалентные схемы включения
2-проводного МФ (а) и 4-слояного 3-С МФ (б) в ADS

Результаты оптимизации частотных зависимостей $|S_{21}|$ 2-проводного МФ и 4-слояного 3-С МФ за счет изменения геометрических параметров установленных резонаторов представлены на рисунке 2.26. Видно, что для обоих исследуемых конфигураций МФ достигнута ЦФ. В случае 2-проводного МФ значение f_c составило 252 МГц. В четырех заданных пределах кривая $|S_{21}|$ не пересекает заданные пределы. Из результатов видно, что достигнуто общее ослабление 60 дБ в частотном диапазоне от 1 до 10 ГГц. Наибольшее же ослабление наблюдается в частотном диапазоне от 5 до 6 ГГц, максимальное значение которого достигает 155 дБ. Значение f_c 3-С МФ составило 251 МГц. В двух заданных пределах кривая $|S_{21}|$ не пересекает заданные пределы. Из результатов видно, что достигнуто общее ослабление 25 дБ в частотном диапазоне от 1 до 10 ГГц. Наибольшее же ослабление наблюдается в частотном диапазоне от 8 до 9 ГГц, максимальное значение которого достигает 60 дБ.

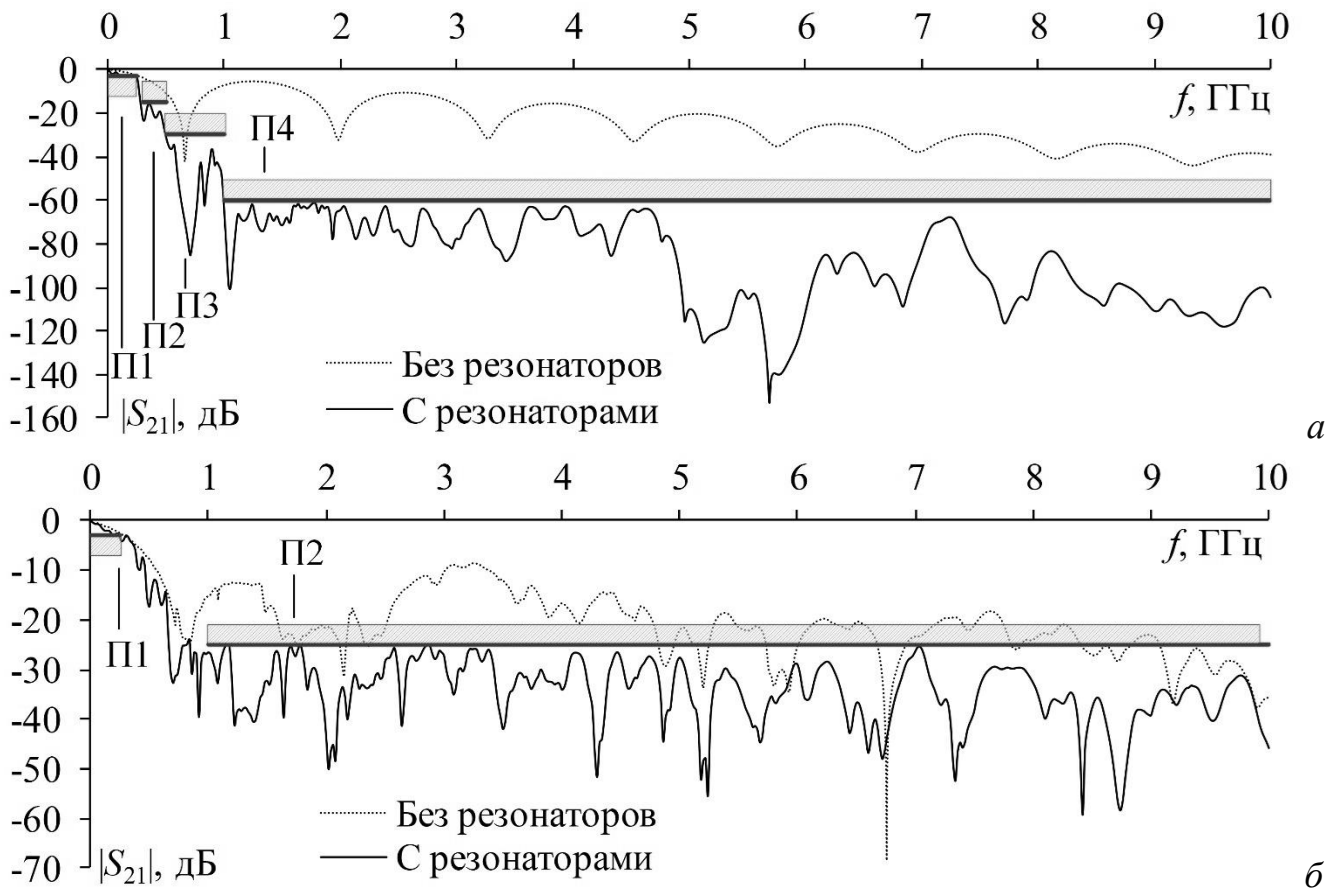


Рисунок 2.26 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ для 2-проводного МФ (а) и 4-слояного 3-С МФ (б) без резонаторов с заданными пределами

На рисунке 2.27 представлены временные отклики, полученные на дальнем конце активного проводника 2-проводного МФ и 3-С МФ без резонаторов и с ними. Видно, что в случае 2-проводного МФ без резонаторов входной импульс разделился на два импульса с меньшей амплитудой. При этом значение $U_{\text{макс}}$ составило 281 мВ. За счет добавления резонаторов удалось его уменьшить до 72 мВ. При этом из-за многократных переотражений волн в ЛП различить отдельные моды не представляется возможным. В случае 3-С МФ без резонаторов видно, что входной импульс разделился на последовательность из 4 импульсов меньшей амплитуды. Значение $U_{\text{макс}}$ на выходе активной линии такой структуры составило 71 мВ. За счет добавления резонаторов удалось его уменьшить до 36 мВ. При этом из-за многократных переотражений волн в ЛП различить отдельные моды также невозможно.

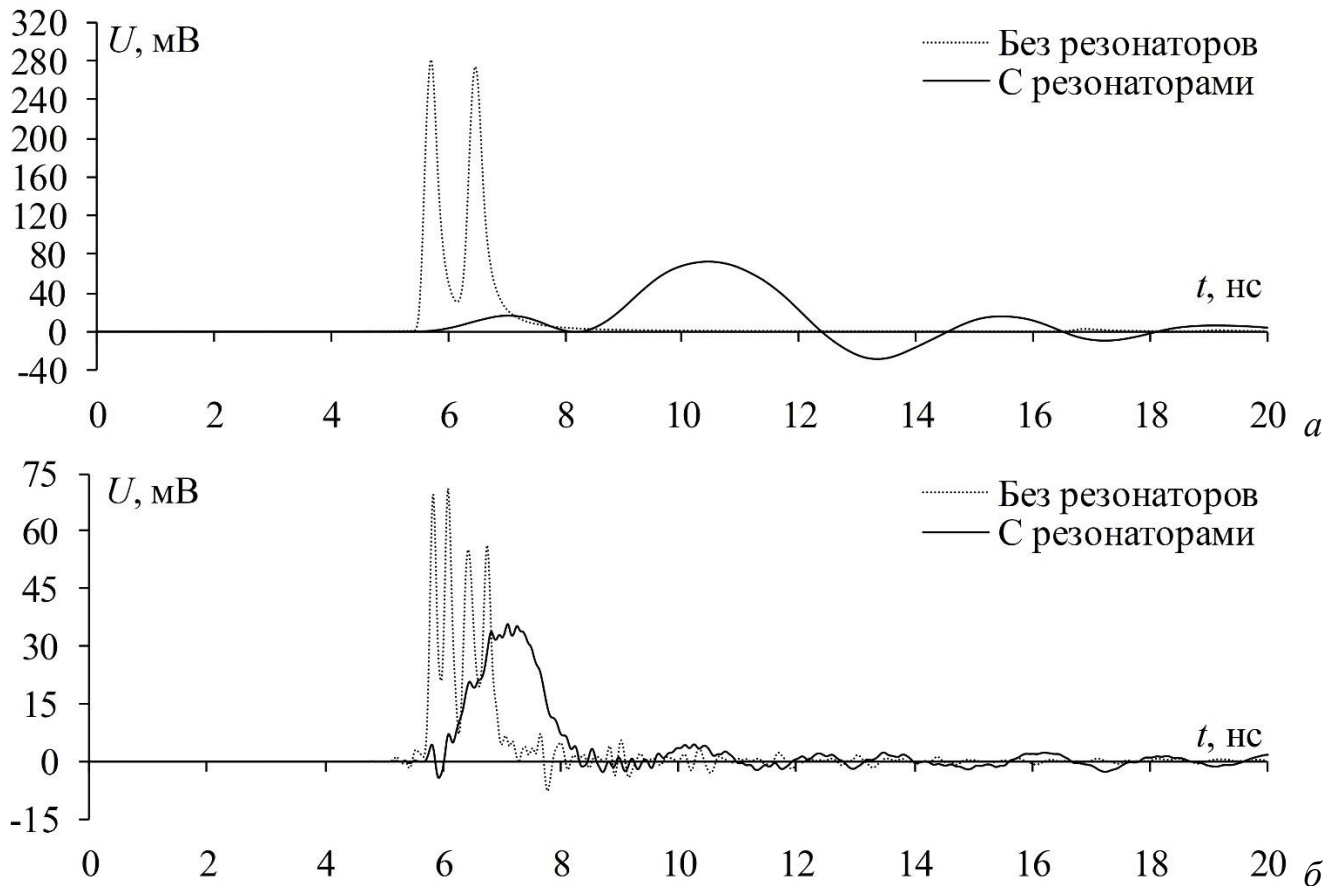


Рисунок 2.27 – Временные отклики на дальнем конце активного проводника
2-проводного МФ (а) и 4-слойного 3-С МФ (б)

Таким образом, выявлено, что применение четвертьволновых резонаторов позволяет улучшить помехоподавляющие свойства исследуемых устройств (ИУ) защиты. Так, в случае 2-проводного МФ можно получить ослабление 60 дБ в частотном диапазоне от 1 до 10 ГГц. Также, в данной конфигурации удалось улучшить общее ослабление СШП импульса с 3,55 раз (МФ без резонаторов) до 13,88 раз (МФ с резонаторами). В случае 3-С МФ, применение резонаторов позволяет получить ослабление 25 дБ в диапазоне от 1 до 10 ГГц. В данной конфигурации удалось улучшить общее ослабление СШП импульса с 14,08 раз (МФ без резонаторов) до 27,77 раз (МФ с резонаторами). При этом сохраняется потенциал дальнейшего улучшения частотных и временных характеристик. Это может быть достигнуто путем добавления четвертьволновых резонаторов в пассивные линии на другом слое.

2.2.2 Применение радиопоглощающих материалов

Для уменьшения восприимчивости к внешним помехам целесообразно использовать конфигурацию 3-С МФ в корпусе (рисунок 2.28). В зависимости от области применения в качестве экранирующей плоскости могут быть использованы собственный корпус РЭУ, опорные проводники соседних ПП или отдельный корпус. Между тем в стенках корпуса могут присутствовать апертуры, уменьшающие эффективность экранирования (ЭЭ). Тщательное проектирование позволяет обеспечить целостность экранирования, но эта задача требует особенно выверенных решений.

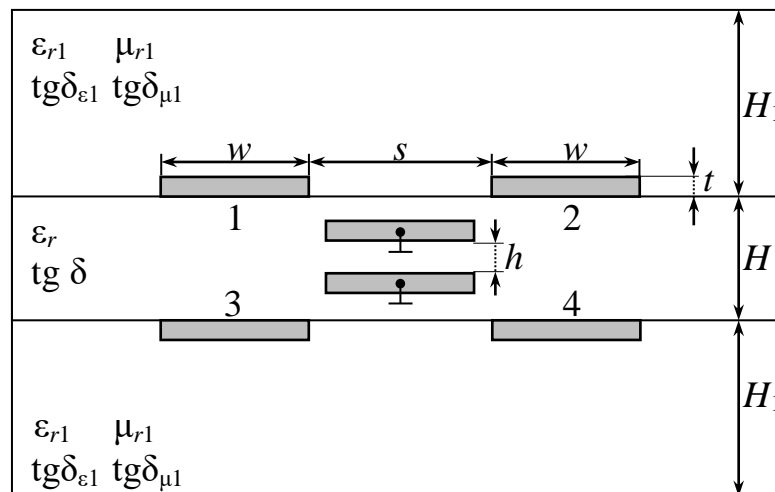


Рисунок 2.28 – Поперечное сечение 3-С МФ в корпусе

Для уменьшения резонансных эффектов щелей и повышения ЭЭ пространство между внешними проводниками 3-С МФ и корпусом можно заполнить широкополосным радиопоглощающим материалом (РПМ), к примеру, магнитодиэлектриком ЗИПСИЛ РПМ-П1. Такой материал может эффективно использоваться в качестве резонансного поглотителя. В свою очередь, высокие значения ϵ_{r1} и μ_{r1} способны улучшить подавление СШП помех за счет увеличения Δt . Для оценки временных и частотных характеристик модифицированной конфигурации 3-С МФ с РПМ выполнено электродинамическое моделирование в ПО PathWave EM Design (EMPro) 2022. Структура моделировалась при следующих геометрических параметрах: $s=700$ мкм, $w=1000$ мкм, $t=35$ мкм, $H=920$ мкм, $H_1=2000$ мкм, $h=510$ мкм.

Электрические параметры диэлектриков и магнитодиэлектрика составили: $\varepsilon_r=4,5$, $\operatorname{tg}\delta=0,025$, $\varepsilon_{r1}=20$, $\operatorname{tg}\delta_{\varepsilon1}=0,06$, $\mu_{r1}=3$ и $\operatorname{tg}\delta_{\mu1}=0,5$. Для согласования линии передачи с источником помех и нагрузкой все сопротивления брались по 50 Ом. Анализ частотных характеристик проводился в диапазоне от 0 до 3 ГГц. Для анализа временных характеристик, на вход активного проводника отдельно подавались два гауссовых СШП импульса общей длительностью 0,8 и 2,4 нс (большая часть энергии лежит в частотном диапазоне от 0 до 3 ГГц и от 0 до 1 ГГц, соответственно). Для комплексной оценки эффективности подавления таких СШП импульсов использованы N -нормы (см. подраздел 1.3). Частотные зависимости $|S_{21}|$ и временные отклики на выходе активного проводника, полученные в ходе электродинамического анализа, представлены на рисунке 2.29.

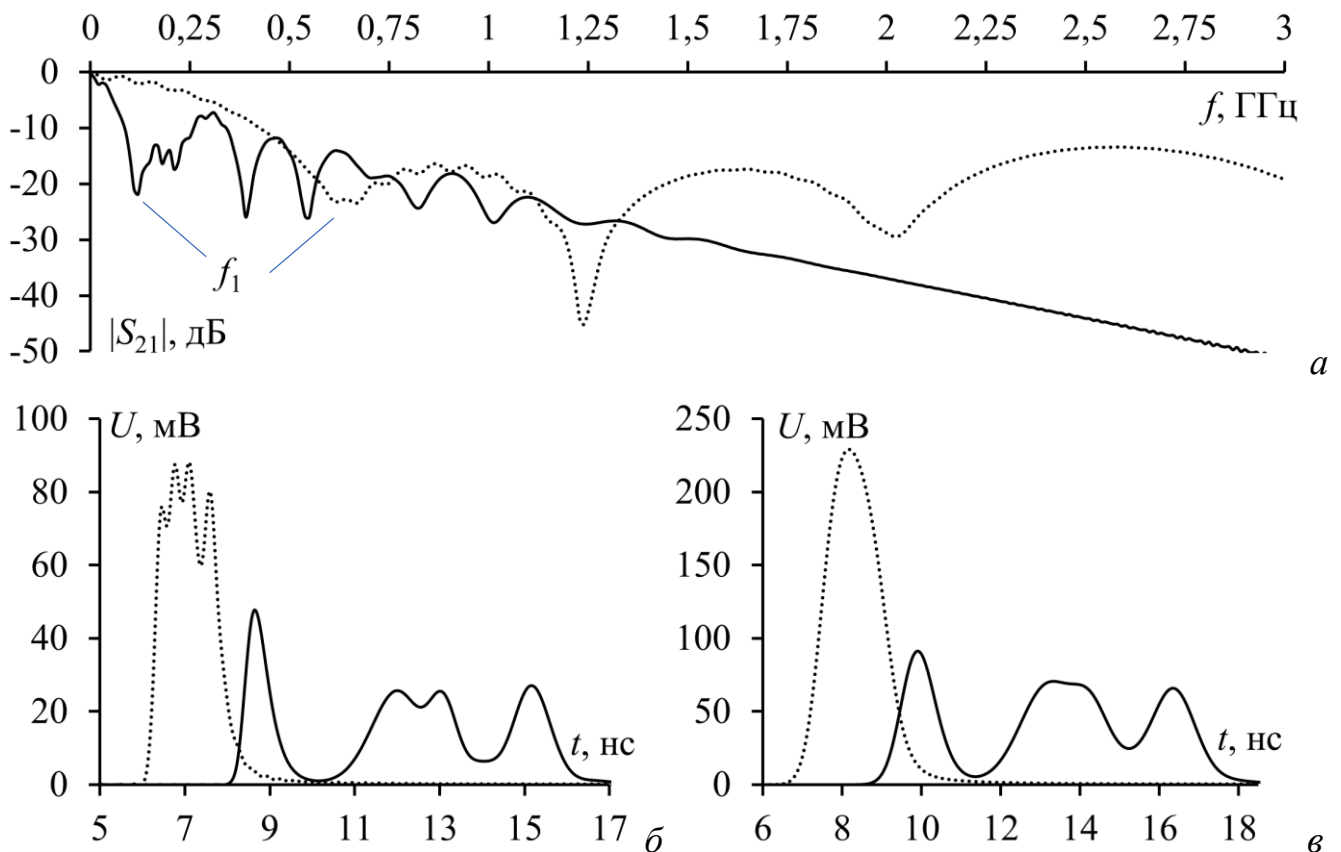


Рисунок 2.29 – Характеристики исходной (···) и модифицированной (–) структур: частотные зависимости $|S_{21}|$ (а), временные отклики при воздействии СШП импульса длительностью 0,8 (б) и 2,4 нс (в).

Из частотных характеристик видно, что обе конфигурации (с РПМ и без него) обладают характеристиками фильтра нижних частот (ФНЧ). При этом применение

РПМ уменьшило значения f_c и f_1 . Из-за наличия ярко выраженных потерь в магнитодиэлектрике характеристика конфигурации 3-С МФ с РПМ убывает с ростом частоты. Из временных характеристик видно, что на форму СШП импульсов сильное влияние оказывают модальные искажения и потери. Так, для обеих конфигураций видно, что входной импульс разделился на последовательность из 4 импульсов. При этом из-за сильной дисперсии полное модальное разложение не наблюдается. Тем не менее, обе конфигурации уменьшили оба СШП импульса в несколько раз. Значения f_c и f_1 , а также $U_{\text{макс}}$ на выходе исследуемых конфигураций сведены в таблицу 2.11. Вычисленные N -нормы для двух СШП импульсов приведены в таблице 2.12.

Таблица 2.11 – Сравнение f_c и f_1 , а также $U_{\text{макс}}$ при воздействии СШП импульса разной длительности

Параметры	f_c , МГц	f_1 , МГц	$U_{\text{макс}}$, мВ (0,8 нс)	$U_{\text{макс}}$, мВ (2,4 нс)
Исходная конфигурация	190	610	88	229
Конфигурация с РПМ	40	120	48	91

Таблица 2.12 – Сравнение N -норм при воздействии СШП импульсов разной длительности

СШП импульс	Конфигурация	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
0,8 нс	Без МФ	1	$5,32 \cdot 10^9$	$285 \cdot 10^{-12}$	$285 \cdot 10^{-12}$	$14,2 \cdot 10^{-6}$
	3-С МФ	0,088	$0,32 \cdot 10^9$	$136 \cdot 10^{-12}$	$136 \cdot 10^{-12}$	$2,95 \cdot 10^{-6}$
	3-С МФ с РПМ	0,047	$0,14 \cdot 10^9$	$126 \cdot 10^{-12}$	$126 \cdot 10^{-12}$	$1,69 \cdot 10^{-6}$
2,4 нс	Без МФ	1	$1,77 \cdot 10^9$	$856 \cdot 10^{-12}$	$856 \cdot 10^{-12}$	$24,6 \cdot 10^{-6}$
	3-С МФ	0,229	$0,28 \cdot 10^9$	$396 \cdot 10^{-12}$	$396 \cdot 10^{-12}$	$8,09 \cdot 10^{-6}$
	3-С МФ с РПМ	0,091	$1,37 \cdot 10^9$	$375 \cdot 10^{-12}$	$375 \cdot 10^{-12}$	$4,56 \cdot 10^{-6}$

Из таблицы 2.11 видно, что значение f_c исследуемой структуры уменьшилось на 150 МГц и составило 40 МГц. Также видно, что значение f_1 уменьшилось на 490 МГц. Изменение этих двух параметров говорит об увеличении длительности максимально возможного помехового импульса, который разложится в исследуемой структуре. Из таблицы 2.12 видно, что обе структуры значительно ослабляют оба СШП импульса. При этом применение РПМ позволило уменьшить значения всех норм. Так, в случае N_1 получено дополнительное ослабление в 1,87 раза для СШП импульса длительностью 0,8 нс и 2,51 раза для 2,4 нс. Из-за сильной дисперсии значение N_2 в структуре с РПМ сильно меньше, чем в исходной.

При этом максимальное ослабление входного воздействия составило 38 раз для СШП импульса длительностью 0,8 нс. В случае N_3 и N_4 также наблюдается ослабление входного воздействия. Так как в форме сигналов отсутствуют отрицательные составляющие, эти две нормы будут идентичны. Применение РПМ дает лишь небольшое преимущество по этим нормам. В случае N_5 наблюдаются большие различия. Так, применение РПМ позволило уменьшить значения последней нормы не менее чем в 1,74 раза для обоих СШП импульсов.

2.3 Анализ воздействий с различным спектром

2.3.1 Модальное разложение электростатического разряда

Здесь представлены результаты квазистатического анализа 4-слойного 3-С МФ (рисунок 2.2) в ПО TALGAT. Выполнен анализ эффективности подавления электростатического разряда (ЭСР). Геометрические параметры структуры оптимизировались посредством простого ГА [142, 139].

Параметры поперечного сечения приведены в подразделе 2.1. Квазистатический анализ проводился с учетом потерь в проводниках и диэлектрике. Минимальная длина сегмента исследуемой структуры составила 7 мкм. Длина исходной структуры $l=1$ м. При моделировании, в качестве входного воздействия использовался импульс тока ЭСР, соответствующий 2 степени жесткости стандарта МЭК 61000-4-2 [143, 144]. На рисунке 2.30 представлены временные отклики в конце активного проводника 4-слойного 3-С МФ при воздействии на него импульса ЭСР. Видно, что данная конфигурация МФ при $l=1$ м не способна разложить ЭСР. Для полного разложения ЭСР длительностью 100 нс, необходима длина 3-С МФ не менее 100 м. Массогабаритные параметры такого МФ неприемлемы, поэтому целесообразно раскладывать только пиковый выброс ЭСР, который имеет длительность порядка 4 нс. Для этого, при исходных параметрах МФ, необходима длина 4 м.

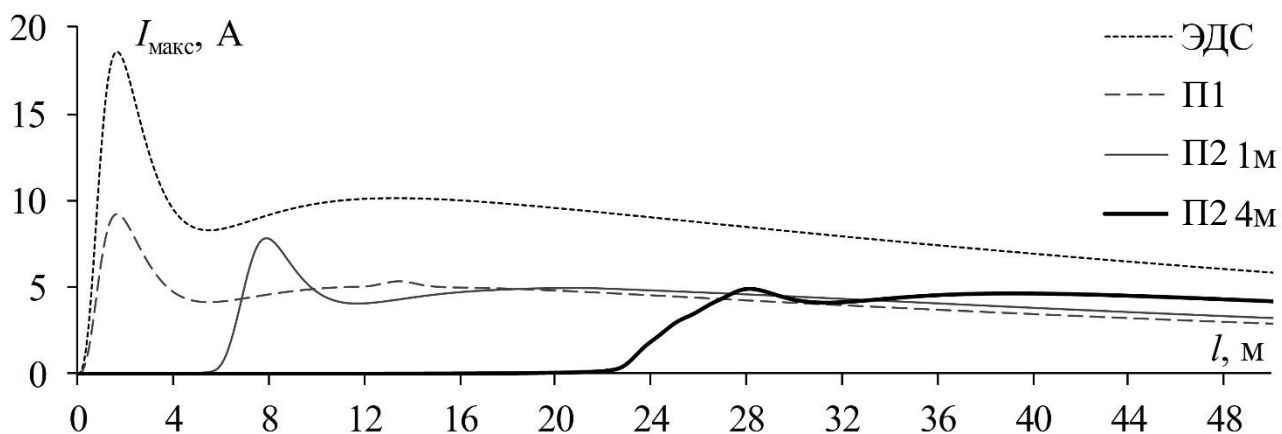


Рисунок 2.30 – Временные отклики в конце активного проводника
исходного 3-С МФ длиной 1 м и 4 м при воздействии ЭСР

Для уменьшения массогабаритных параметров 3-С МФ, с возможностью подавления пикового выброса подавления ЭСР, необходимо уменьшить толщину ПП. Однако существуют ограничения, связанные с пробоем в диэлектриках. Значение электрической прочности материала FR-4 составляет 50 кВ/мм. Таким образом, для предотвращения пробоя внутри МФ, толщина диэлектрического слоя должна быть больше 20 мкм. Применение диэлектриков с большей ϵ_r увеличит значение Δt , а следовательно – увеличит эффективность работы МФ. Далее, с сайта изготовителя ПП (ООО «Электроконнект») подобраны материалы диэлектриков (таблица 2.13), соответствующие максимальному значению ϵ_r и минимальной толщине подложки. Так, путем замены материалов диэлектриков получены три дополнительные конфигурации 4-слойного 3-С МФ.

Таблица 2.13 – Материалы используемых диэлектриков

Материал для ядра				
Название	h , мкм	t , мкм	ϵ_r	$\text{tg}\delta$
Arlon AD1000	508	18	10,2	0,0023
Материалы для препрегов				
1080 (Tg170)	206	35	4,2	0,025
2116 (Tg170)	125	35	5,1	0,025
1080 (Tg170)	69	35	4,2	0,025

При оптимизации с помощью ГА можно уменьшить длину линии, необходимую для подавления пикового выброса ЭСР. Заданы следующие параметры ГА: число особей – 40, число поколений – 150, коэффициент мутации – 0,1, коэффициент кроссовера – 0,5. При данном числе особей и поколений σ

максимальное среднеквадратичное отклонение ЦФ составляет 0,138 и 0,103 при оптимизации по двум и трем параметрам, соответственно.

Далее оптимизируются 4 конфигурации 3-С МФ: первая – со стандартными материалами диэлектриков, остальные – с материалами диэлектриков из таблицы 2.13. Для каждой конфигурации оптимизация проводится для 2 наборов параметров, где первый набор параметров: s от 200 мкм до 2000 мкм, w от 200 мкм до 2000 мкм; второй набор параметров: s от 200 мкм до 2000 мкм, w от 200 мкм до 2000 мкм, w_0 (ширина опорных проводников) от 200 мкм до 2000 мкм. Для каждого набора параметров выполнено пять запусков ГА и выбран лучший результат. Результаты оптимизации по первому и второму набору параметров сведены в таблицы 2.14 и 2.15, соответственно. Для каждого набора представлены следующие значения: $U_{\text{макс}}$, Z_0 , максимальный ток на выходе $I_{\text{макс}}$, разность $\tau_{\text{макс}}$ и $\tau_{\text{мин}}$, умноженных на l .

Таблица 2.14 – Результаты оптимизации по s , w

№ конфиг.	№ запуска	s , мкм	w , мкм	$U_{\text{макс}}$, В	Z_0 , Ом	$I_{\text{макс}}$, А	$ \tau_{\text{макс}} - \tau_{\text{мин}} $, нс
1	5	203	649	229,07	50,59	4,52	5,80
2	2	200	617	228,30	51,05	4,47	6,36
3	3	204	378	221,09	49,98	4,42	6,61
4	4	200	289	214,03	49,12	4,35	4,76

Таблица 2.15 – Результаты оптимизации по s , w и w_0

№ конфиг.	№ запуска	s , мкм	w , мкм	w_0 , мкм	$U_{\text{макс}}$, В	Z_0 , Ом	$I_{\text{макс}}$, А	$ \tau_{\text{макс}} - \tau_{\text{мин}} $, нс
1	5	305	829	685	230,24	49,91	4,64	5,51
2	2	277	798	533	229,40	52,40	4,37	6,72
3	4	206	237	533	219,54	50,24	4,36	4,96
4	4	202	403	234	215,14	50,12	4,29	5,44

На рисунке 2.31 представлены формы тока на выходе исходной и оптимизированных конфигураций 4-слойного 3-С МФ при $l=4$ м, а также зависимость $I_{\text{макс}}$ от l . В таблице 2.15 для оптимальных результатов оптимизации подобрана длина, достаточная для подавления пика ЭСР. Из результатов видно, что оптимизированные конфигурации 3-С МФ обеспечивают разложение пикового выброса ЭСР при меньшей длине, в сравнении с исходной конфигурацией. Так, при $l=2,5$ м, $I_{\text{макс}}$ не превышает 5 А для конфигурации с исходными материалами

диэлектриков, оптимизированной по s и w . Для конфигурации с измененными материалами диэлектриков оптимизация по s и w дает такой же результат при $l=2$ м. При этом, аналогичный результат исходная конфигурация показывает лишь при $l=3,9$ м.

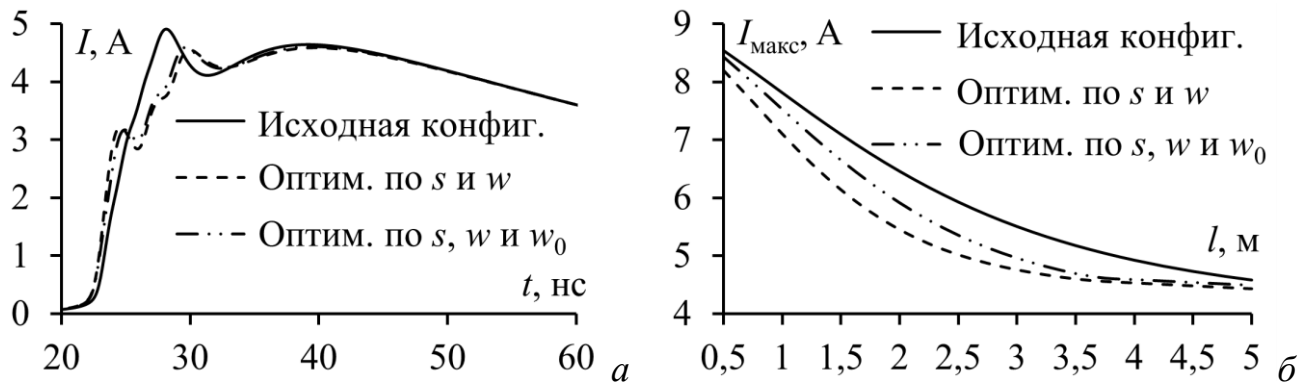


Рисунок 2.31 – Формы тока на выходе исходной и оптимизированных конфигураций МФ со стандартными материалами диэлектриков при $l=4$ м (а), а также зависимость $I_{\text{макс}}$ от l (б)

2.3.2 Анализ целостности полезного сигнала

Разработанный 3-С МФ может быть использован в сигнальных цепях. Для определения информационно-зависимых отклонений фазы и амплитуды полезного сигнала, проходящего через МФ, необходимо выполнить анализ большого числа битовых последовательностей. В этом исследовании использованы три псевдослучайные битовые последовательности (ПСБП) с разными параметрами размерностью 10000 бит (таблица 2.16). Экспериментальная установка для определения частотных характеристик 4-слойного 3-С МФ представлена на рисунке 2.32. Она состоит из ВАЦ, высокочастотных фазостабильных кабельных сборок, набора калибровочных мер и ИУ. Анализ временных характеристик проводился в ADS, в которую импортировались измеренные S -параметры. Для подтверждения результатов измерений также выполнен электродинамический анализ в ADS с помощью метода моментов.

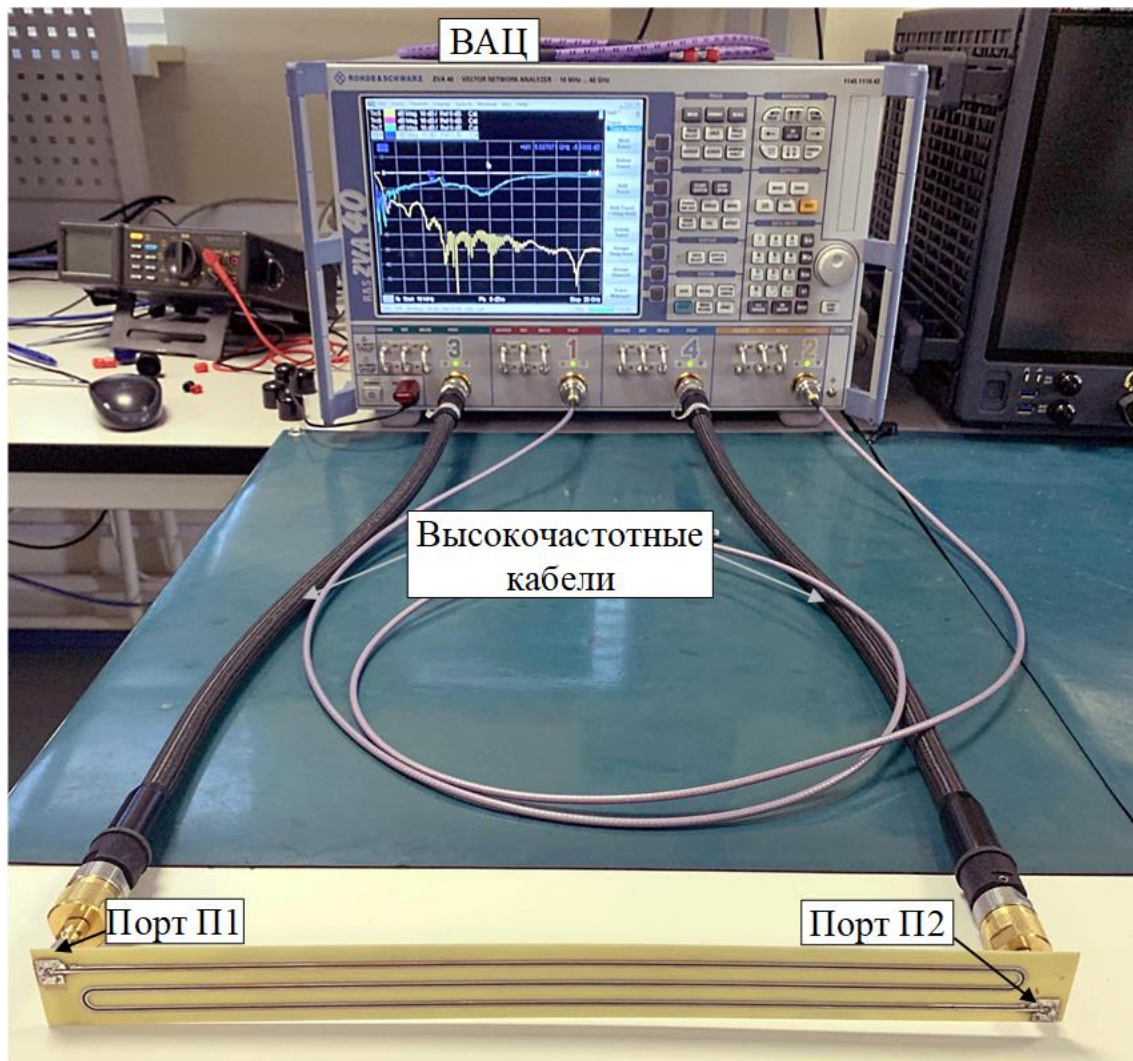


Рисунок 2.32 – Экспериментальная установка для анализа частотных характеристик 4-слойного 3-С МФ

Таблица 2.16 – Параметры ПСБП

№	Скорость передачи данных, Гбит/с	Период, нс	Время нарастания/спада, нс	Амплитуда, мВ
1	0,125	8	0,8	1000
2	0,25	4	0,4	
3	0,5	2	0,2	

На рисунке 2.33а представлены частотные зависимости $|S_{11}|$, полученные в результате измерения и электродинамического анализа 3-С МФ. Видно, что значения $|S_{11}|$ не превышают минус 10 дБ во всем частотном диапазоне. При этом имеются расхождения между результатами моделирования и измерения. Это можно объяснить неучтенным влиянием использованных коаксиально-микрополосковых

переходов. Видно, что значения $|S_{11}|$, полученные при моделировании, показывают лучшую согласованность с трактом 50 Ом.

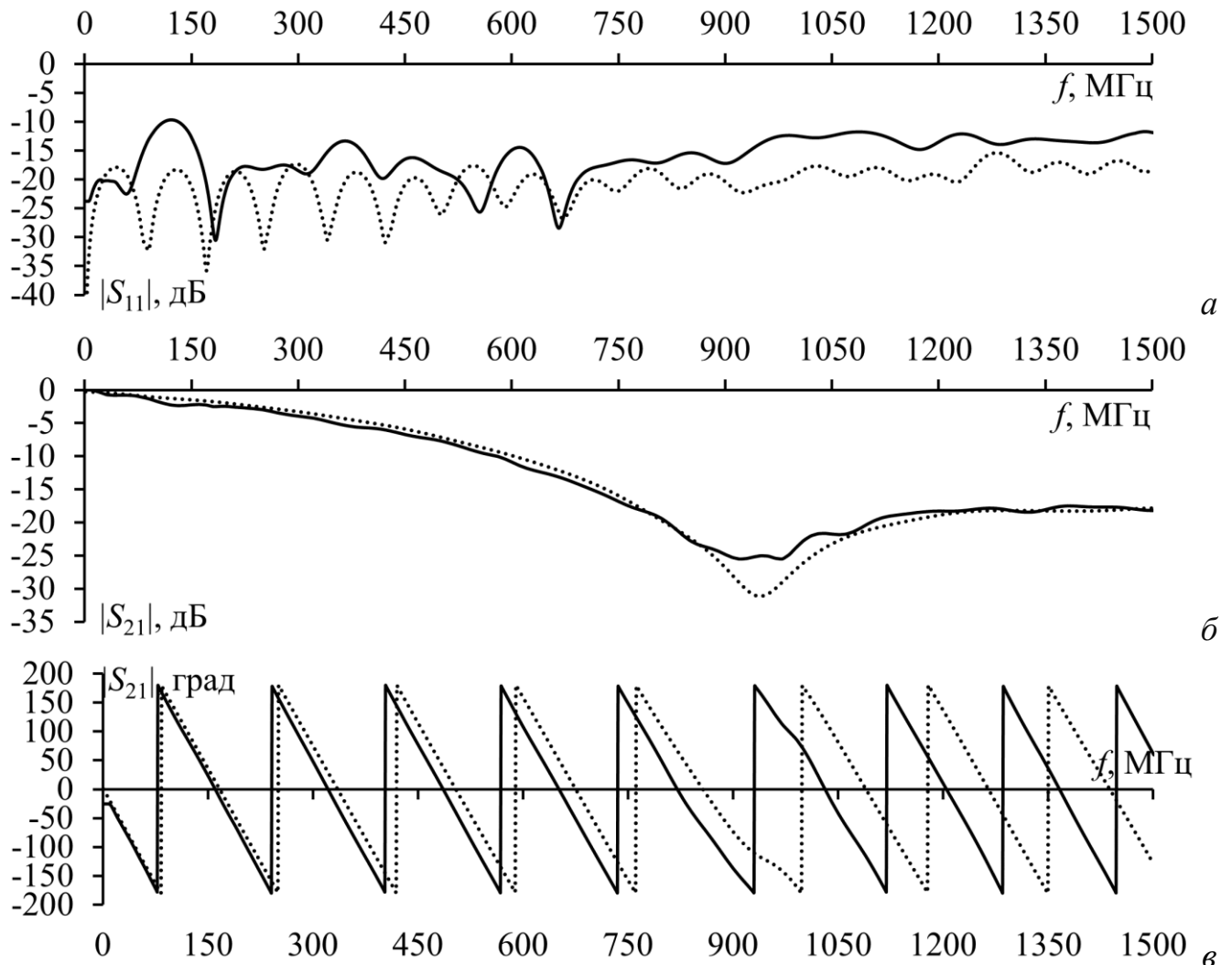


Рисунок 2.33 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (вносимые потери (б) и фаза (в)), полученные для 3-С МФ в ходе моделирования (···) и измерений (—)

На рисунке 2.33б представлена частотная зависимость $|S_{21}|$, полученных в результате моделирования и измерения. Полосы пропускания, определенные по уровню минус 3 дБ, составили 250 и 270 МГц для измерения и моделирования, соответственно. Отклонение результатов измерений от моделирования в данном случае можно объяснить отличием реальных электрических и геометрических параметров ПП от математической модели в ADS. С точки зрения целостности сигнала в полосе пропускания МФ, уровень возвратных потерь не превышает 10 дБ. Их средние значения, полученные при измерении, не превышают 18 дБ. При анализе вносимых потерь характеристика монотонно убывает вплоть до первой

резонансной частоты. Полученные ФЧХ при измерении и моделировании хорошо согласуются между собой (рисунок 2.33в). Практически полное совпадение достигается в полосе пропускания. По полученным результатам можно предположить, что вносимые потери не будут сильно искажать полезный сигнал.

На рисунке 2.34 представлены глазковые диаграммы для трех ПСБП, полученные при измерении. Контур внутри диаграмм представляет результаты, полученные при моделировании.

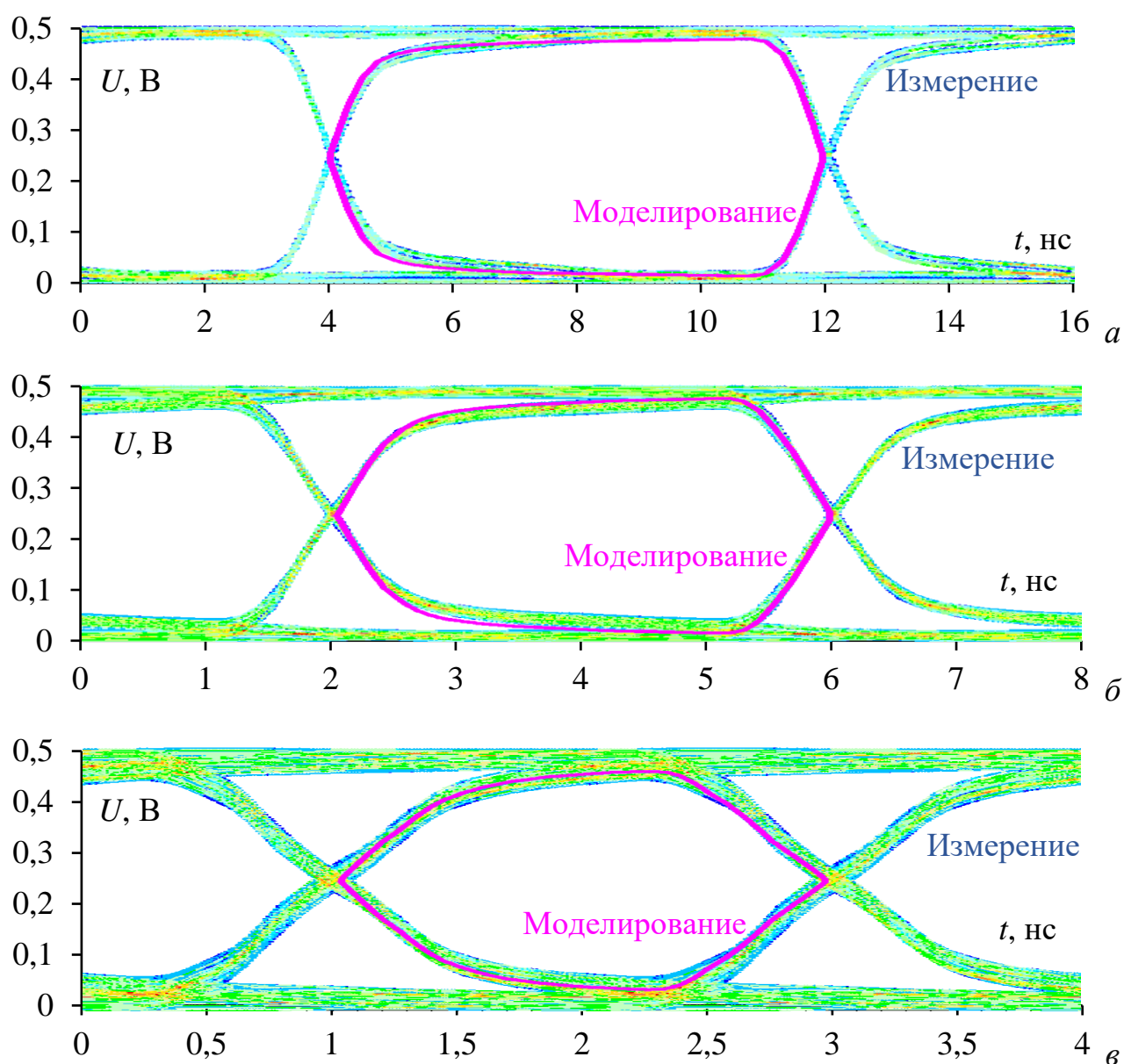


Рисунок 2.34 – Глазковые диаграммы для скорости 0,125 (а), 0,25 (б) и 0,5 Гбит/с.

В таблице 2.17 представлены результаты моделирования и измерения целостности сигнала во временной области. Видно, что с увеличением скорости передачи данных, качество полезного сигнала снижается. Так, в случае измеренных

значений, среднеквадратичное фазовое отклонение увеличивается с ростом скорости передачи данных. Амплитудный шум также увеличивается: с 30 мВ при 0,125 Гбит/с до 71 мВ при 0,5 Гбит/с. Тем не менее, полученные результаты показывают хорошую целостность сигнала для 3-С МФ в полосе пропускания.

Таблица 2.17 – Параметры глазковых диаграмм

ПСБП	Фазовое отклонение, пс	Ширина «глаза», нс	Высота «глаза», В	Амплитудный шум, мВ
1 (Измерение)	21,5	7,92	0,419	30
1 (Моделирование)	< 1	> 7,99	0,464	8
2 (Измерение)	27,9	3,92	0,374	58
2 (Моделирование)	14,5	3,96	0,437	18
3 (Измерение)	39,5	1,83	0,325	71
3 (Моделирование)	18	1,95	0,394	33

При низкой скорости передачи данных, вносимые и возвратные потери оказывают незначительное влияние на форму волны полезного сигнала. Однако, с увеличением частоты, потери и модальные искажения оказывают большее влияние. Так, при скорости передачи данных 0,5 Гбит/с, длительности фронта сигнала начинают раскладываться, и дальнейшее увеличение скорости может привести к еще большим искажениям. В этом случае «глаз» будет закрыт, и прием полезного сигнала станет невозможным. Между тем даже при скорости 0,5 Гбит/с исследуемый МФ демонстрирует хорошие характеристики сигнала. Средний уровень вносимых потерь в диапазоне от 0 до 500 МГц не превышает минус 17 дБ. С точки зрения вносимых потерь, из глазковых диаграмм видно, что амплитуда сигнала уменьшилась после прохождения через 3-С МФ. Для большинства приложений продемонстрированный уровень целостности сигнала является типичным [145–148]. Так, например, в МПЛП на диэлектрике с малым $\text{tg}\delta$ получен джиттер 90 пс на длине, которая во много раз меньше длины исследуемого 3-С МФ [149]. Кроме того, в современных системах передачи данных используется кодирование данных, что повышает помехоустойчивость. Для достижения меньших фазовых отклонений и амплитудного шума целесообразно уменьшить длину МФ и использовать диэлектрик с меньшим значением $\text{tg}\delta$.

2.4 Сравнительное исследование зеркально-симметричных структур

Эффективность защитных структур с модальным разложением определяется минимальным значением временного интервала между импульсами. Чем больше это значение, тем больший по длительности импульс СШП помехи можно разложить и, как следствие, ослабить его амплитуду. В связи с этим, возникает необходимость в улучшении существующей структуры 4-слойного З-С МФ. Известно несколько способов увеличения значений Δt . Например, с помощью увеличения длины линии. Однако это приведет к увеличению габаритов и массы. Также можно увеличить значение ϵ_r материалов диэлектрика, но тогда возрастет итоговая стоимость устройства. Для сохранения габаритов, стоимости и параметров поперечного сечения исходной структуры можно использовать меандровую схему трассировки [150, 151]. В данных структурах значение Δt увеличится в 2 раза из-за того, что сигнал от генератора до нагрузки проходит большую длину. Из-за этого появляется возможность полностью разложить СШП импульс большей длительности. Это достигается за счет изменения конечных нагрузок на дальнем конце 4 проводников [152, 153]. Между тем экспериментальное исследование, для подтверждения достоверности ранее полученных результатов и полноты анализа характеристик З-С МЛ, а также сравнение их с З-С МФ не проводилось.

2.4.1 Предварительный квазистатический анализ

Для первоначального анализа исследуемых структур необходимо выполнить квазистатический анализ в ADS (параметры приведены в пункте 2.1.2.). Матрицы \mathbf{C} (пФ/м) и \mathbf{L} (нГн/м) являются симметричными и выглядят следующим образом:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 89,5 & -15,7 & -23,2 & -2,42 \\ -15,7 & 89,5 & -2,42 & -23,2 \\ -23,2 & -2,42 & 89,5 & -15,7 \\ -2,42 & -23,2 & -15,7 & 89,5 \end{bmatrix}; \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 494,6 & 206,2 & 171,7 & 135,9 \\ 206,2 & 494,6 & 135,9 & 171,7 \\ 171,7 & 135,9 & 494,6 & 206,2 \\ 135,9 & 171,7 & 206,2 & 494,6 \end{bmatrix}.$$

В исходной структуре 4-слойного 3-С МФ на концах проводников расположены резисторы (см. рисунок 2.35). 3-С МЛ образованы путем соединения проводников в двух вариантах. В первом варианте соединяются между собой 2 проводника, расположенные на верхнем слое ПП, образуя 1 виток МЛ. На концах двух оставшихся проводников подключены резисторы. Импульс СШП помехи проходит от порта П1 до порта П2 расстояние равное $2l$. В таком случае временной интервал между импульсами, должен увеличиться в 2 раза. Во втором варианте дополнительно к существующему витку добавляется еще один путем соединения проводников, расположенных на нижнем слое ПП.

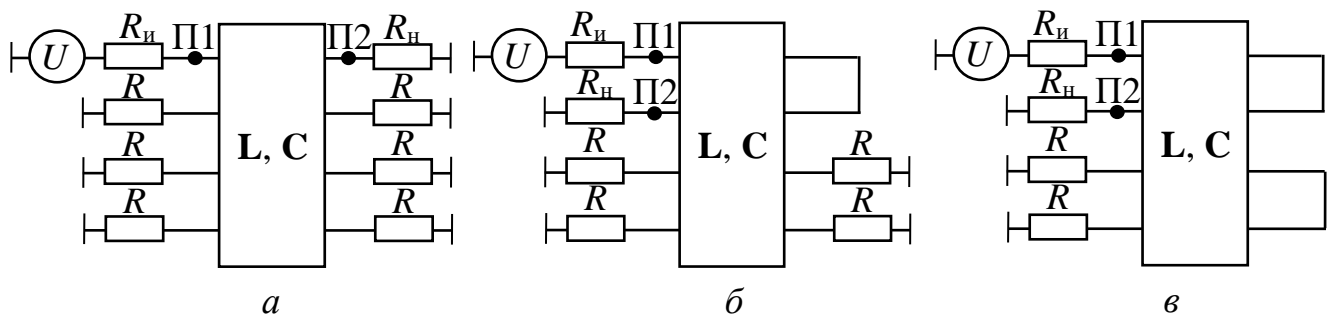


Рисунок 2.35 – Схемы соединения 3-С МФ (а), 3-С МЛ из одного (а) и двух витков (б)

В ходе квазистатического анализа в качестве СШП помехи использован гауссов импульс общей длительностью 360 пс и амплитудой 1 В. Обоснование выбора формы и параметров сигнала приведены далее. На рисунке 2.36 показаны временные отклики на выходе 3-С МФ, вычисленные при условии, что $R_{\text{и}}$ согласовано с Z_0 , а $R_{\text{н}}=50$ Ом. Видно, что СШП импульс разделился на 4 импульса меньшей амплитуды. Значение $U_{\text{макс}}$ составило 125 мВ.

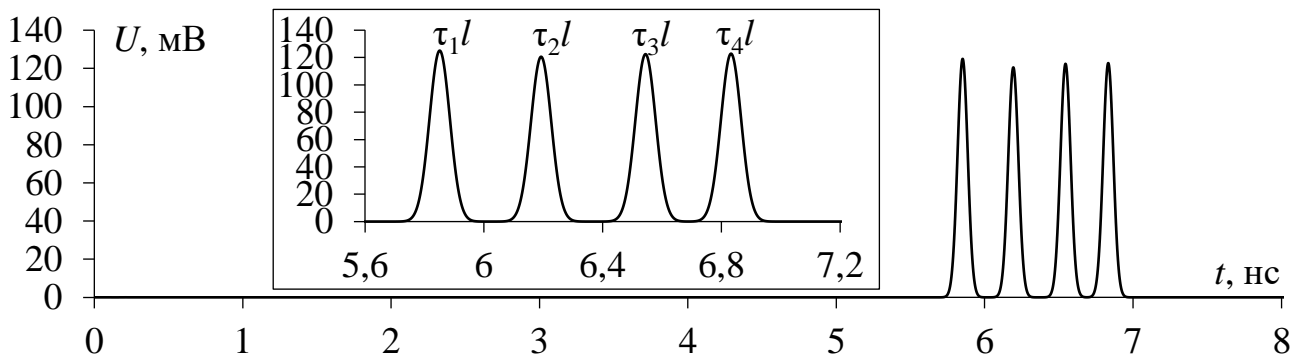


Рисунок 2.36 – Временной отклик на выходе 3-С МФ

Добавление одного витка в исходную структуру 3-С МФ приводит к появлению комбинационных мод со следующими погонными задержками: $\tau_1 + \tau_2$, $\tau_2 + \tau_1$, $\tau_3 + \tau_4$, $\tau_4 + \tau_3$. На рисунке 2.37 показан временной отклик на выходе МЛ из одного витка. Значение $U_{\text{макс}}$ определяется амплитудой комбинационных мод и не превышает 125 мВ, а основные моды имеют амплитуду меньше этого значения. Видно, что временной отклик состоит из перекрестной наводки на ближнем конце, обусловленной близким расположением входа и выхода 3-С МЛ. Фактически при использовании 3-С МЛ из одного витка удалось увеличить временной интервал между импульсами. Однако по центру между основными модами наблюдаются комбинационные, которые сокращают расстояния между импульсами. Для избавления от таких мод необходимо обеспечить симметрию конечных нагрузок.

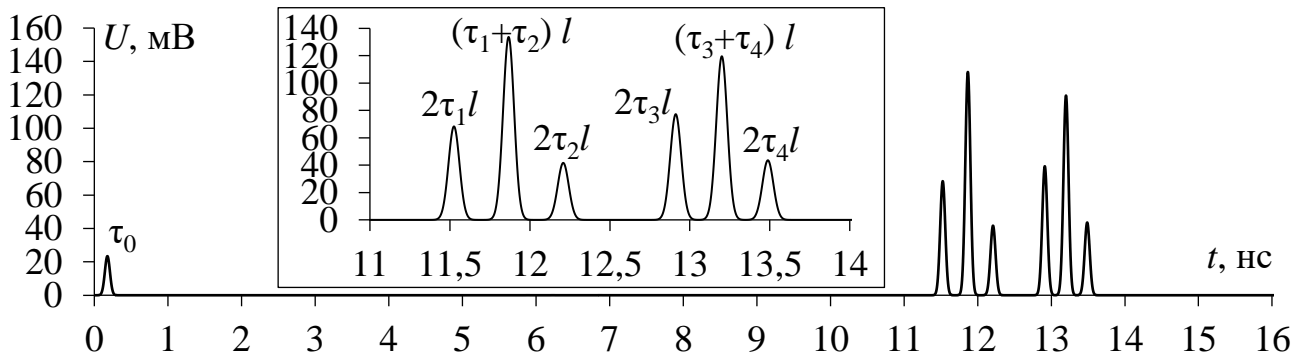


Рисунок 2.37 – Временной отклик на выходе 3-С МЛ из одного витка

На рисунке 2.38 показан временной отклик на выходе МЛ из двух витков, полученный при квазистатическом анализе. В такой 3-С МЛ наблюдаются равные значения интервалов времени между импульсами разложения. Их значения увеличены в 2 раза по сравнению с 3-С МФ, что позволяет разложить СШП импульс в 2 раза большей длительности.

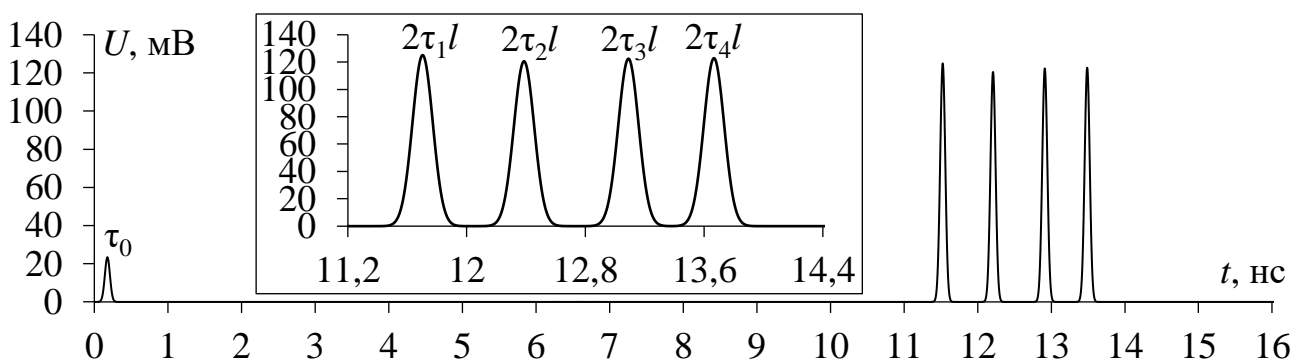


Рисунок 2.38 – Временные отклики на выходе 3-С МЛ из двух витков

2.4.2 Исследуемые устройства, методы моделирования и измерений

Для экспериментального подтверждения ранее полученных результатов, изготовлены прототипы двух 3-С МЛ. За основу использован прототип 4-слойного 3-С МФ из пункта 2.1.2, при этом поперечное сечение и габариты 3-С МЛ идентичны исходному МФ. Общие габариты каждого прототипа составили 340×31 мм², при этом длины активных проводников 3-С МФ и 3-С МЛ составили 1 и 2 м, соответственно. На рисунке 2.39 представлены слои исследуемых структур.

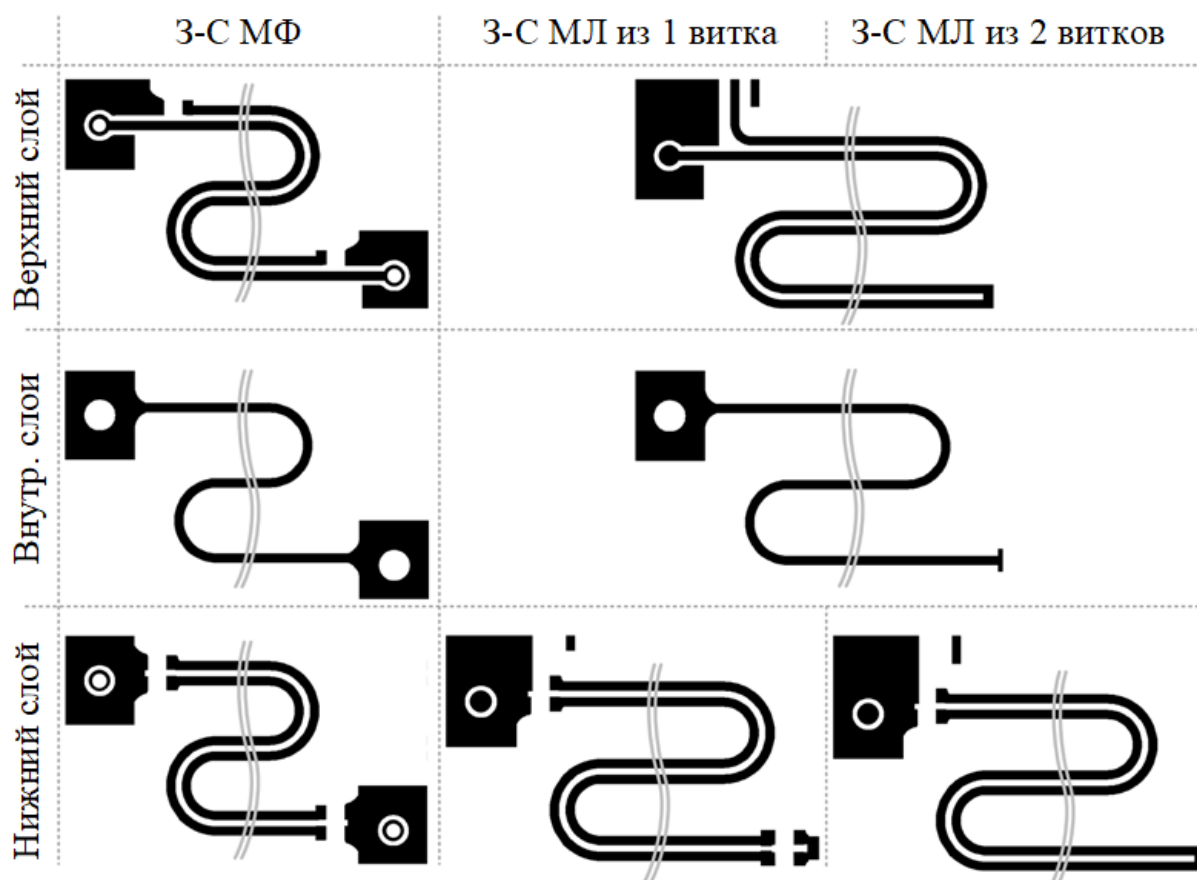


Рисунок 2.39 – Слои исследуемых структур

В случае с прототипом 3-С МФ присутствуют две одинаковые КП для коаксиально-микрополосковых переходов с прямым типом подключения. Для согласования структуры с измерительным оборудованием пассивные проводники подключены к КП на ближнем и дальнем концах через резисторы поверхностного монтажа (типоразмер 1206, сопротивление 50 Ом). Вход и выход 3-С МФ находятся на разных сторонах ПП. В случае с прототипом МЛ из одного витка присутствуют две разных КП для коаксиально-микрополосковых переходов с прямым и боковым

типами подключения. Проводники на верхнем слое закорочены между собой на дальнем конце образуя один виток МЛ. Для согласования такой МЛ с измерительным оборудованием использованы такие же резисторы, как и для 3-С МФ. Вход и выход 3-С МЛ находятся на одной сторонеПП. В случае с прототипом МЛ из двух витков КП и коаксиально-микрополосковые переходы идентичны МЛ из одного витка. Пассивные проводники подключены к КП через резисторы только на ближнем конце. Проводники на верхнем слое, а также проводники на нижнем слое закорочены между собой на дальнем конце образуя два витка МЛ. Согласование такой 3-С МЛ выполнено только на ближнем конце структуры с помощью резисторов аналогичных МЛ из одного витка и МФ. Вход и выход устройства находятся на одной сторонеПП.

Электродинамический анализ использовалось для исследования изготовленных прототипов. Моделирование временных и частотных характеристик 3-С МФ и 3-С МЛ выполнено в ADS в частотном диапазоне от 0 до 10 ГГц. При этом использован метод моментов с решением уравнений Максвелла для многослойной структуры. При этом получены комплексные частотно-зависимые матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} . Использовались ЭМ ячейки сетки, как простой (треугольные и прямоугольные), так и сложной (полигональные) форм. Токи и напряжения в каждой ячейке вычислялись в соответствии с законами Кирхгофа. В ходе моделирования увеличивалось количество ячеек в местах с неоднородностями. В общем случае построение и вычисление сетки происходило на наибольшей частоте исследования. Плотность сетки составила 20 ячеек на длину волны. Для корректного учета краевых эффектов проводники дополнительно разбивались на сегменты, размеры которых автоматически определялись средой моделирования. В качестве материала основы выбран стеклотекстолит с $\epsilon_r=4,6$ и $\text{tg}\delta=0,018$, а препрега – $\epsilon_r=4,5$ и $\text{tg}\delta=0,025$ (значения приведены для частоты 1 МГц). При этом при моделировании использована математическая модель потерь Свенссона/Джорджевича [136]. В качестве материала проводников выбрана медь с проводимостью $\sigma=59,5$ МСм/м.

Для анализа временных характеристик в качестве СШП помехи использовался гауссов импульс общей длительностью 360 пс. На рисунке 2.40 представлены форма напряжения и спектральная плотность напряжения такого СШП импульса. Данное воздействие соответствует описанию СШП помехи из стандарта по ЭМС [176] и выбрано потому, что более 96% его энергии сосредоточено в исследуемом частотном диапазоне.

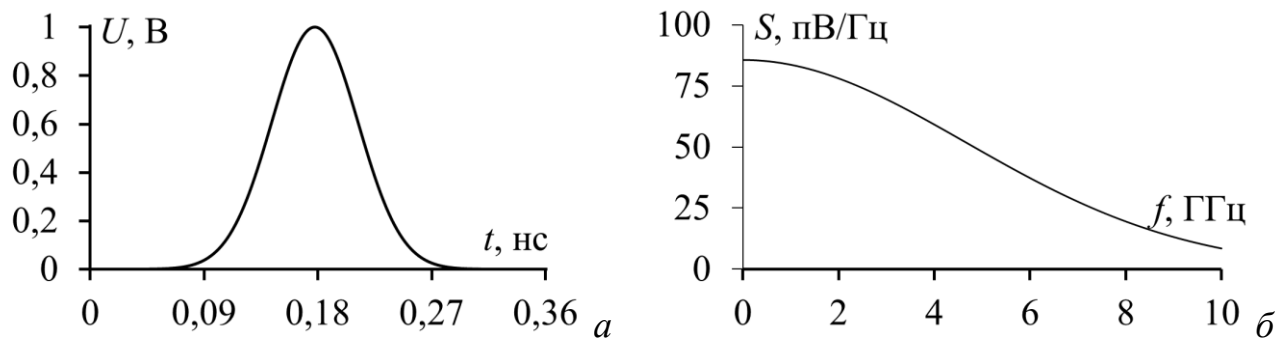


Рисунок 2.40 – Форма напряжения (а) СШП импульса
и его спектральная плотность напряжения (б)

На рисунке 2.41а представлена экспериментальная установка для анализа частотных характеристик 3-С МФ и 3-С МЛ. Она состоит из ВАЦ ZVA 40 (ROHDE&SCHWARZ), высокочастотных фазостабильных кабельных сборок, набора калибровочных мер и исследуемых структур.

Для учета влияния кабельных сборок и присоединительных коаксиальных переходов проведена 2-портовая SOLT-калибровка перед началом измерений. Так как исследуемые 3-С МФ и 3-С МЛ являются 2-портовыми устройствами, оставшиеся два порта ВАЦ не использовались. Измерения матрицы рассеяния проводились в тракте 50 Ом в частотном диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц, с шагом 10 МГц.

Существуют различные подходы к определению временных характеристик линейных и нелинейных устройств из их частотных характеристик [154–156]. В работе [157] представлена методика определения переходных процессов в межсоединениях ИС, где с помощью обратного преобразования Фурье определялась точная форма сигнала. В работе [158] представлен численный метод преобразования S -параметров во временную модель. При этом решались

обыкновенные дифференциальные уравнения. Наиболее ясным и простым является подход, примененный в работе [159]. Так, на основе экспериментально определенных S -параметров связанной МПЛП определены временные и частотные характеристики 3-С МФ и 3-С МЛ в ADS.

Устройство, определенное в частотной области, представлялось в виде n -портового устройства вместе с уравнениями, определяющими отношения между спектральными переменными каждого порта. Так как параметры матрицы рассеяния определялись только между портами П1 и П2 прототипов 3-С МФ и 3-С МЛ (формат выходных данных S2P), на схеме в ADS они представлялись как 2-портовые устройства (рисунок 2.41б).

После того, как были определены S -параметры ИУ, в порт П1 в ADS подавался СШП импульс, а временные отклики анализировались в порту П2 (при этом $R_{\text{и}}=R_{\text{н}}=50 \text{ Ом}$).

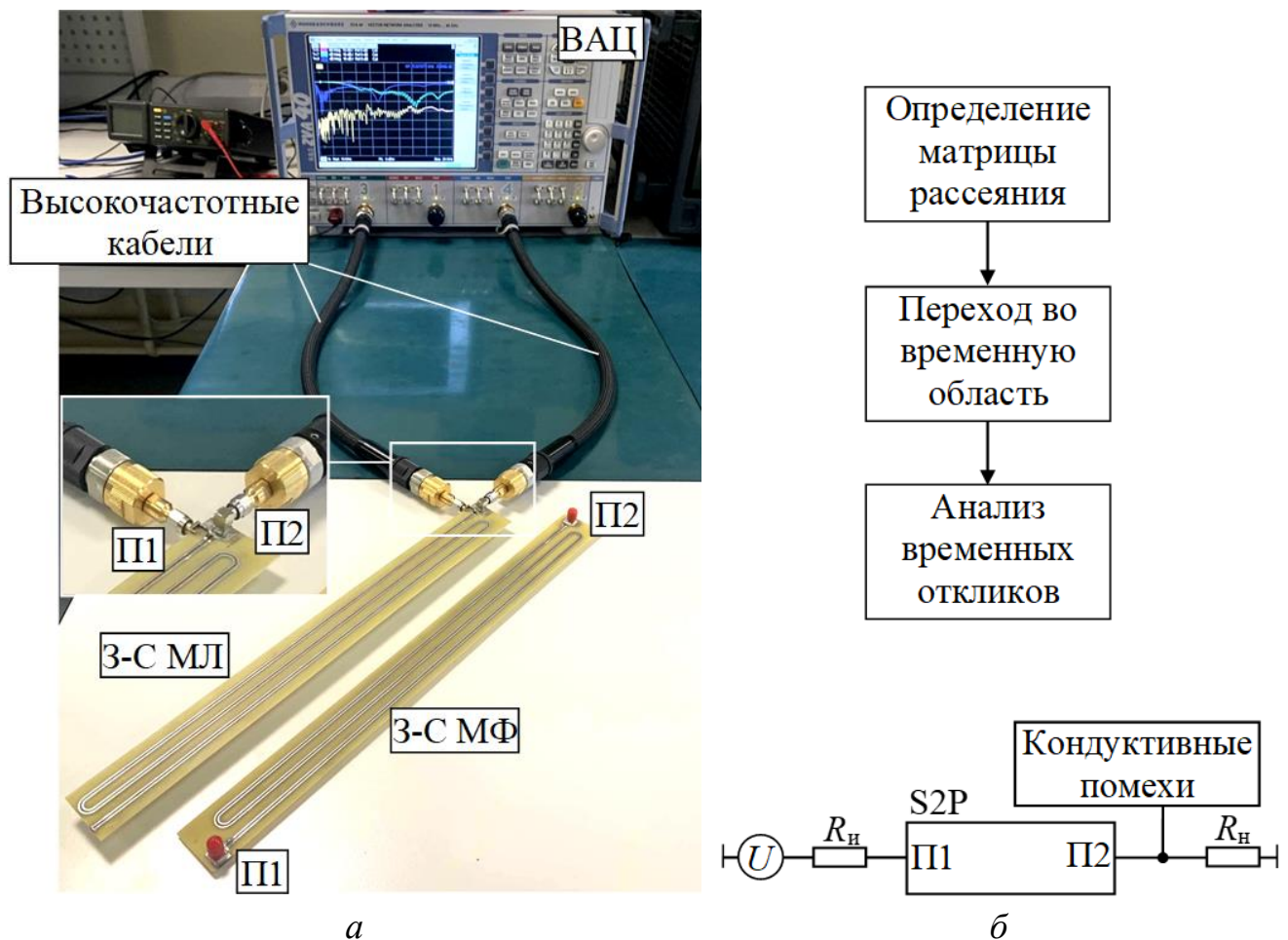


Рисунок 2.41 – Экспериментальная установка для измерения 3-С МФ и 3-С МЛ в частотной области (а) и схема анализа временных откликов в ADS (б)

2.4.3 Частотные и временные характеристики

На рисунке 2.42 представлены результаты измерений и моделирования частотной зависимости $|S_{21}|$ для 3-С МФ и двух 3-С МЛ. В таблице 2.18 обобщены полученные характеристики для всех исследуемых структур.

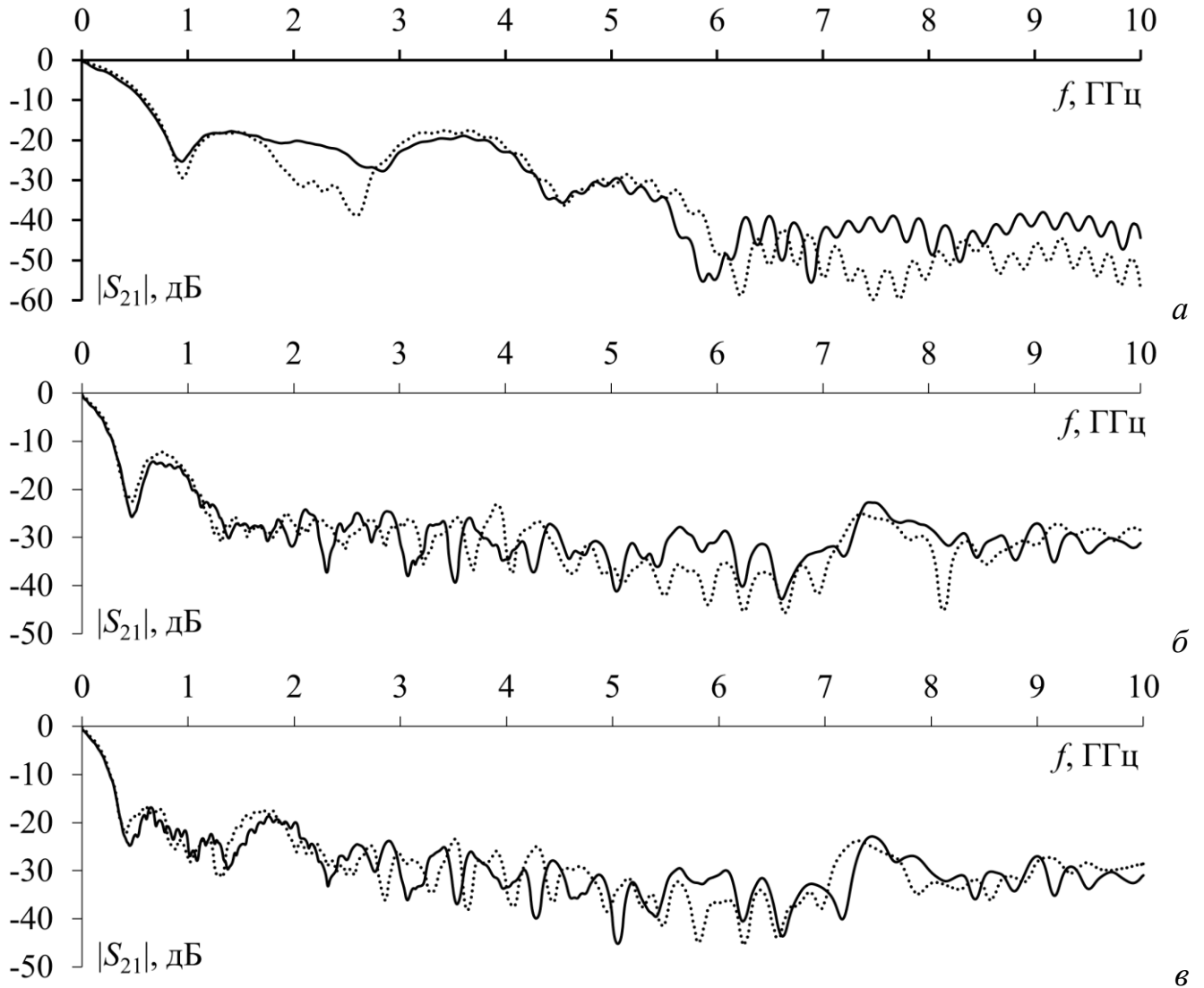


Рисунок 2.42 – Частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные в ходе измерений (—) и моделирования (···) для 3-С МФ (а), 3-С МЛ из одного (б) и двух (в) витков

Видно, что исследуемые структуры являются ФНЧ. При этом обе 3-С МЛ обладают меньшими частотами среза f_c (определенными по уровню минус 3 дБ) по сравнению с 3-С МФ. В результате 3-С МЛ будут защищать электрические цепи от помех в большем частотном диапазоне, чем 3-С МФ. Частота первого резонанса f_1 для 3-С МФ практически в два раза больше, чем для обеих 3-С МЛ. Это

обусловлено тем, что в согласованной структуре значение f_1 обратно пропорционально разности задержек мод. Из таблицы 2.18 видно, что среднее значение $|S_{21}|_{\text{ср}}$ для 3-С МФ и 3-С МЛ практически идентичны в частотном диапазоне от 1 до 10 ГГц. Также, максимальное значение $|S_{21}|_{\text{макс}}$ для исследуемых структур схожи. С точки зрения ослабления помех исследуемый 3-С МФ будет иметь преимущество перед 3-С МЛ на частотах свыше 6 ГГц. Близкое расположение входа и выхода в обеих 3-С МЛ не позволяет получить лучшие значения $|S_{21}|$ на таких частотах. Тем не менее, в области низких частот, обе 3-С МЛ обладают большими вносимыми потерями. С точки зрения подавления СШП помех такие характеристики будут предпочтительней. Из рисунка 2.42 и таблицы 2.18 видно, что результаты измерений хорошо согласуются с результатами моделирования.

Таблица 2.18 – Частотные характеристики 3-С структур

Структуры	Характеристики							
	f_c , МГц		f_1 , МГц		$ S_{21} _{\text{ср}}$, дБ		$ S_{21} _{\text{макс}}$, дБ	
	Изм.	Мод.	Изм.	Мод.	Изм.	Мод.	Изм.	Мод.
3-С МФ	241	269	942	950	-34,1	-37,5	-17,76	-17,52
3-С МЛ из одного витка	109	125	473	439	-30,56	-31,72	-17,65	-17,10
3-С МЛ из двух витков	97	118	454	422	-30,56	-30,64	-18,67	-17,33

На рисунке 2.43 представлены результаты измерений и моделирования временных откликов в порту П2 для 3-С МФ и двух 3-С МЛ. Результаты показывают, что в случае 3-С МФ входной импульс СШП помехи разделился на 4 импульса меньшей амплитуды. При этом, значение $U_{\text{макс}}$ не превышает 45 мВ. Ослабление амплитуды СШП помехи составило 11,1 раза по сравнению с половиной ЭДС (получено без фильтра). В случае 3-С МЛ из одного витка наблюдаются импульс перекрестной наводки и 2 разложенных импульса. Между тем во временном отклике, полученном с помощью квазистатического анализа, наблюдались 7 импульсов, соответствующие перекрестной наводке, 4 основным модам и 2 комбинационным. Такое различие между квазистатическим анализом и результатами измерений объясняется сильными потерями в проводниках и диэлектрике. Из-за дисперсии импульсы основных мод и комбинационные

импульсы накладываются друг на друга. При этом в ходе измерений выявлено, что амплитуда СШП помехи не превышает 20 мВ (ослабление составило 25 раз по отношению к половине ЭДС). В случае 3-С МЛ с двумя витками наблюдаются импульс перекрестной наводки и 4 разложенных импульса. В сравнении с 3-С МФ значение Δt увеличилось в два раза. Однако из-за того, что СШП импульс прошел расстояние $2l$ влияние потерь также увеличилось. Из-за этого уменьшились амплитуды импульсов. Значение $U_{\text{макс}}$ не превышает 22 мВ (ослабление составило 22,72 раза относительно половины ЭДС).

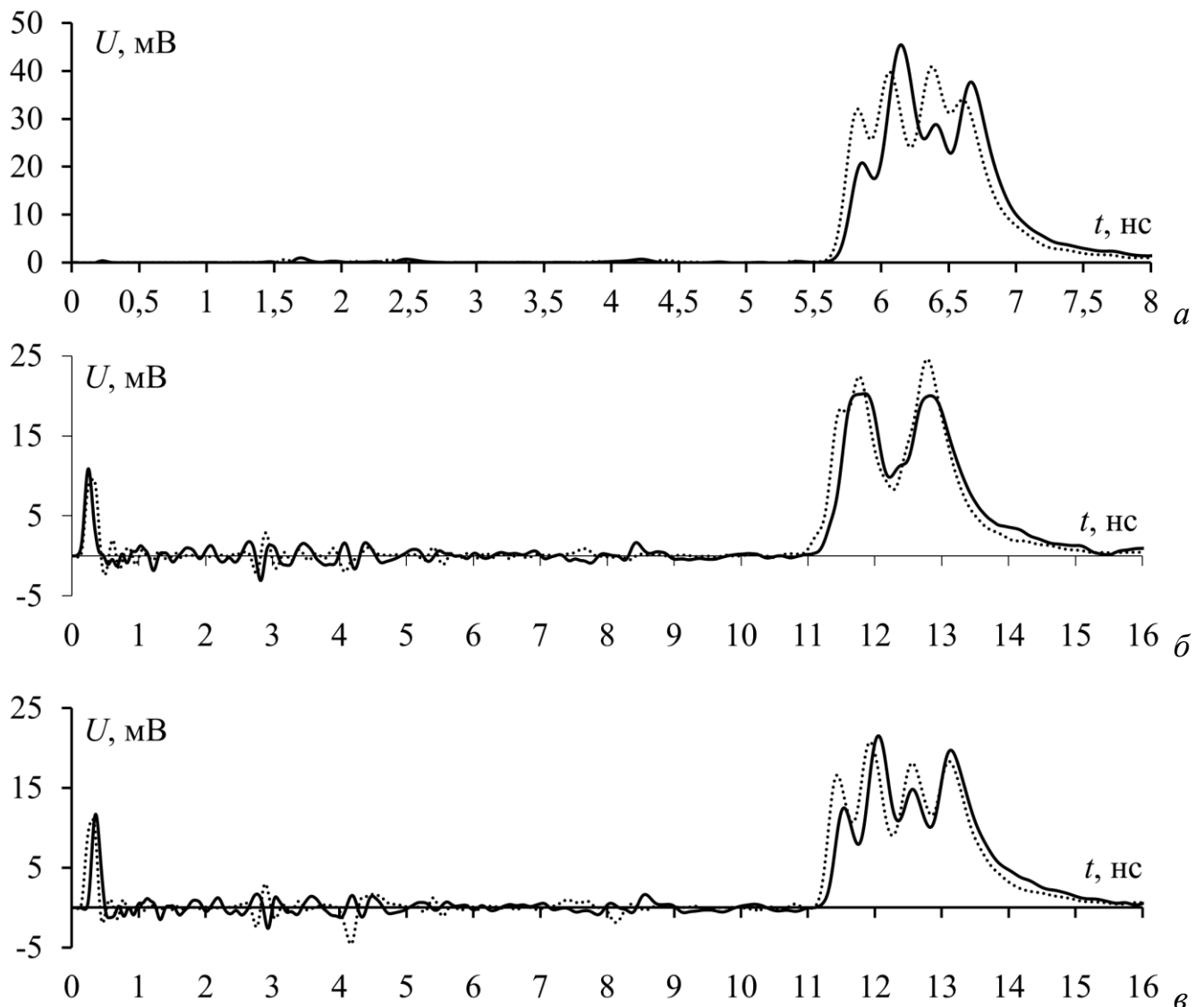


Рисунок 2.43 – Временные отклики, полученные в ходе измерений (—) и моделирования (···) для 3-С МФ (а), 3-С МЛ из одного (б) и двух (в) витков

Для демонстрации наличия комбинационных мод во временном отклике 3-С МЛ из одного витка можно воспользоваться их постобработкой. На основании

квазистатического анализа получено, что комбинационные моды находятся между основными модами 1 и 2, 3 и 4. Так как во временном отклике 3-С МЛ из двух витков наблюдаются только 4 основные моды с теми же значениями задержек, что и в 3-С МЛ из одного витка, предполагается возможным вычесть один отклик из другого, так что в результате получатся временные отклики, состоящие из комбинационных мод. На рисунке 2.44 представлены результаты постобработки для получения комбинационных импульсов.

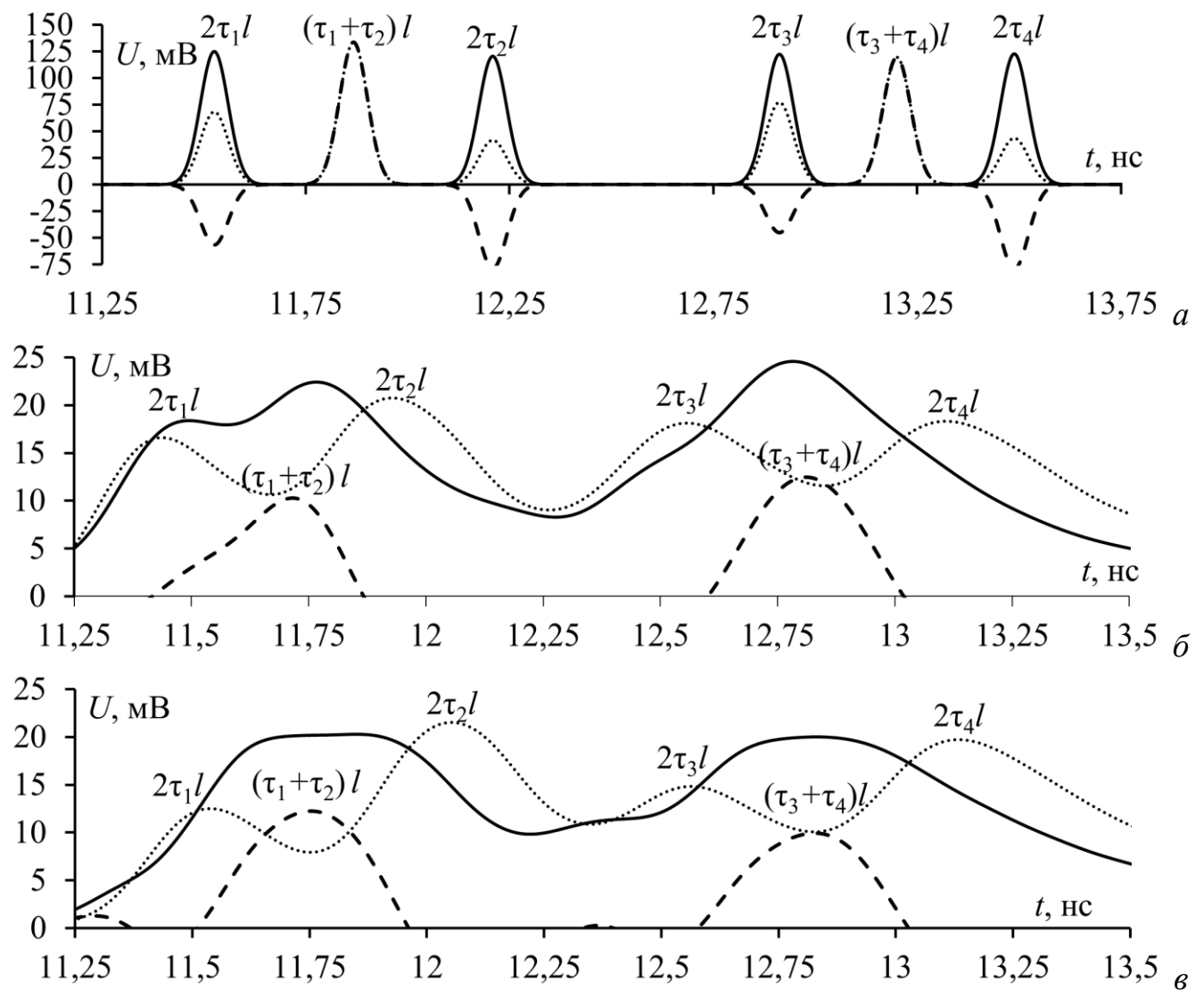


Рисунок 2.44 – Результаты постобработки временных откликов в порту П2 для 3-С МЛ из одного витка (—), 3-С МЛ из двух витков (···) и их разности (---), полученных при квазистатическом (а) и электродинамическом (б) видах анализа, а также измерениях (в)

Видно, что результаты электродинамического анализа и измерений согласуются с результатами, полученными с помощью квазистатического анализа. Такая постобработка может быть применена только для определения наличия комбинационных импульсов во временном отклике и времени их прихода. Для точной оценки амплитуд необходимо использовать прототип 3-С МЛ на основе материалов с малым $\text{tg}\delta$ и большими значениями $\Delta\tau$.

Для комплексной оценки опасности входного воздействия и разложенных импульсов, а также для сравнения эффективности подавления 3-С МФ и двух 3-С МЛ, использованы N -нормы (см. подраздел 1.3). В таблице 2.19 представлены вычисленные N -нормы разложенных импульсов. Видно, что исследуемые МФ и МЛ значительно ослабляют СШП импульс с точки зрения N_1 , N_2 и N_5 . В результате, вероятность возникновения электрического пробоя, искрового разряда или повреждения защищаемых компонентов за счет энергии импульса будет значительно меньше.

Таблица 2.19 – Вычисленные N -нормы разложенных импульсов

Структура	$N_1 \cdot 10^3$		$N_2 \cdot 10^{-8}$		$N_3 \cdot 10^{11}$		$N_4 \cdot 10^{11}$		$N_5 \cdot 10^7$	
	Изм.	Мод.	Изм.	Мод.	Изм.	Мод.	Изм.	Мод.	Изм.	Мод.
Без фильтров	500		88,79		4,281		4,281		38,9	
3-С МФ	45	41	2,331	2,458	4,152	4,127	4,276	4,183	10,01	10,47
3-С МЛ из одного витка	20	25	1,316	1,259	4,026	4,022	4,957	4,798	7,325	7,683
3-С МЛ из двух витков	22	21	1,428	1,527	3,892	4,026	5,035	4,959	7,041	7,276

С точки зрения N_1 наименьшее ослабление относительно структуры без фильтра составило 11,11 раза для 3-С МФ, а максимальное – 25 раза для 3-С МЛ из одного витка. Применение схемы трассировки в виде МЛ позволило улучшить ослабление N_1 не менее, чем в 2,04 раза. Анализ N_2 показал, что наименьшее ослабление относительно структуры без фильтра составило 38 раз для 3-С МФ, а наибольшее – 67,46 раза для 3-С МЛ из одного витка. Как и в случае с первой нормой исследуемые схемы трассировки позволили уменьшить значение N_2 не менее, чем в 1,63 раза. С точки зрения N_3 наблюдается ее небольшое уменьшение, связанное с потерями в проводниках и диэлектрике. Однако применяемые

структуры не позволяют значительно ослабить значение N_3 . Видно, N_4 для 3-С МЛ из одного и двух витков больше, чем для структуры без фильтров и 3-С МФ. Это может быть обусловлено наличием отраженных импульсов во временном отклике. Они появляются из-за наличия неоднородностей в местах соединения КП и регулярной части ЛП. Анализ N_5 показал, что наименьшее ослабление относительно структуры без фильтра составило 3,88 раза для 3-С МФ, а максимальное – 5,52 раза для 3-С МЛ из двух витков. Исследуемые 3-С МЛ позволили уменьшить значение N_5 не менее, чем в 1,36 раза.

2.5 Основные результаты раздела

1. Представлены результаты экспериментального исследования конструкции 4-слойного 3-С МФ во временной и частотной областях. Выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭУ от СШП импульса за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды с коэффициентом ослабления 3,77 раза (по результатам эксперимента) при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала 250 МГц. Также выполнено сравнение лабораторного эксперимента с результатами моделирования посредством квазистатического и электродинамического видов анализа, показавшее согласованность результатов. Полученные результаты важны для дальнейших исследований и возможности создания различных конфигураций устройств защиты на основе структур с 3-С. Помимо этого, открывается возможность практического применения ИУ для защиты РЭУ от СШП помех в самых различных сферах (от промышленной до бортовой) ввиду малой массы, радиационной стойкости и высоких эксплуатационных характеристик.

2. Рассмотрено влияние СМО в опорном проводнике на временные и частотные характеристики 4-слойного 3-С МФ. Разработан прототип устройства в двух вариантах: без СМО и с ними. Выполнено экспериментальное исследование частотных и временных характеристик. Выявлено, что СМО слабо влияют на Z_0 3-С МФ. Его максимальное отклонение, полученное для структуры без СМО

и с ним, не превышает 4,52%. Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ также хорошо совпадают. По полученным результатам экспериментального исследования можно сделать вывод, что СМО слабо влияют на характеристики 3-С МФ. При проектировании симметричных связанных линий, в том числе 3-С МФ, следует тщательно контролировать параметры ЛП. Для упрощения разработки и реализации такого рода устройств необходимо убрать СМО. Выявлено, что разделение опорной плоскости не приводит к значительным изменениям параметров 4-слойного 3-С МФ.

3. Выполнен квазистатический анализ влияния оконечных нагрузок на концах пассивного проводника 4-слойного 3-С МФ. Выявлено, что их изменение не приводит к существенному улучшению помехоподавления СШП импульса. При этом вводимое рассогласование может ухудшить прием и распознавание полезного сигнала в полосе пропускания. Между тем, основным преимуществом рассмотренных вариантов перед согласованным является то, что в их конструкции отсутствуют пассивные компоненты, что может улучшить стоимостные и эксплуатационные показатели.

4. Представлены результаты одно- и многокритериальной оптимизации 4-слойного 3-С МФ посредством ГА с использованием температурной модели. Отклонения значений $U_{\text{макс}}$ при всех расчетах с использованием температурной модели не превышают 1%. Так, однокритериальная оптимизация позволила выровнять амплитуды двух импульсов для всех значений температур. Многокритериальная оптимизация позволила достичь согласования линии с трактом 50 Ом и минимизировать значение $U_{\text{макс}}$. Определены закономерности поведения характеристик 4-слойного 3-С МФ при температуре от минус 50 до 150°C, а также, выявлены и апробированы возможности использования ГА совместно с температурной моделью для оптимизации такого МФ. Значимость полученных результатов заключается в выявленном незначительном влиянии температуры от минус 50°C до 150°C на характеристики 4-слойного 3-С МФ и в отработанной методологии оптимизации ГА с учетом температурной модели.

5. Представлены результаты квазистатического анализа и оптимизации структур 2-проводного МФ и 4-слойного 3-С МФ с четвертьволновыми резонаторами и без них. Их применение позволило улучшить помехоподавляющие свойства ИУ защиты. Так, в случае 2-проводного МФ применение резонаторов позволило получить ослабление в минус 60 дБ в диапазоне от 1 до 10 ГГц. Также, в данной конфигурации удалось улучшить общее ослабление СШП помехи с 3,55 раз (МФ без резонаторов) до 13,88 раз (МФ с резонаторами). В случае 3-С МФ применение резонаторов позволяет достичь ослабления в минус 25 дБ в диапазоне от 1 до 10 ГГц. В данной конфигурации удалось улучшить общее ослабление СШП помехи с 14,08 раз (МФ без резонаторов) до 27,77 раз (МФ с резонаторами).

6. Представлены результаты исследования и анализа экранированного 4-слойного 3-С МФ с РПМ и без него на внешних слоях ПП. Применение РПМ позволило уменьшить значение f_c исследуемой структуры на 150 МГц, а значение f_1 на 490 МГц. Применение РПМ позволило уменьшить значения всех пяти норм. Так, в случае N_1 получено дополнительное ослабление в 1,87 раза для СШП импульса длительностью 0,8 нс и 2,51 раза для 2,4 нс. Из-за сильной дисперсии значение N_2 в структуре с РПМ сильно меньше, чем в исходной. При этом максимальное ослабление входного воздействия составило 38 раз для СШП импульса длительностью 0,8 нс. Применение РПМ позволило уменьшить значение N_5 не менее чем в 1,74 раза для СШП импульсов, длительностью 0,8 и 2,4 нс.

7. Выполнен анализ эффективности подавления ЭСР для 4-слойного 3-С МФ. Геометрические параметры структуры оптимизировались посредством ГА. Оптимизированные конфигурации 3-С МФ обеспечивают разложение пикового выброса ЭСР при меньшей длине, в сравнении с исходной конфигурацией. Так, при $l=2,5$ м, $I_{\text{макс}}$ не превышает 5 А для конфигурации с исходными материалами диэлектриков, оптимизированной по s и w . Для конфигурации с измененными материалами диэлектриков оптимизация по s и w дает такой же результат при $l=2$ м. При этом, аналогичный результат исходная конфигурация показывает лишь при $l=3,9$ м.

8. Представлены результаты моделирования и измерения целостности сигнала во временной области для структуры 4-слойного 3-С МФ. Даже при скорости 0,5 Гбит/с (значение f_c составляет 280 МГц) исследуемый МФ демонстрирует хорошие характеристики сигнала. Средний уровень вносимых потерь в диапазоне от 0 до 500 МГц не превышает минус 17 дБ. Из глазковых диаграмм видно, что амплитуда сигнала уменьшилась после прохождения через 3-С МФ. Для большинства приложений продемонстрированный уровень целостности сигнала является приемлемым, что говорит о возможности применения 4-слойного 3-С МФ в сигнальных цепях.

9. Представлены результаты комплексного исследования 3-С полосковых структур с модальными искажениями для защиты РЭУ от СШП помех, полученные посредством квазистатического и электродинамического видов анализа, а также эксперимента. Впервые выполнено экспериментальное исследование, в ходе которого были получены временные отклики на СШП импульс для 3-С МЛ из одного и двух витков. Предложен новый способ определения комбинационных импульсов с помощью постобработки временных откликов. Он позволил продемонстрировать наличие комбинационных импульсов во временном отклике 3-С МЛ из одного витка. Экспериментально показано, что исследуемые 3-С структуры значительно ослабляют СШП импульс. Применение меандровой схемы трассировки позволило улучшить помехоподавление исходного 3-С МФ (N_1 не менее чем в 2,04 раза, N_2 не менее чем в 1,63 раза, N_5 не менее чем в 1,36 раза).

3. АНАЛИЗ СТРУКТУР С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ

В данном разделе представлены результаты исследования структур с однократным и многократным МР. Представлены результаты вычислений и измерений характеристик структуры с однократным МР до и после отказов [160–162]. Выполнен анализ излучаемых помех для цепей с МР и без него [163, 164]. Проведена оценка опасности однополярных и двухполярных разложенных импульсов с помощью N -норм для цепей с однократным МР [165, 166]. Анализ схемы защиты ИС от перенапряжений при воздействии СШП помех одинаковой и разной полярности с источником питания ИС и без него рассмотрен в [167]. Рассмотрено влияние рассогласования структуры с однократным МР на целостность полезного сигнала [168]. С помощью модального анализа и измерений определены полярности и амплитуды разложенных импульсов во всех выходных узлах структуры с 3-кратным МР до отказов [169, 170]. Выполнен анализ и систематизация способов многократного МР на основе симметричных структур. Для этого проведена оценка технологичности шести способов МР, их эффективности подавления СШП помех и области применения [171]. На основе 3-С структуры из раздела 2 и результатов, полученных в этом разделе, разработан новый способ компоновки печатных проводников для цепей с многократным МР [172]. По результатам работ подготовлена экспериментально-расчетная методика анализа частотных и временных характеристик устройств с МР [173].

3.1 Однократное модальное резервирование

Пример схемы включения структуры с 3-кратным МР до отказов в электрическую цепь представлен на рисунке 3.1. Если на вход резервируемой цепи поступит СШП импульс, то на ее выходе он разложится на 2 однополярных импульса меньшей амплитуды. При этом на выходе резервной цепи образуются 2 разнополярных импульса. Предварительные исследования структур с однократным МР показали, что после отказа на одном из концов резервируемой цепи, после

переключения на резервную цепь, значение $U_{\text{макс}}$ импульсов разложения может изменяться [113]. Это явление может влиять на ФБ устройств на основе структур с однократным МР при воздействии СШП помех. Ранее, в [174], выполнено экспериментальное исследование структуры с однократным МР до отказов. Однако экспериментальное исследование структуры с однократным МР после отказов и анализ влияния СШП помех на ФБ РЭУ с МР не проводились.



Рисунок 3.1 – Пример схемы включения структуры с однократным МР в электрическую цепь

3.1.1 Подходы, методы и конфигурация структуры

ИУ с однократным МР представляет собой пару связанных проводников, расположенных друг под другом на внутренних слоях 4-слойной ПП, внешние слои которой являются сплошными полигонами схемной земли [175]. На рисунке 3.2 представлен стек ПП с однократным МР. В качестве ядра ПП использован ламинат Rogers RO3010 с $\epsilon_r=10,2$ и $\text{tg}\delta=0,0022$, а в качестве препрега – стеклотекстолит FR-4 с $\epsilon_{r1}=4,3$ и $\text{tg}\delta_1=0,01$. Стек ПП приведен на рисунке 3.2а, при этом значение w составило 185 мкм, а расстояние от торца проводника до торца диэлектрика d – 555 мкм. На рисунке 3.2б представлено поперечное сечение исследуемой структуры с однократным МР ($l=324$ мм), а на рисунке 3.2в – поперечное сечение ЛП от стыков резервного (1) и резервируемого (2) проводников до коаксиально-микрополосковых переходов.

На рисунке 3.3 представлен общий вид слоев ПП с однократным МР. Коаксиально-микрополосковые переходы позволяют подключиться к ближнему и дальнему концам резервного и резервируемого проводников. При отказе резервируемой цепи, резервная цепь берет на себя ее функции. При этом к ее ближнему и дальнему концам подключается оборудование в тракте 50 Ом.

На рисунке 3.4 представлены эквивалентные схемы включения структуры с однократным МР, имитирующие отказы в виде КЗ и ХХ. Номиналы сопротивлений для пассивных проводников задавались с помощью резисторов 50 Ом, 1 ГОм и 1 мкОм после различных вариантов отказа.

В работе [160] продемонстрировано, что ИУ обладает полной взаимностью на проход (амплитудной, фазовой, частотной). Из этого следует, что проходные характеристики для вариантов отказов на КЗ-50 и 50-КЗ, а также ХХ-50 и 50-ХХ, полностью идентичны. Таким образом, далее в моделировании рассматриваются только варианты 50-КЗ и 50-ХХ (рисунки 3.4а и 3.4б).

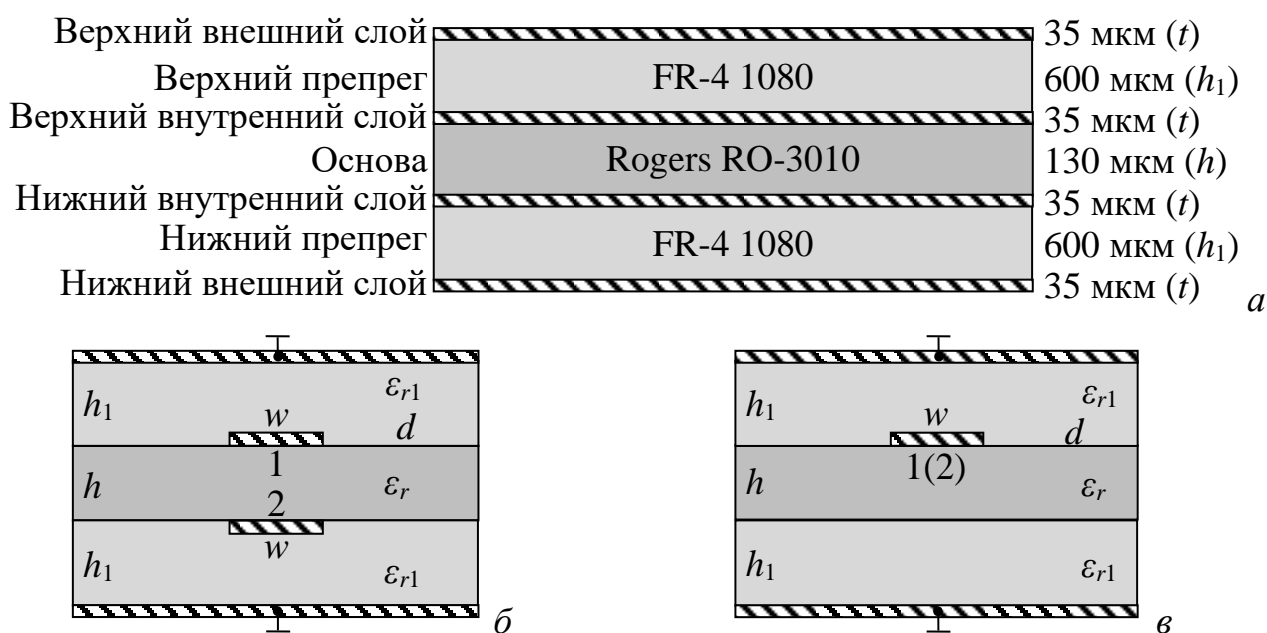


Рисунок 3.2 – Стек ПП (a), поперечные сечения исследуемой структуры с однократным МР ($б$) и ЛП от стыка резервного и резервируемого проводников до коаксиально-микрополоскового переходов ($в$)

Для демонстрации разложения импульса СШП помехи в структуре с однократным МР выполнено экспериментальное исследование. На рисунке 3.5 представлена экспериментальная установка, состоящая из ВАЦ R4226 (Микран), высокочастотных фазостабильных кабельных сборок, набора калибровочных мер, ИУ и ПК. Перед началом измерений проведена 2-портовая SOLT-калибровка для учета влияния кабельных сборок и коаксиальных переходов. Измерения матрицы рассеяния проводились в частотном диапазоне от 10 МГц до 18 ГГц, с шагом 5 МГц. Так как используемый ВАЦ является 2-портовым измерительным

устройством, данные получены только для резервируемого проводника. При этом, к резервному проводнику с обоих концов подключались согласованные нагрузки (вариант 50-50), либо с одного конца низкоомная (вариант 50-КЗ) или высокоомная (вариант 50-XX) нагрузки, имитирующие отказы. Так как исследуемая ПП с однократным МР является взаимным устройством с симметричным входом и выходом, где отсутствуют анизотропные материалы, матрицы $|S_{11}|$ и $|S_{22}|$, а также $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ являются идентичными. Все полученные значения матрицы рассеяния нормированы к сопротивлению 50 Ом.

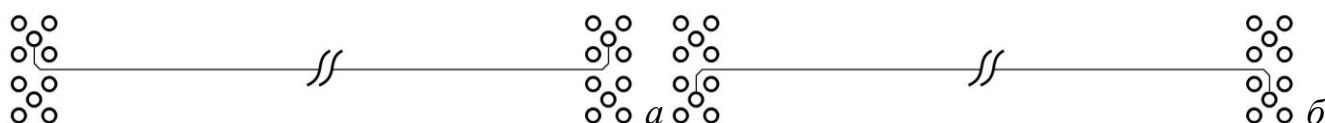


Рисунок 3.3 – Общий вид слоев ПП с однократным МР:

верхний (а) и нижний (б) слой

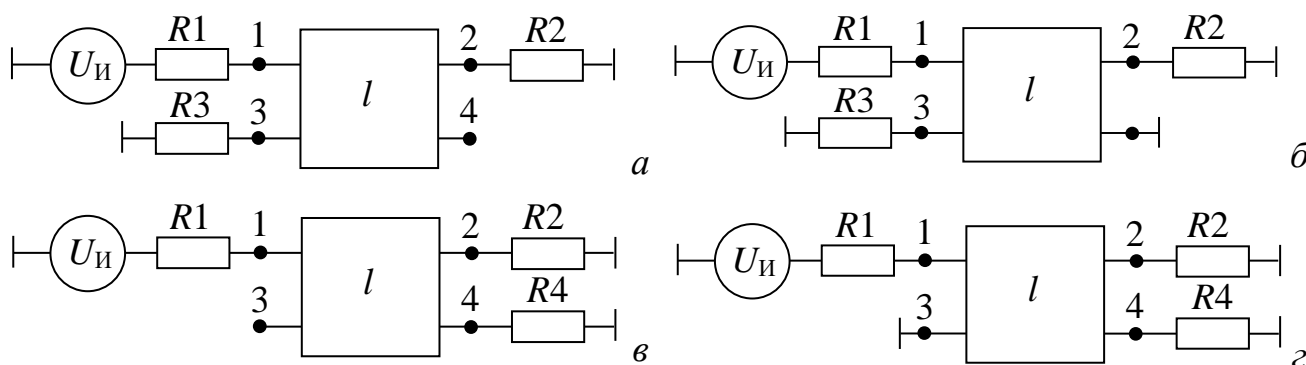


Рисунок 3.4 – Эквивалентные схемы включения, имитирующие отказ резервируемой цепи: XX на выходе (а), КЗ на выходе (б), XX на входе (в), КЗ на входе (г)

После того как устройство с однократным МР, стало определенным в частотной области, анализировались временные характеристики в ADS. Устройство представлялось в виде n -портового устройства вместе с уравнениями, определяющими отношения между спектральными переменными каждого порта. Так как параметры матрицы рассеяния определены только для резервируемого проводника платы с МР (формат выходных данных S2P), на схеме в ADS оно представлено в виде 2-портового устройства (рисунок 3.6). Для построения временного отклика на импульс СШП помехи использована схема с тремя разными файлами S2P (для согласованного случая и двух случаев с отказами).

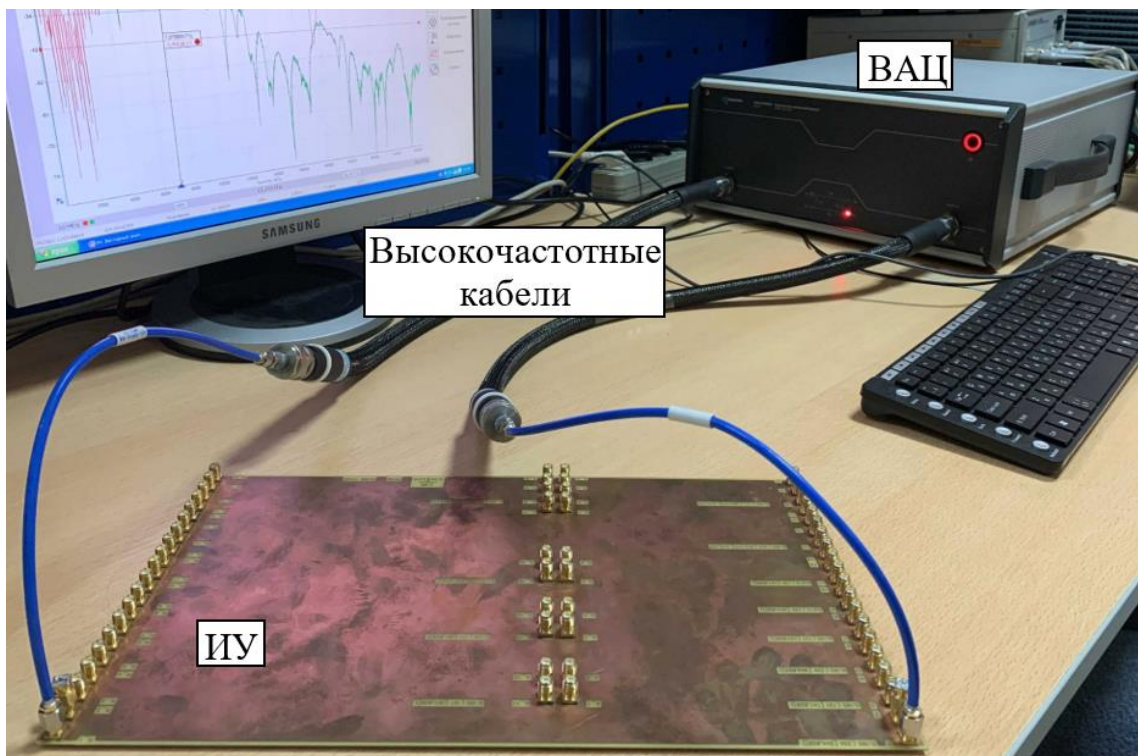


Рисунок 3.5 – Экспериментальная установка для анализа частотных характеристик структуры с однократным МР

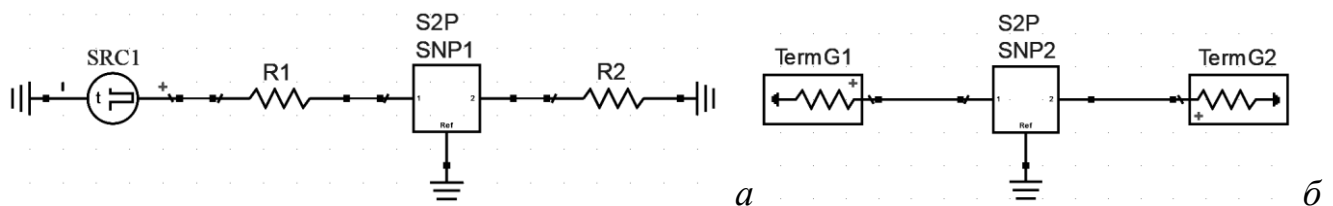


Рисунок 3.6 – Схемотехнические модели для получения временных (а) и частотных (б) характеристик в ADS на основе данных S2P

Для анализа временных характеристик устройства с однократным МР до и после отказов использованы импульсы СШП помехи общей длительностью 0,15 и 1,5 нс (рисунок 3.7а), которые подавались на ближний конец резервируемого проводника (узел $V1$). Временные отклики на дальнем конце резервируемого проводника (узел $V2$) анализировались отдельно для каждого СШП импульса. Они имеют колоколообразную форму со следующими параметрами: $U_{\text{макс}}$ обоих импульсов по 534 мВ, длительности фронта и спада, определенные по уровням 0,1–0,9 составили 0,03 и 0,3 нс для короткого и длинного импульсов, соответственно. Длительности, определенные по уровню $0,5U_{\text{макс}}$ составили 0,065 нс для короткого и 0,65 нс для длинного импульсов, соответственно. Данные

воздействия соответствуют определению СШП помехи из стандарта по ЭМС [176]. Для анализа разложенных импульсов, полученных в ходе экспериментального исследования структуры с однократным МР до и после отказов, использованы N -нормы.

Матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} вычислялись с помощью метода моментов в ПО TALGAT. Потери в проводниках и диэлектриках определялись через вычисление матриц \mathbf{R} и \mathbf{G} . Различия в \mathbf{C} и \mathbf{L} при различной сегментации, оценивались через матричные нормы в виде

$$\Delta_n^C = \|C_{t/(n-2)} - C_{t/n}\|_F / \|C_{t/(n-2)}\|_F, \quad \Delta_n^L = \|L_{t/(n-2)} - L_{t/n}\|_F / \|L_{t/(n-2)}\|_F, \quad (3.1)$$

где $\|\cdot\|_F$ – норма Фробениуса, а n – количество сегментов на торце проводников ($n=3, 5, 7, 9$).

На рисунке 3.7б представлена зависимость отклонения матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} от числа сегментов на торце проводников. Видно, что отклонение матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} при 5 сегментах на торце проводника составляет менее 0,35%, а при увеличении сегментации стремится к 0. Таким образом, длина сегмента при квазистатическом анализе принята равной 7 мкм. Вычисленные в ходе квазистатического анализа элементы матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} составили: $L_{11}=L_{22}=526,6$ нГн, $L_{21}=L_{12}=313,1$ нГн, $C_{11}=C_{22}=245$ пФ и $C_{12}=C_{21}=180$ пФ.

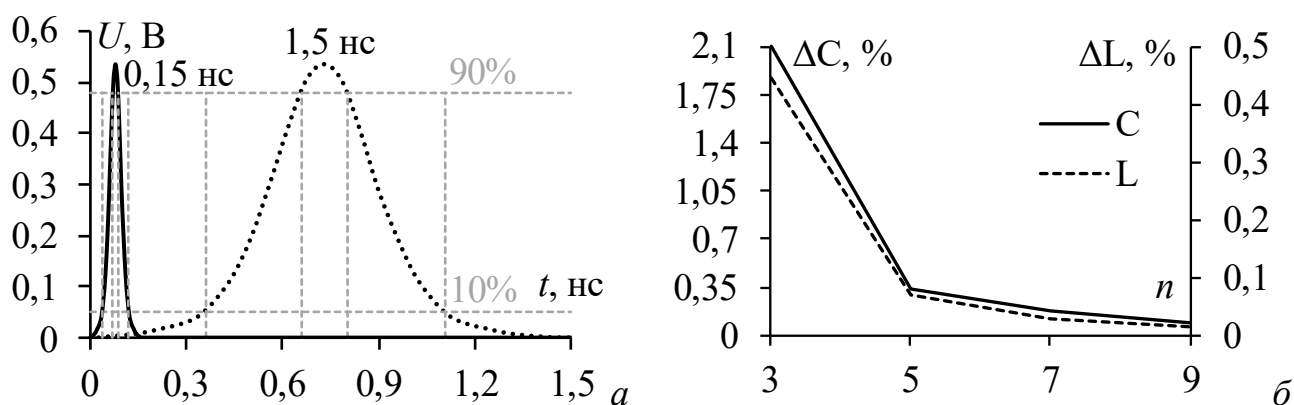


Рисунок 3.7 – Используемые импульсы СШП помехи общей длительностью 0,15 и 1,5 нс (а), а также зависимость отклонения норм матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} от количества сегментов на торце проводников (б)

Для электродинамического анализа временных и частотных характеристик устройства с однократным МР выполнено моделирование в ADS в частотном диапазоне от 10 МГц до 18 ГГц. При этом также использован метод моментов, в ходе работы которого решались уравнения Максвелла для многослойной структуры с однократным МР. Элементы L и C в ячейках являются частотно-зависимыми и связанными с другими элементами. Токи и напряжения в каждой ячейке вычислялись в соответствии с законами Кирхгофа. На рисунке 3.8 показаны эквивалентное представление решения задачи методом моментов для исследуемой структуры с однократным МР, а также пример сеточного разбиения входа ЛП.

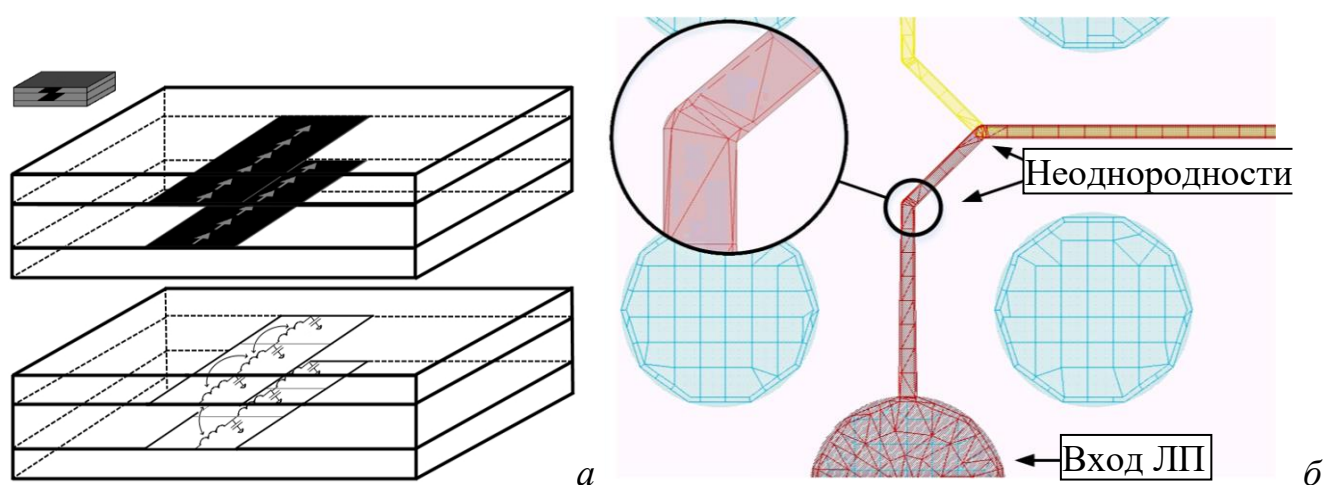


Рисунок 3.8 – Эквивалентное представление решения задачи методом моментов для исследуемой структуры (а) и пример сеточного разбиения входа ЛП (б)

Для соблюдения корректности физических явлений, происходящих в структуре, размеры ячеек сетки уменьшались в сложных местах. В общем случае, построение и вычисление сетки происходило на наибольшей частоте исследования. Плотность сетки составила 20 ячеек на длину волны. Для корректного учета краевых эффектов на границе проводников они дополнительно разбивались на сегменты, размеры которых автоматически определялись средой моделирования. В качестве материала стека выбран ламинат RO3010 с $\epsilon_r=10,2$ и $\text{tg}\delta=0,0022$ (приведены для частоты 1 ГГц). В качестве материала препрега выбран стеклотекстолит FR-4 с $\epsilon_r=4$ и $\text{tg}\delta=0,01$ (приведены для частоты 1 МГц). При этом при моделировании использована модель потерь Свенссона/Джорджевича для

обоих типов диэлектрика [177, 136]. В качестве материала проводников выбрана медь с проводимостью $\sigma=59,5$ МСм/м.

В ходе экспериментального исследования влияние коаксиально-микрополосковых переходов не учитывалось. Вносимые затухание и искажение фазы сигнала свыше рабочей частоты могут привести к незначительным искажениям высокочастотных составляющих импульса СШП помехи при дальнейшем анализе временных характеристик. Дополнительную погрешность может внести шаг перестройки частоты, который составлял 10 МГц. На рисунке 3.9 представлена частотная зависимость $|S_{11}|$ для одного из резисторов 50 Ом, которые выступали в качестве согласующих нагрузок на концах резервного проводника. При анализе N -норм следует отметить, что полученные значения дают лишь относительную оценку надежности. При этом для полного анализа необходимо учитывать реальные схемотехнические решения и параметры их компонентов.

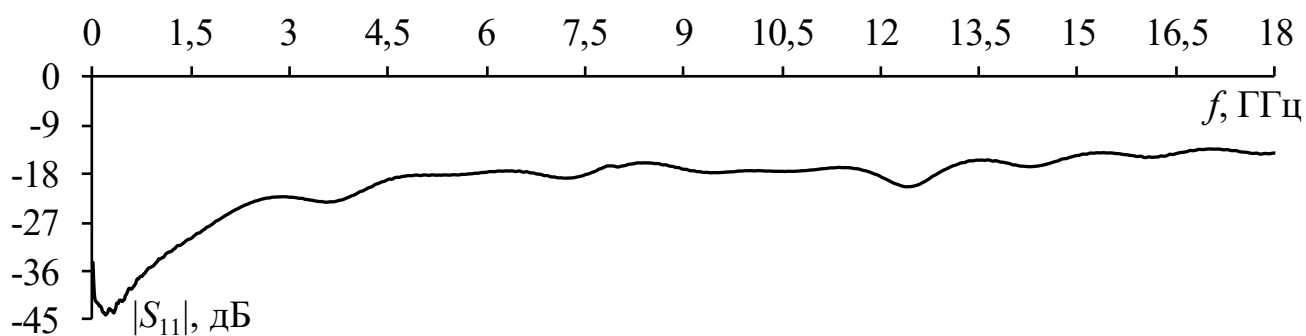


Рисунок 3.9 – Частотная зависимость $|S_{11}|$ согласованных нагрузок

Квазистатический анализ предполагает, что в линии передачи распространяются только поперечные ТЕМ-волны, а волны высших типов не учитываются. Также в ходе квазистатического анализа не полностью учтено влияние отводов от коаксиально-микрополосковых переходов. Потери на излучение также не приняты во внимание. Электродинамический анализ представляется наиболее точным методом моделирования переходных процессов, однако он является наиболее требовательным к вычислительным мощностям. Между тем, недостаточное сеточное разбиение и большой шаг перестройки по частоте могут привести к некорректным результатам.

3.1.2 Распространение сверхширокополосных помех до и после отказов

Здесь представлены результаты измерений и моделирования структуры с однократным МР в частотной и временной областях. На рисунке 3.10 представлены частотные зависимости $|S_{21}|$ для структуры с однократным МР до и после отказов, полученные в ходе экспериментального исследования и электродинамического анализа в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц.

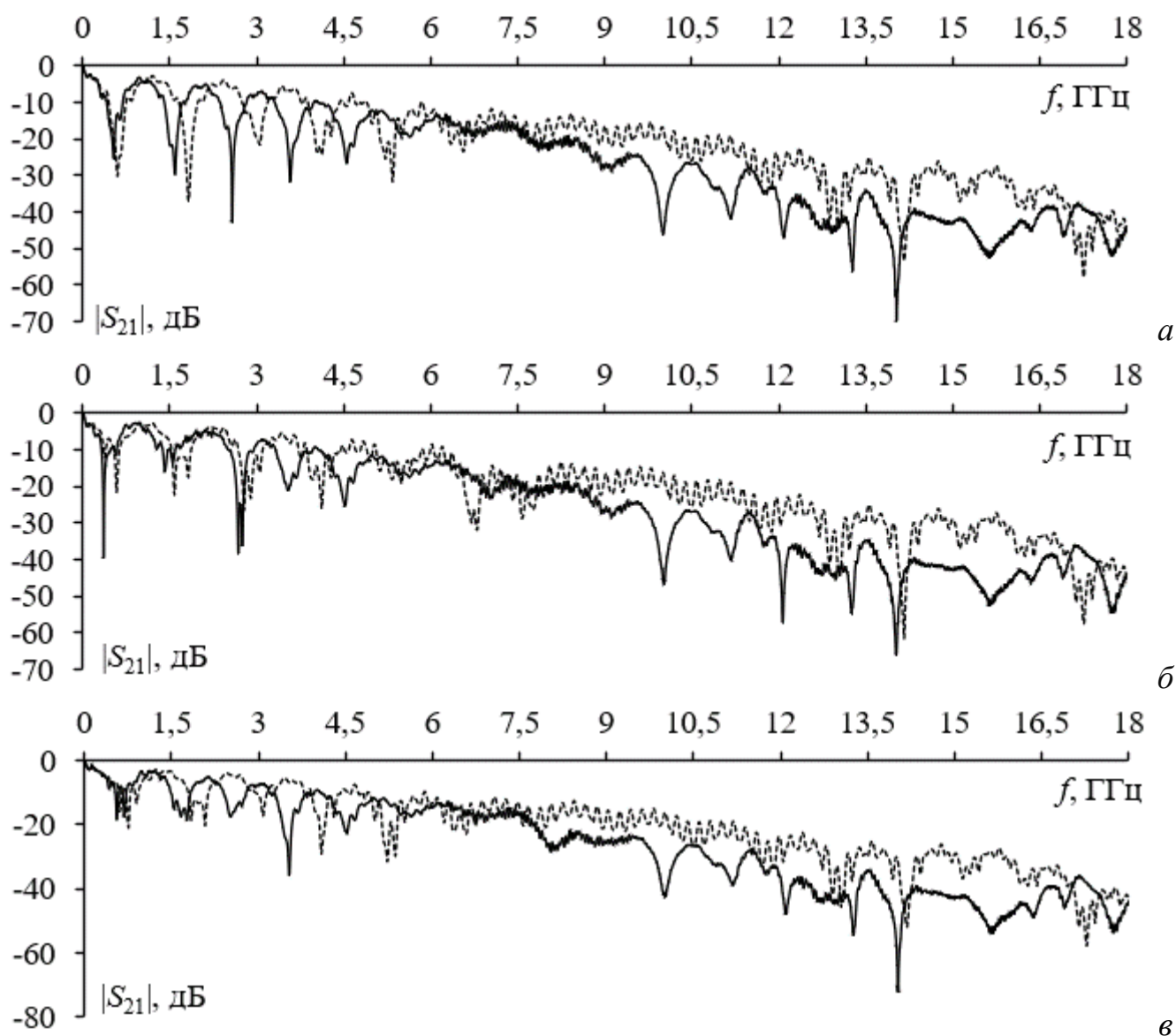


Рисунок 3.10 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ до 18 ГГц для структуры с однократным МР полученные при электродинамическом анализе (··) и эксперименте (–) для 50-50 (а), 50-K3 (б), 50-XX (в)

Наблюдается, что исследуемая структура с МР является ФНЧ. Форма огибающей передаточной характеристики структуры обусловлена габаритами и электрическими параметрами структуры. При этом, на высоких частотах формы частотных зависимостей, полученных в ходе эксперимента и электродинамического анализа, отличаются. Это обусловлено тем, что реальные частотные зависимости материалов FR-4 и RO3010 отличаются от принятых при электродинамическом анализе. Данные зависимости использовались для построения временных откликов в ADS (для согласованного случая и случаев после отказа).

На рисунке 3.11 представлены эти же частотные зависимости $|S_{21}|$, но в диапазоне частот от 10 МГц до 0,8 ГГц. В таблице 3.1 приведены резонансные частоты f_1 , которые определяют первый минимум коэффициента передачи, а также частоты среза f_c , которые определяют ширину полосы полезного сигнала. Приведены также различия между результатами до и после отказов, рассчитанные как

$$\Delta f = \frac{f_{50} - f_{\text{отказ}}}{f_{50} + f_{\text{отказ}}} \cdot 100\%, \quad (3.2)$$

где f_{50} – значение f_1 или f_c до отказа, $f_{\text{отказ}}$ – значение f_1 или f_c после отказа на одном из концов резервируемого проводника.

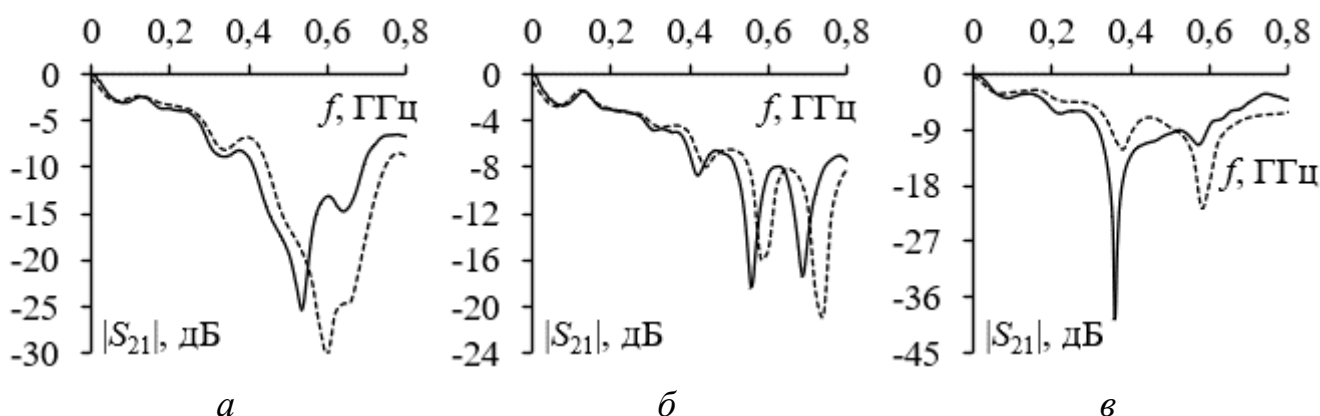


Рисунок 3.11 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ до 0,8 ГГц для структуры с однократным МР полученные при электродинамическом анализе (---) и эксперименте (—) для 50-50 (а), 50-K3 (б), 50-XX (в)

Таблица 3.1 – Значения f_c и f_1 , полученные до и после отказов

Вид анализа	f_c , МГц			Δf_c , %		f_1 , МГц			Δf_1 , %	
	50-50	50-XX	50-КЗ	50-XX	50-КЗ	50-50	50-XX	50-КЗ	50-XX	50-КЗ
Эксперимент	0,16	0,195	0,06	9,8	45	0,53	0,55	0,36	1,8	19
Моделирование	0,18	0,2	0,06	5,2	50	0,6	0,59	0,38	0,8	22

Видно, что при электродинамическом анализе значения f_c для 50-XX и 50-КЗ на концах резервного проводника отличаются от цепи в рабочем состоянии на $\pm 5,2\%$ и $\pm 50\%$, а f_1 – на $\pm 0,8\%$ и $\pm 22\%$, соответственно. При эксперименте значения f_c для 50-XX и 50-КЗ на концах резервного проводника отличаются от цепи в рабочем состоянии на 9,8 и 45%, а f_1 – 1,8 и 19%, соответственно. Различия значений f_1 и f_c при квазистатическом и электродинамическом видах анализа составляют 50 и 22%, соответственно. Результаты показывают, что f_1 и f_c до и после отказов отличаются как при эксперименте, так и при электродинамическом анализе.

В таблице 3.2 приведены различия результатов для f_1 и f_c между экспериментом и моделированием для структуры до и после отказов, которые определяются отношением разности моделирования f_M и эксперимента f_E к их сумме. Максимальное различие результатов достигает $\pm 5,9\%$ и $\pm 6,2\%$ для f_c и f_1 .

Таблица 3.2 – Различие результатов эксперимента и моделирования

Параметр	f_c , МГц			f_1 , МГц		
	50-50	50-XX	50-КЗ	50-50	50-XX	50-КЗ
$(f_M - f_E)/(f_M + f_E) \cdot 100\%$	5,9	1,2	0	6,2	3,5	2,7

На рисунке 3.12 приведены частотные зависимости $|S_{21}|$ до 0,8 ГГц для структуры с однократным МР до и после отказов, полученные в ходе эксперимента.

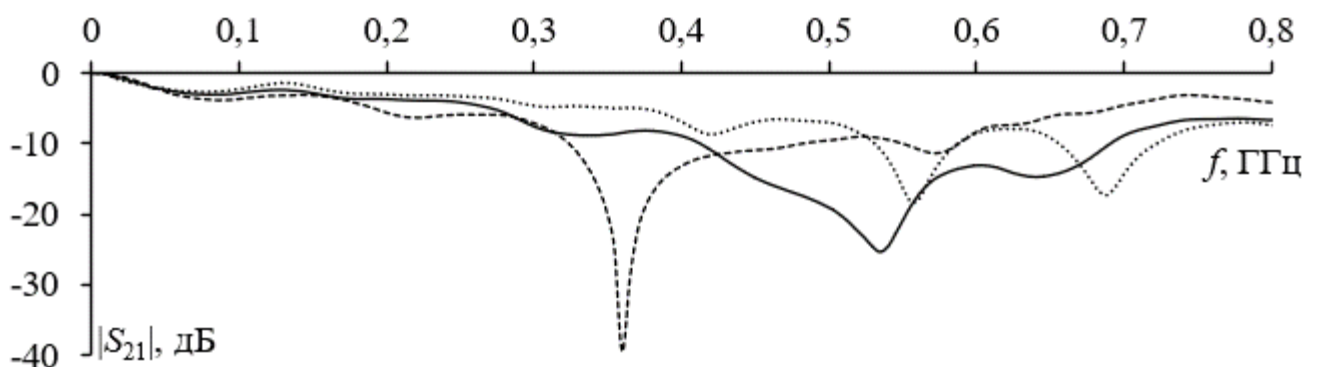


Рисунок 3.12 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ структуры с однократным МР для 50-50 (—), 50-КЗ (---), 50-XX (·-·)

На рисунке 3.13 представлены результаты предварительного квазистатического анализа (без учета потерь в проводниках и диэлектриках) распространения трапецеидального импульса с общими длительностями 0,06 и 0,6 нс в структуре с МР, учитывая отводы до коаксиально-микрополосковых переходов.

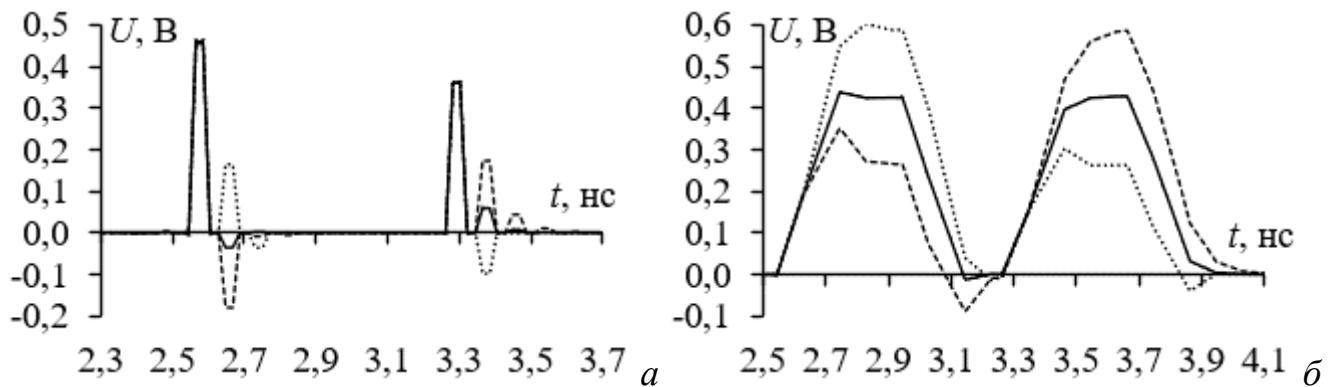


Рисунок 3.13 – Временные отклики импульсов длительностью 0,06 (а) и 0,6 нс (б) на дальнем конце структуры с МР для 50-50 (—), 50-K3 (---), 50-XX (··)

Видно, что трапецеидальный импульс разложился на 2 основных импульса меньшей амплитуды с задержками 2,54 и 3,26 нс. Также наблюдаются импульсы, отраженные от неоднородностей между отводами и коаксиально-микрополосковыми переходами, первые из которых приходят с задержками 2,63 и 3,35 нс, а вторые – 2,72 и 3,45 нс. Разности между основными и первыми отраженными импульсами и между первыми и вторыми отраженными составили 0,09 нс, что соответствует двойной задержке отводов от регулярной части структуры до коаксиально-микрополосковых переходов. Для случая без отказов, амплитуды первых отражённых импульсов равны – 0,036 и 0,059 В, так как волновое сопротивление структуры с МР, отводы и конечные нагрузки примерно равны 50, 69 и 50 Ом, соответственно. При изменении конечных нагрузок на одном из концов пассивного проводника (различные варианты отказов), амплитуда основных импульсов не изменяется. Однако, амплитуда отраженных импульсов изменяется, и при $R_4 \rightarrow 0$ амплитуды первых отраженных импульсов уменьшаются и увеличиваются на 0,144 и 0,114 В, соответственно. При $R_4 \rightarrow \infty$ амплитуды первых отраженных импульсов увеличиваются и уменьшаются на 0,2 и 0,157 В,

соответственно. Таким образом, значение $U_{\text{макс}}$ до и после отказов при длительности импульса 0,06 нс не изменяется и составляет 0,466 В. При увеличении общей длительности трапецеидального импульса до 0,6 нс, основные и отраженные импульсы накладываются друг на друга. В результате значение $U_{\text{макс}}$ до и после отказов сильно изменяется. На рисунке 3.14 представлены результаты эксперимента, электродинамического и квазистатического видов анализа распространения СШП импульсов 0,15 и 1,5 нс до и после отказов.

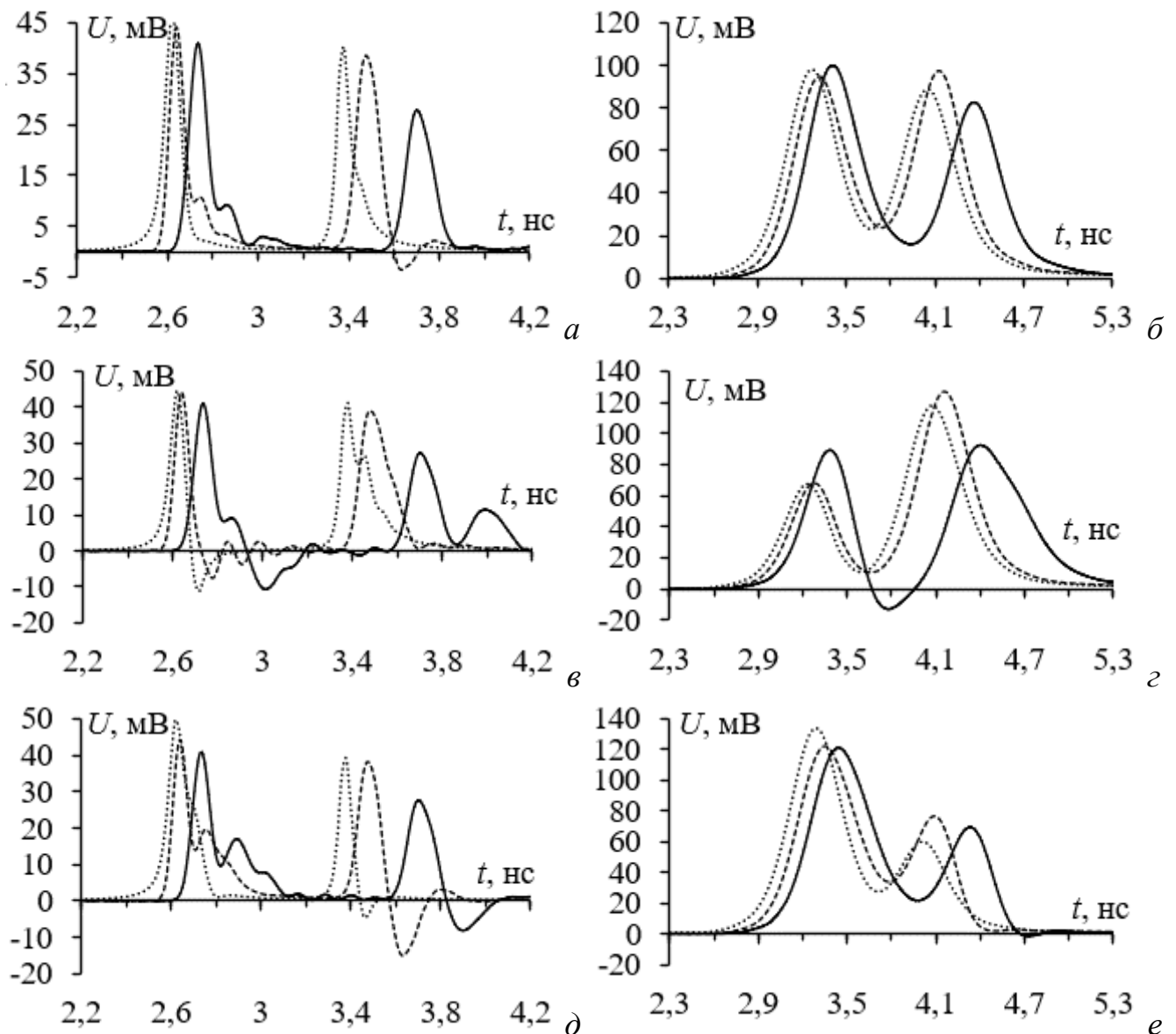


Рисунок 3.14 – Временные отклики импульсов с длительностями 0,15 нс (а для 50-50, в для 50-КЗ, д для 50-ХХ) и 1,5 нс (б для 50-50, г для 50-КЗ, е для 50-ХХ), полученные при эксперименте (—), электродинамическом (---) и квазистатическом (···) видах анализа

Видно, что импульс СШП помехи раскладывается на 2 основных импульса меньшей амплитуды. При этом, для импульса длительностью 0,15 нс присутствуют отраженные импульсы, а для импульса длительностью 1,5 нс они сливаются с основными. Также наблюдается различие задержек мод между экспериментом и моделированием. Это обусловлено тем, что реальные значения ε_r отличаются от принятых в моделировании. Амплитуды напряжения первых двух импульсов при моделировании и эксперименте сведены в таблицу 3.3.

Таблица 3.3 – Различие результатов эксперимента и электродинамического анализа

t , нс	Параметр	Квазистатика			Электродинамика			Эксперимент		
		50-50	50-K3	50-XX	50-50	50-K3	50-XX	50-50	50-K3	50-XX
0,15	U_1 , мВ	46,6	44,5	49,4	44,9	45	44,9	43,2	42,9	42,7
	U_2 , мВ	40,2	41,1	39	38,1	37,7	38	28,2	27,6	28,1
1,5	U_1 , мВ	97,8	64	133	94,4	73,6	117	106	95,7	131
	U_2 , мВ	85,5	117	58	97,3	121	80	80	83	71,2

Детальный анализ результатов эксперимента показал наличие отраженных импульсов для импульса СШП помехи длительностью 0,15 нс, амплитуда которых изменяется при изменении конечных нагрузок на концах резервного проводника. При этом, значение $U_{\text{макс}}$ изменяется от 42,7 до 43,2 мВ. Для импульса СШП помехи длительностью 1,5 нс, основные импульсы сливаются с отраженными, при этом значение $U_{\text{макс}}$ изменяется от 95,7 до 135 мВ. Отличия значений $U_{\text{макс}}$ для импульсов 0,15 и 1,5 нс до отказов объясняется потерями в проводниках и диэлектриках. Однако после отказов значение $U_{\text{макс}}$ для импульса 0,15 нс изменяется на 1,2%, а для импульса 1,5 нс – на 41%. Наличие отраженных импульсов от стыков между регулярной частью структуры и отводов до коаксиально-микрополосковых переходов влияет на значение $U_{\text{макс}}$ после отказов при изменении длительности импульса СШП помехи. В таблицу 3.4 сведены анализируемые нормы и их характеристики, полученные в ходе эксперимента.

Эксперимент показал, что значения вычисленных норм для импульса общей длительностью 0,15 нс меньше, чем для импульса общей длительностью 1,5 нс. Норма N_1 для импульса 0,15 нс почти не изменяется, для импульса 1,5 нс до отказа составляет 0,1, после отказа 50-K3 она уменьшается на 7,6%, а 50-XX –

увеличивается на 21%. Таким образом, для импульса 1,5 нс вероятность сбоя схемы или электрического пробоя до и после отказа увеличивается. Норма N_2 для импульса 0,15 нс почти не изменяется, для импульса 1,5 нс до отказа составляет $36 \cdot 10^9$, а после отказа 50-КЗ она уменьшается на 5,9%, а 50-XX – увеличивается на 16,7%. В результате, для импульса 1,5 нс вероятность возникновения дуговых эффектов до и после отказа увеличивается. Нормы N_3 для импульсов общей длительностью 0,15 нс и 1,5 нс до отказа составили $11 \cdot 10^{-12}$ и $102 \cdot 10^{-12}$, соответственно. После отказов их значения одинаково изменяются: после 50-КЗ значение N_3 увеличивается на 5,4%, а после 50-XX – увеличивается на 4,5%. Таким образом, вероятность диэлектрического пробоя до и после отказов для обоих импульсов увеличиваются незначительно. Норма N_4 для импульса 0,15 нс до отказа равна $17,548 \cdot 10^{-12}$, а после отказа 50-КЗ увеличивается на 3 %, а при 50-XX – увеличивается на 44,5%. Для импульса общей длительностью 1,5 нс до отказа норма N_4 составляет $132,4 \cdot 10^{-12}$, а после отказа 50-КЗ увеличивается на 32%, и при отказе типа 50-XX увеличивается на 31%. В результате, вероятность повреждения оборудования до и после отказов для обоих импульсов увеличивается. Норма N_5 для импульса 0,15 нс до отказа равна $0,5 \cdot 10^{-6}$, после 50-КЗ увеличивается на 0,6%, а при 50-XX – увеличивается на 11,5%. Для импульса общей длительностью 1,5 нс до отказа норма N_5 составляет $2,6 \cdot 10^{-6}$, после отказа 50-КЗ она увеличивается на 5%, а при 50-XX – увеличивается на 23%. Так, вероятность диэлектрического пробоя до и после отказов для обоих импульсов увеличиваются.

Таблица 3.4 – N -нормы до и после отказов на одном из концов резервируемого проводника при длительностях импульса 0,15 нс и 1,5 нс

Норма	50-50		50-КЗ		50-XX	
	0,15 нс	1,5 нс	0,15 нс	1,5 нс	0,15 нс	1,5 нс
N_1	0,041	0,1	0,041	0,092	0,041	0,121
N_2	$0,699 \cdot 10^9$	$36,29 \cdot 10^9$	$0,698 \cdot 10^9$	$34,13 \cdot 10^9$	$0,698 \cdot 10^9$	$42,35 \cdot 10^9$
N_3	$11,44 \cdot 10^{-12}$	$102,9 \cdot 10^{-12}$	$12,06 \cdot 10^{-12}$	$108,5 \cdot 10^{-12}$	$11,95 \cdot 10^{-12}$	$107,6 \cdot 10^{-12}$
N_4	$17,55 \cdot 10^{-12}$	$132,4 \cdot 10^{-12}$	$23,37 \cdot 10^{-12}$	$174,9 \cdot 10^{-12}$	$25,35 \cdot 10^{-12}$	$173,9 \cdot 10^{-12}$
N_5	$0,486 \cdot 10^{-6}$	$2,6 \cdot 10^{-6}$	$0,489 \cdot 10^{-6}$	$2,476 \cdot 10^{-6}$	$0,542 \cdot 10^{-6}$	$3,19 \cdot 10^{-6}$

3.1.3 Влияние согласования на целостность полезного сигнала

Исходные технические характеристики и геометрические параметры исследуемой структуры с однократным МР представлены в пункте 3.1.1. Как и в случае с анализом СШП помех, использованы схемы включения структуры с однократным МР, имитирующие случаи до и после отказов (рисунок 3.4). Сопротивления всех резисторов равны 50 Ом. При этом использован источник ПСБП размерностью 50000 бит и скоростью передачи данных 50 Мбит/с (значение обусловлено полосой пропускания структуры с МР после отказа). Время нарастания и время спада составили по 4 нс, длительность единичного интервала 20 нс, ЭДС 5 В. На первом этапе получены частотные характеристики структуры с МР до и после отказов с помощью ВАЦ в частотном диапазоне от 10 до 200 МГц. Затем использован ADS для получения откликов во временной области. Для анализа целостности сигнала получены отклики на единичный импульс ПСБП и построены глазковые диаграммы для случаев до и после отказов.

На рисунке 3.15 представлены частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для структуры до и после отказов, полученные в ходе экспериментального исследования.

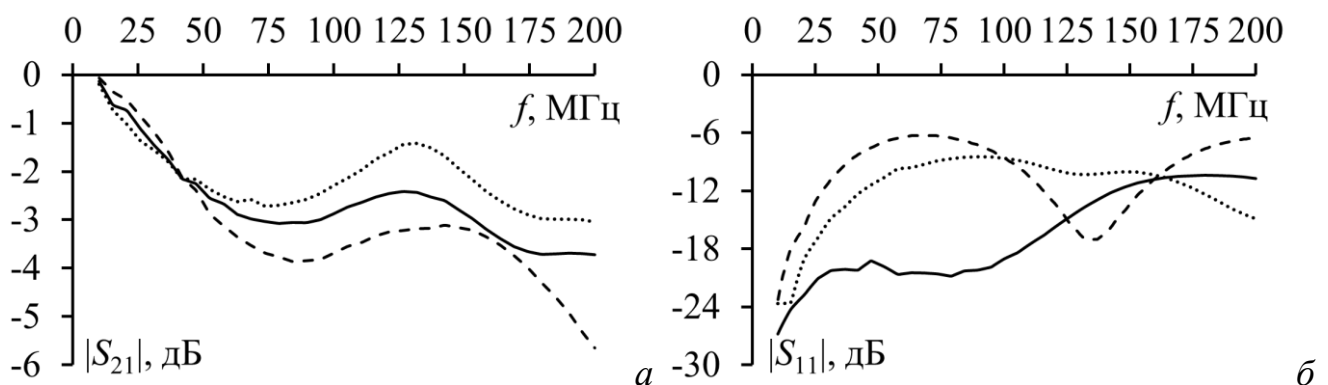


Рисунок 3.15 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ (а) и $|S_{11}|$ (б) от 10 до 200 МГц, полученные в ходе экспериментального исследования для 50-50 (—), КЗ-50 (---), ХХ-50 (···)

Для вариантов до отказов (50-50), КЗ на входе (КЗ-50), ХХ на входе (ХХ-50) полосы пропускания составили 60, 170, 50 МГц, соответственно. Различия

вариантов КЗ-50 и ХХ-50 от варианта 50-50 в 2,8 и 0,8 раз, соответственно, объясняются влиянием отражений сигнала от нагрузок и наведенным напряжением на резервируемый проводник.

Выбор скорости передачи данных должен быть обусловлен полосой пропускания структуры с МР до и после отказов. Для исследуемой структуры наименьшее значение f_c составило 50 МГц. Значения $|S_{11}|$ для вариантов до 50-50, КЗ-50 и ХХ-50 на входе в полосах пропускания не превышают минус 20, минус 7,6 и минус 6,5 дБ, соответственно. Видно, что для случаев после отказов, отражений на ближнем конце резервируемого проводника будет больше, чем для случая до отказов.

На рисунке 3.16а представлены ФЧХ для структуры с однократным МР до и после отказов. Они показывают, что характеристики для всех рассмотренных вариантов отказов имеют общую форму. Однако наибольший наклон наблюдается для варианта КЗ-50, а наименьший – для ХХ-50 на входе. При этом видно, что для всех вариантов фазовые искажения сигнала минимальны. На рисунке 3.16б представлены временные отклики на единичный импульс ПСБП в узле 2 до и после отказов. Видно, что временные отклики имеют схожий характер. Между тем, варианты отказов по-разному влияют на t_r и t_f . Значение U_{\max} всех импульсов не превышает 430 мВ, что свидетельствует о наличии потерь в структуре с МР.

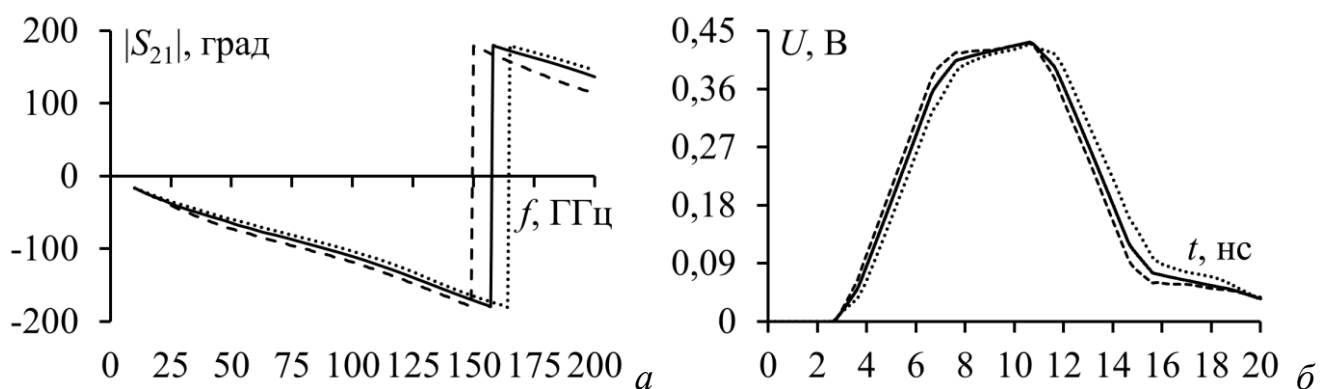


Рисунок 3.16 – ФЧХ (а) и отклик на одиночный импульс ПСБП (б),

полученные в ходе экспериментального исследования для

50-50 (—), КЗ-50 (---), ХХ-50 (···)

На рисунке 3.17 представлены глазковые диаграммы, полученные в ходе экспериментального исследования прохождения ПСБП в структуре с МР до и после отказов, в таблице 3.5 обобщены основные параметры полезного сигнала.

Таблица 3.5 – Параметры полезного сигнала

Параметры	50-50	КЗ-50	ХХ-50
Фазовое отклонение, пс	12	15	19
Ширина «глаза», пс	9,99	9,98	9,97
Высота «глаза», мВ	2,3	2,17	2,11
Амплитудное отклонение, мВ	65	90	130
Отношение сигнал/шум	57	39	28

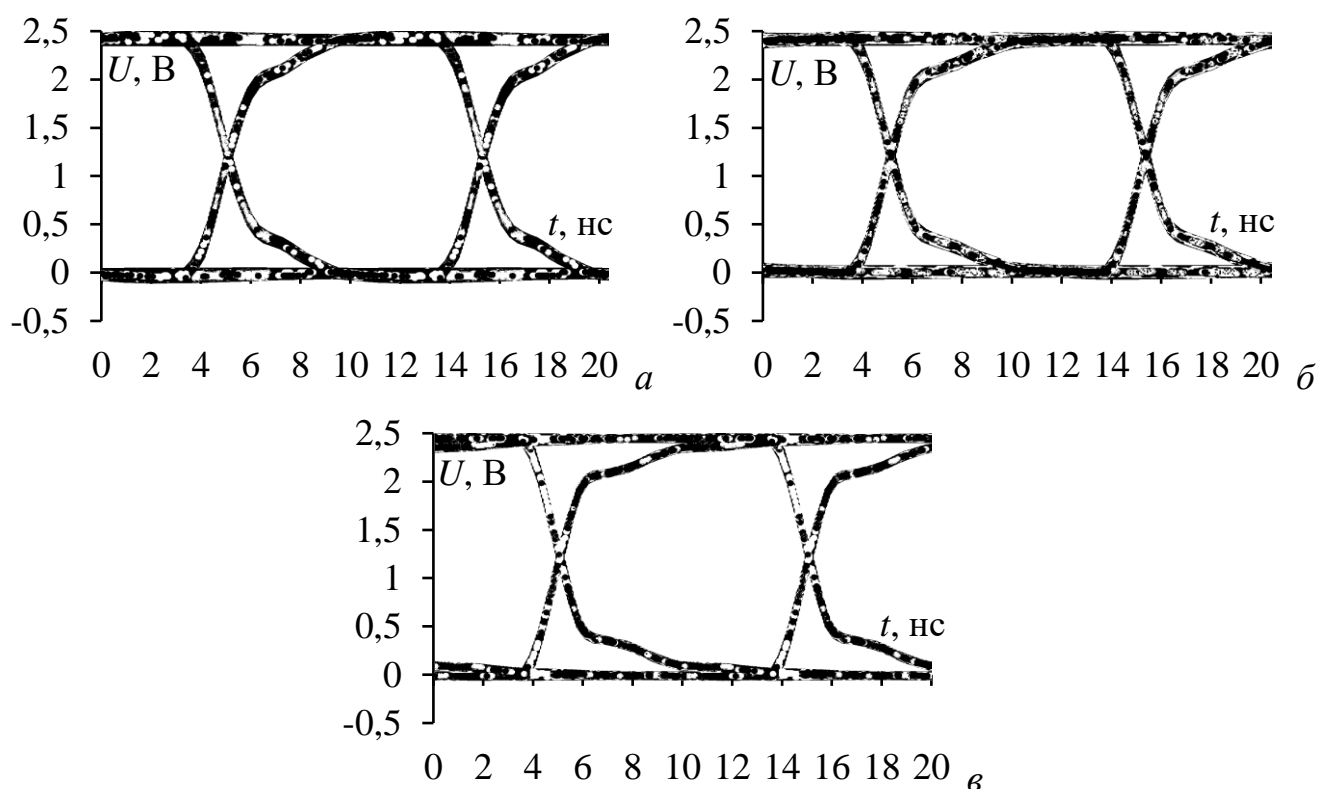


Рисунок 3.17 – Глазковые диаграммы для структуры с однократным МР, полученные для 50-50 (а), КЗ-50 (б), ХХ-50 (в)

Видно, что даже в случае возникновения отказа обеспечивается целостность сигнала. Так, информационно-зависимые фазовые отклонения изменяются с 12 (50-50) до 19 пс (ХХ-50). Во всех исследуемых вариантах «глаз» остается открытым, следовательно вероятность возникновения битовых ошибок при приеме такого сигнала будет низкой. Рассогласование резервной цепи имеет наибольшее

влияние на амплитудный шум. В результате отношение сигнал/шум уменьшается с 57 (50-50) до 28 (XX-50).

В результате выявлено, что переданные ранее битовые последовательности могут влиять на фронт и амплитуду последующих импульсов. Это обусловлено интерференцией падающих и отраженных волн, перекрестными помехами, символической дисперсией и их различной скоростью распространения вдоль структуры. Это приводит к появлению плотности распределения вероятности отклонения фазы и амплитуды полезного сигнала. Тем не менее, полученные результаты показывают, что в случае возникновения отказа качество сигнала ухудшается незначительно. Значения фазового отклонения являются типичными для полосковых и микрополосковых устройств.

3.2 Многократное модальное резервирование

Эквивалентная схема включения структуры с 3-кратным МР представлена на рисунке 3.18. Если на вход резервируемой цепи поступит СШП импульс, то на ее выходе он разложится на 4 однополярных импульса меньшей амплитуды. При этом на выходе резервных цепей образуются разнополярные импульсы. Их формы и амплитуды зависят от коэффициентов ЭМ связи между проводниками, а также от коэффициентов отражения мод. Равенство амплитуд разложенных импульсов достигается при определенной связи между проводниками. Расположение проводников резервируемой и резервных цепей симметрично друг относительно друга по двум осям наиболее целесообразно. Такие симметричные защитные электрические цепи с 3-кратным МР обладают рядом преимуществ, к примеру, в них легче и быстрее оптимизируются параметры поперечного сечения. При воздействии СШП импульса на цепи с 3-кратным МР, за счет симметрии проводников и межсоединений, достигается его одинаковое подавление. Однако при достаточно мощном воздействии возникает опасность выхода из строя как резервируемого, так и резервного оборудования. Импульсы разной полярности могут повредить РЭУ, подключенную к резервным цепям. Это может быть

обусловлено различным характером воздействия однополярных и разнополярных импульсов на защищаемое оборудование. Таким образом, необходимо оценить угрозу вывода из строя резервируемого и резервного оборудования в симметричной защитной электрической цепи с 3-кратным МР.



Рисунок 3.18 – Эквивалентная схема включения структуры с 3-кратным МР до отказов

3.2.1 Способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием

Здесь представлен способ компоновки печатных проводников для цепей с МР на основе 3-С структуры из пункта 2.1.2. Данный способ относится к конструированию ПП, конкретно к способам их компоновки. Известно устройство защиты РЭУ от СШП помех [87]. Недостатком данного устройства является его конфигурация, не соответствующая стандартному технологическому процессу изготовления МПП (нечетное число проводящих слоев). Известен способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием, включающий трассировку печатных проводников с опорным проводником в виде отдельного слоя [106]. Недостатком данного способа является относительно высокая восприимчивость резервируемой цепи к кондуктивным ЭМП. Наиболее близким по техническому решению является выбранный за прототип способ внутренней компоновки ПП для цепей с резервированием, включающий компоновку и трассировку цепей с резервированием [109]. Недостатками данного способа являются затрудненные монтаж радиоэлектронных компонентов и изготовление

ПП из-за исполнения опорного проводника в виде отдельных слоев на резервируемой и резервной платах, а также недостаточное ослабление внешних кондуктивных ЭМП. В [172] предложен новый способ компоновки печатных проводников для цепей с МР, включающий взаимное расположение резервируемой и резервной плат, компоновку и трассировку резервируемой и резервной плат, с опорным проводником на резервируемой и резервной платах, а резервируемая и резервная платы склеиваются слоем диэлектрика, отличающийся тем, что опорный проводник выполнен в виде отдельных печатных проводников на внутренних слоях МПП с МР и четным количеством внутренних проводящих слоев, проложенных параллельно друг другу с минимально допустимым технологическим зазором между опорными проводниками, соединенными между собой на концах внутренними межслойными перемычками, образующими единую схемную землю, при этом резервируемые и резервные радиоэлектронные компоненты размещаются на внешних слоях резервируемой и резервной цепей ПП. Технический результат состоит в упрощении изготовления ПП и монтажа её компонентов, а также уменьшении восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным ЭМП. Технический результат в части упрощения изготовления ПП достигается за счет соответствия технологическому процессу изготовления МПП и выполнения опорного проводника в виде отдельных печатных проводников на внутренних слоях. Технический результат в части упрощения монтажа компонентов ПП достигается за счет размещения ее компонентов на внешних слоях, а также отсутствия необходимости организовывать специальные вырезы во внешних слоях резервируемой и резервной цепей при монтаже. Технический результат в части уменьшения восприимчивости резервируемой цепи к внешним СШП помехам достигается за счет того, что кондуктивные ЭМП подвергаются модальным искажениям, что способствует уменьшению восприимчивости. Поперечное сечение и эквивалентная схема включения структуры с МР представлены на рисунке 3.19.

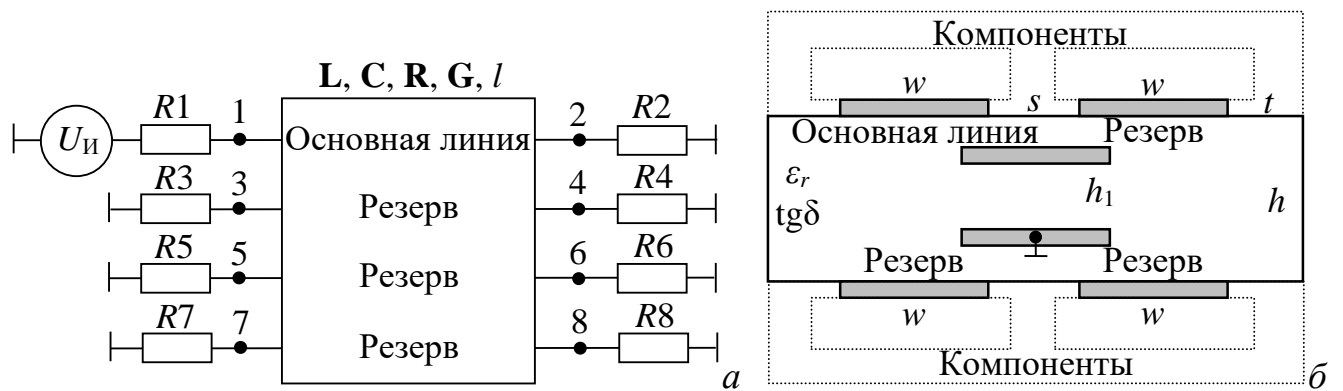


Рисунок 3.19 – Эквивалентная схема включения (а) и поперечное сечение (б) структуры, реализующей заявленный способ компоновки

Достижимость технического результата продемонстрирована на примере распространения трапецидального помехового импульса с амплитудой ЭДС 200 В и длительностями фронтов и плоской вершины по 100 пс в заявленной структуре длиной 1 м. Результаты квазистатического анализа во временной и частотной областях представлены на рисунке 3.20.

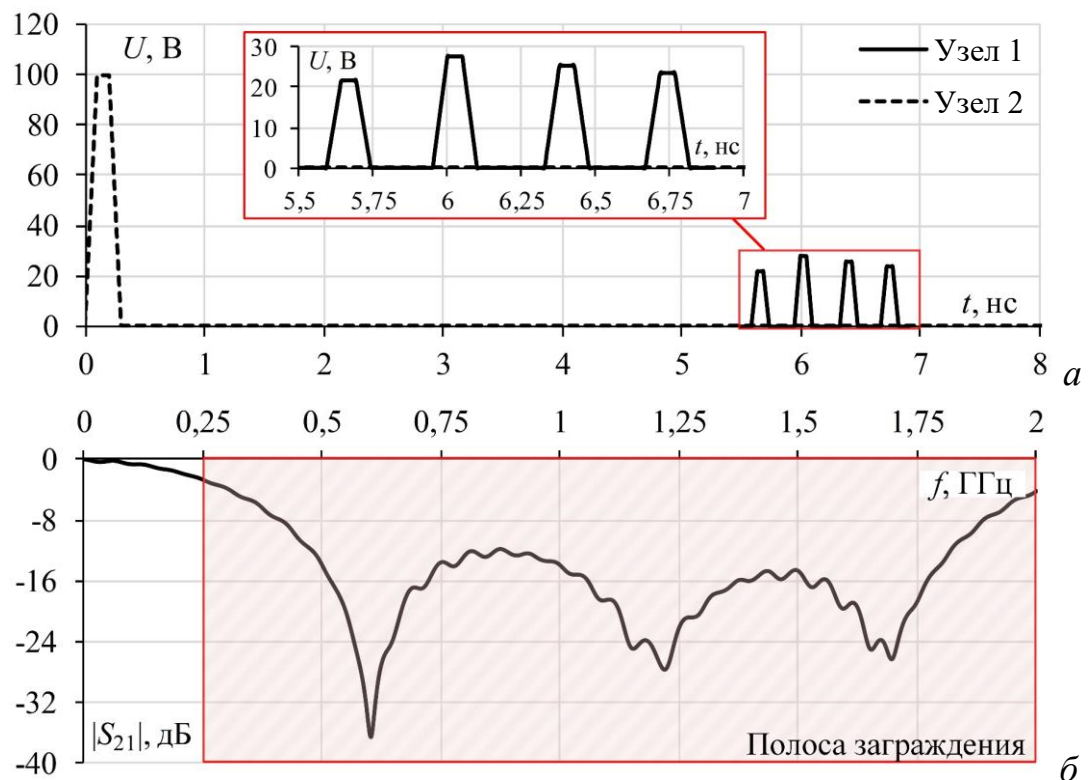


Рисунок 3.20 – Результаты квазистатического анализа во временной (а) и частотной (б) областях

На выходе структуры (узел 2) наблюдаются 4 импульса разложения, так как структура является 4-проводной ЛП. Значение $U_{\text{макс}}$ составило 28 В, что в 3,6 раза

меньше напряжения импульсной помехи (100 В) на входе линии (узел 1), при этом аналогичное значение для прототипа составляет 2,25 раза. Разложение помехового импульса на последовательность импульсов меньшей амплитуды обусловлено Δt в структуре, образованной данным способом компоновки печатных проводников для цепей с МР. В случае подачи импульсной помехи между любым резервным проводником и любым опорным проводником будет достигаться аналогичный результат. Из результатов моделирования частотной зависимости модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ видно, что образованная структура обладает свойствами ФНЧ и способна подавлять высокочастотные помехи в полосе заграждения. Таким образом, за счет соответствия стандартному технологическому процессу изготовления МПП, упрощается изготовление ПП и монтаж её компонентов. Кроме того, результаты квазистатического анализа показывают, что предложенный способ компоновки уменьшает восприимчивость цепей с МР к внешним СШП помехам.

3.2.2 Анализ и систематизация способов модального резервирования печатных проводников на основе симметричных структур

Для проведения сравнительного анализа симметричных структур с многократным МР составлен ряд критериев, представленных в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Критерии и их параметры, используемые при анализе симметричных структур с многократным МР

Критерий	Параметры
Технологичность	Количество слоев ПП
	Количество рабочих поверхностей, используемых для монтажа компонентов
	Наличие глухих/скрытых переходных металлизированных отверстий
Массогабаритные показатели	Плотность трассировки цепей с МР
	Минимальная длина, при которой возможно разложение СШП помехи
	Поперечное сечение структуры
Применимость	Размещение компонентов РЭУ

	Полоса пропускания (по уровню 0,707)
Эффективность подавления СШП помех	$U_{\text{макс}}$ разложенных импульсов на выходе структуры
	Значение Δt

Каждому критерию дана численная оценка, после чего они нормировались по максимальному значению, так, чтобы их значение не превышало 1. Выражение (3.3) описывает используемый механизм численной оценки критериев:

$$C_i = \sum_{j=1}^n \frac{C_{i,j}}{C_{i,j_{\max}}} m k_j, \quad (3.3)$$

где C_i – итоговое значение суммы критериев в группе; $C_{i,j}$ – значение критерия; $C_{i,j_{\max}}$ – максимальное значение критерия среди всех структур; $m k_j$ – значение весового коэффициента; $i=1, 2, \dots, N$; N – число структур; $j=1, 2, \dots, n$; n – число критериев в группе. Чем выше значение критерия, тем показатель структуры лучше.

Далее приводятся результаты квазистатического анализа во временной и частотной областях. В качестве СШП помехи использован трапецеидальный импульс со следующими параметрами: ЭДС 2 В, длительности фронта, спада и плоской вершины по 50 пс. Анализ частотной зависимости $|S_{21}|$ выполнен в диапазоне от 0 до 5 ГГц, позволяющем оценить общее вносимое ослабление.

Изначально не все рассматриваемые структуры согласованы с трактом 50 Ом. Для корректного сравнения между собой получены оптимальные параметры структур, согласованные с измерительным трактом. Во всех схемах присутствуют конечные нагрузки $R=50$ Ом. Также для каждой структуры рассмотрен сценарий резервирования, когда резервируемый проводник «отрывается» на ближнем и дальнем концах (отказ одной из цепей). Такой вариант отказа может быть вызван механическим повреждением или выгоранием компонентов, оканчивающих резервируемую цепь. При моделировании сопротивление конечных нагрузок на этом проводнике приняты равными 10 ГОм. При этом происходило переключение источника СШП помехи на вход соседней цепи (проводник 2). Временные отклики разложенных импульсов после отказа анализировались на выходе этого же проводника. Для комплексной оценки опасности входного воздействия и

разложенных импульсов, а также для сравнения эффективности подавления исследуемых структур с МР использованы N -нормы (см. подраздел 1.3)

3.2.2.1 Трехкратное модальное резервирование на многослойной печатной плате (структура 1)

Структура 1 представляет собой 5-проводную ЛП на МПП с симметрией по двум плоскостям, где проводник 1 является резервируемым, проводники 2, 3 и 4 – резервными, а проводники 5 и 6 – опорными. Данная структура является модификацией 4-проводной 3-С структуры [87]. Проведен ряд вычислительных и лабораторных исследований [129, 130, 178]. Эквивалентная схема включения и поперечное сечение представлены на рисунке 3.21.

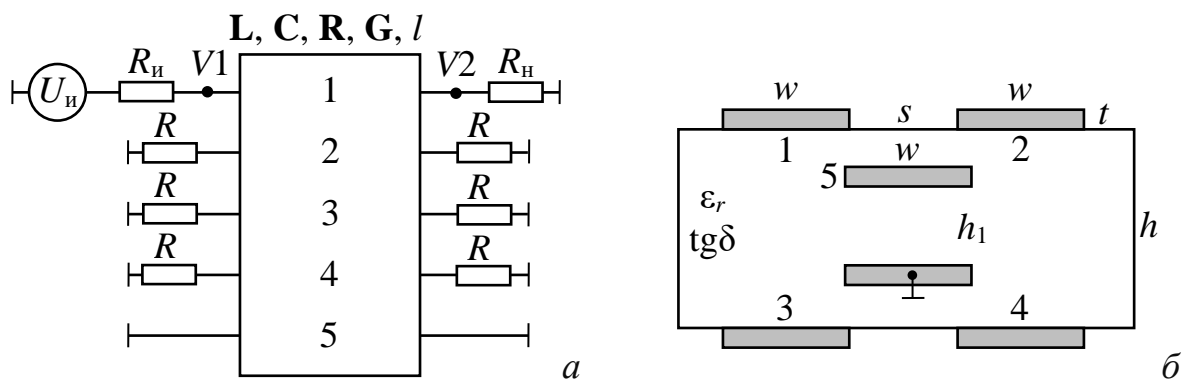


Рисунок 3.21 – Эквивалентная схема включения (а)
и поперечное сечение (б) структуры 1

Параметры структуры 1: $s=700$ мкм, $w=1000$ мкм, $t=35$ мкм, $h_1=510$ мкм, $h=1000$ мкм, $\epsilon_r=4,3$, $\text{tg}\delta=0,025$, $l=1$ м (электрические параметры диэлектрика приведены для частоты 1 МГц). В качестве проводящего материала использовалась медь с проводимостью 59,6 МСм/м (далее в проводниках во всех структурах использовался этот материал).

На рисунке 3.22 представлены временные и частотные характеристики до и после отказа. Видно, что импульс СШП помехи разделился на 4 равных импульса меньшей амплитуды. При этом интервалы между ними также выравнены. Значение $U_{\text{макс}}$ составило: до отказа – 0,081 В, после отказа – 0,087 В. Значения f_c в обоих случаях составили 180 МГц. В широком частотном диапазоне от 600 МГц до 5 ГГц ослабление составляет не менее 17 дБ.

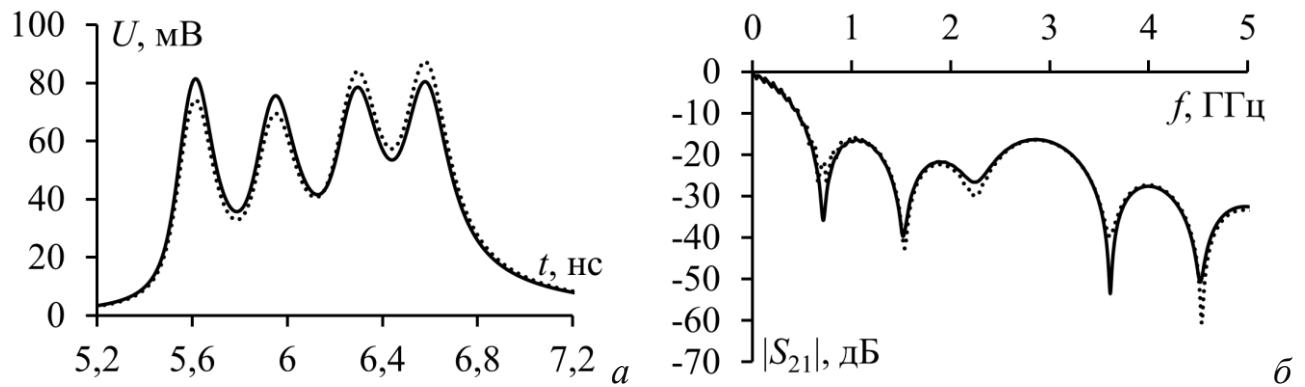


Рисунок 3.22 – Формы разложенных импульсов (а) и частотная зависимость $|S_{21}|$ (б) структуры 1 до (—) и после (···) отказа

Структура 1 имеет среднюю технологичность. Это обусловлено тем, что для ее реализации необходима технология изготовления МПП. В то же время конструкция полностью удовлетворяет стандартному технологическому процессу изготовления МПП, требующему четное количество слоев. Высокий уровень применимости обусловлен наибольшей полосой частот для полезных сигналов. Равные амплитуды импульсов разложения и интервалы между ними повышают эффективность подавления СШП помех в данной структуре. Относительно небольшая длина, достаточная для разложения СШП помехи и низкая плотность трассировки позволяют обеспечить при реализации ПП с МР средние массогабаритные характеристики.

3.2.2.2 Трехкратное модальное резервирование на многослойной печатной плате с экранированием (структура 2)

Данная структура является 5-проводной ЛП с симметрией по двум плоскостям, которая выполнена на внутренних слоях 4-слойной ПП, опорные проводники, в свою очередь, расположены на ее внешних слоях и представляют собой сплошной полигон [179, 170]. Эквивалентная схема включения представлена на рисунке 3.21а, а поперечное сечение на рисунке 3.23.

Параметры структуры: $s=150$ мкм, $w=1670$ мкм, $t=35$ мкм, $h=612$ мкм, $H=3000$ мкм, $\varepsilon_{r1}=4,3$, $\varepsilon_{r2}=10,2$, $\text{tg}\delta_1=0,0037$, $\text{tg}\delta_2=0,025$, $l=1$ м. На рисунке 3.24 представлены временные и частотные характеристики.

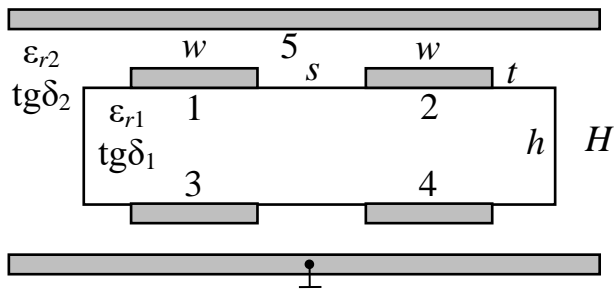


Рисунок 3.23 – Поперечное сечение структуры 2

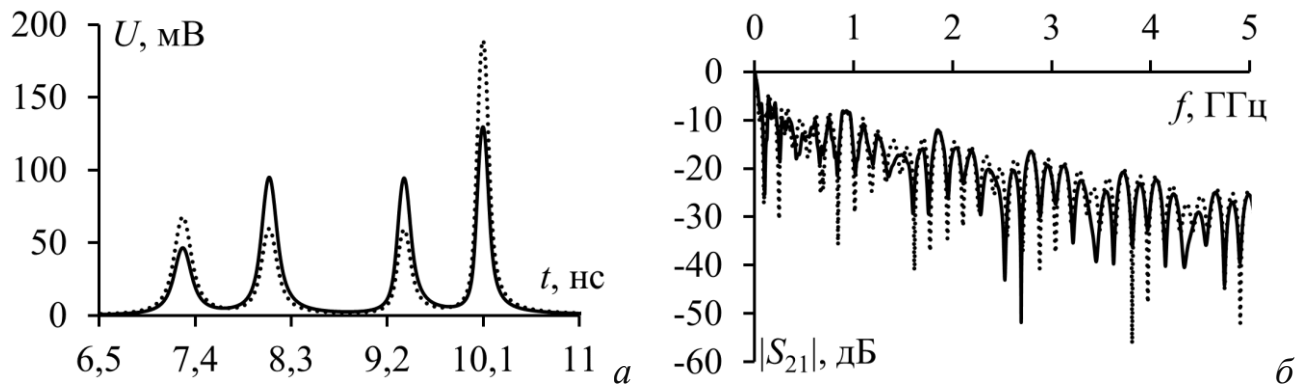


Рисунок 3.24 – Формы разложенных импульсов (а)

и частотная зависимость $|S_{21}|$ (б) структуры 2 до (—) и после (··) отказа

Видно, что, как и в структуре 1, импульс СШП помехи разделился на 4 импульса меньшей амплитуды. При этом интервалы между ними, а также их амплитуды, не выравнены. Значение $U_{\text{макс}}$ составило: до отказа – 0,13 В, после отказа – 0,19 В. Значение f_c составило 24 МГц. В широком частотном диапазоне от 800 МГц до 5 ГГц характеристика убывает вплоть до минус 26 дБ.

Структура 2 обладает такой же технологичностью, как и структура 1. Это обусловлено тем, что для ее реализации также необходима технология изготовления МПП. Средний уровень применимости обусловлен небольшой полосой частот для полезных сигналов. Сильная связь с опорным проводником обеспечивает высокие значение Δt , а в совокупности с экранированием они дают данной структуре очень высокие показатели эффективности подавления СШП помех. Массогабаритные характеристики средние из-за относительно небольшой длины, достаточной для разложения импульса СШП помехи.

3.2.2.3 Трехкратное модальное резервирование на двухсторонней печатной плате (структура 3)

Структура 3 представляет собой 7-проводную ЛП на ДПП с симметрией по двум плоскостям, где проводник 1 является резервируемым, проводники 2,3 и 4 – резервными, а проводники 5, 6 и 7 – опорными [111, 180, 181]. Эквивалентная схема включения и поперечное сечение представлены на рисунке 3.25. Параметры структуры: $s=500$ мкм, $s_1=1000$ мкм, $w=1500$ мкм, $w_1=500$ мкм, $H=510$ мкм, $t=35$ мкм, $\varepsilon_r=4,5$, $l=1$ м. На рисунке 3.26 представлены временные и частотные характеристики.

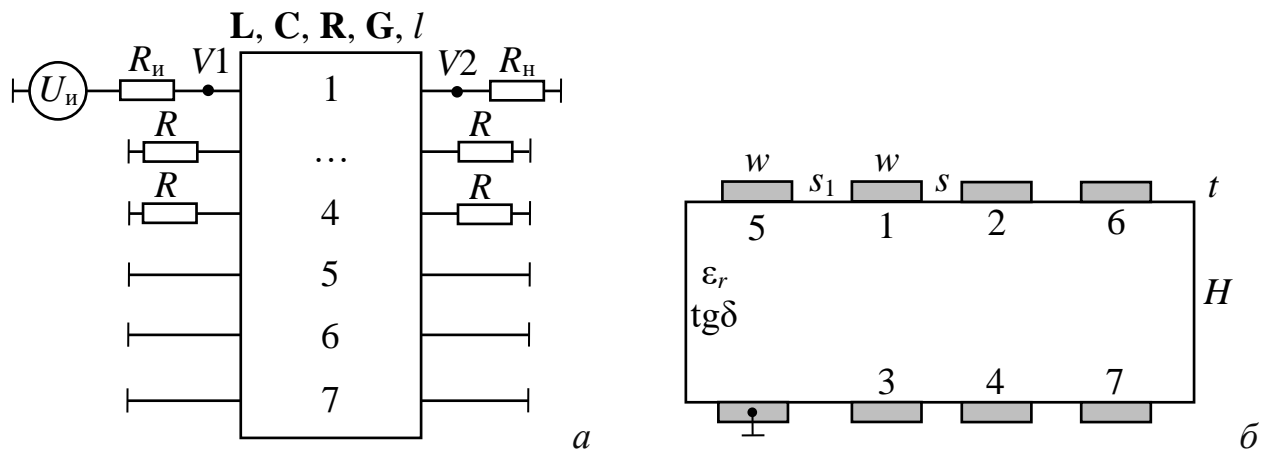


Рисунок 3.25 – Эквивалентная схема включения (а)
и поперечное сечение (б) структуры 3

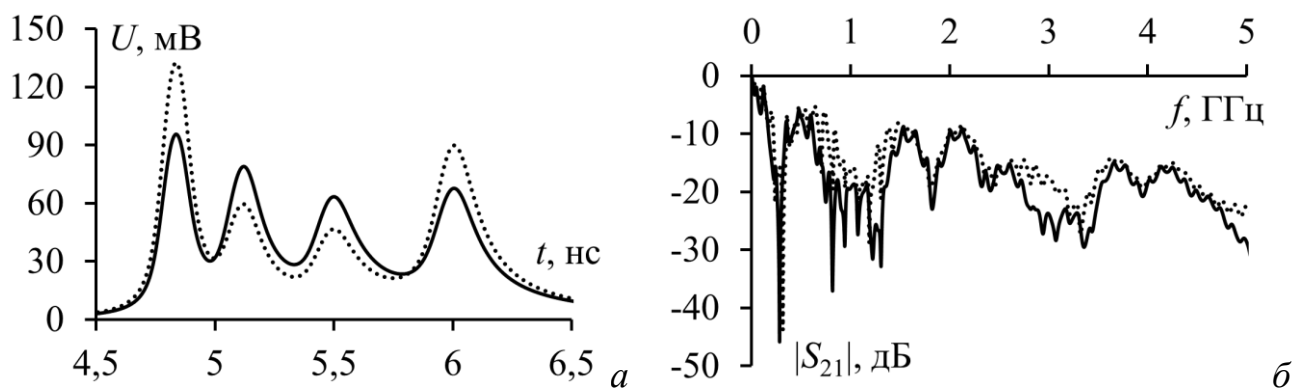


Рисунок 3.26 – Формы разложенных импульсов (а)

и частотная зависимость $|S_{21}|$ (б) структуры 3 до (–) и после (· ·) отказа

Видно, как и в предыдущих структурах, импульс СШП помехи разделился на 4 импульса меньшей амплитуды. При этом, как и в структуре 2, интервалы между ними, а также их амплитуды, не выравнены. Значение $U_{\text{макс}}$ составило: до отказа –

0,095 В, после отказа – 0,13 В. В случае до отказа наблюдаются три f_c : 40 МГц, 110 МГц и 125 МГц. В широком частотном диапазоне от 700 МГц до 5 ГГц ослабление составляет не менее 7 дБ.

Исследуемая структура с 3-кратным МР имеет высокую технологичность, так как для ее реализации достаточно технологии изготовления ДПП. При реализации такой ПП нет необходимости в переходных отверстиях (в отличие от структур на МПП). Структура имеет высокие показатели эффективности подавления СШП помех. Низкая стоимость производства ДПП, а также высокая эффективность расширяют возможную область применения. Высокая плотность трассировки обеспечивает лучшие массогабаритные характеристики.

3.2.2.4 Трехкратное модальное резервирование на двухсторонней печатной плате с вертикальной симметрией (структура 4)

Структура 4 представляет собой 4-проводную ЛП на ДПП с вертикальной симметрией, где проводник 1 является резервируемым, а проводники 2, 3 и 4 – резервными [182]. Эквивалентная схема включения и поперечное сечение представлены на рисунке 3.27.

Параметры структуры: $s=400$ мкм, $w=1500$ мкм, $w_1=500$ мкм, $H=510$ мкм, $t=35$ мкм, $\epsilon_r=10,2$, $l=1$ м. На рисунке 3.28 представлены временные и частотные характеристики.

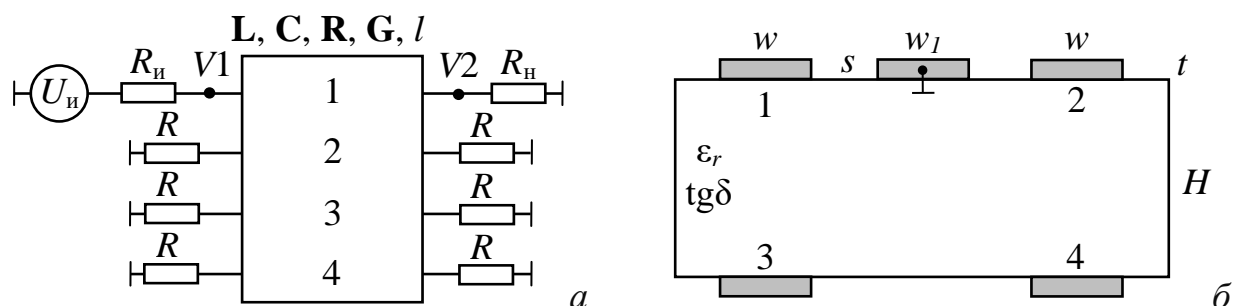


Рисунок 3.27 – Эквивалентная схема включения (а) и поперечное сечение (б) структуры 4

Видно, что, как и в предыдущих структурах, импульс СШП помехи разделился на 4 импульса меньшей амплитуды. При этом интервалы между ними, а также их амплитуды не выравнены. Из-за сильной дисперсии импульсы 3 и 4

накладываются друг на друга. Наименьшее значение Δt наблюдается между 3 и 4 импульсами. Значение $U_{\text{макс}}$ составило: до отказа – 0,1 В, после отказа – 0,11 В. Частота среза составила 20 МГц. В широком частотном диапазоне от 500 МГц до 5 ГГц характеристика убывает вплоть до минус 26 дБ.

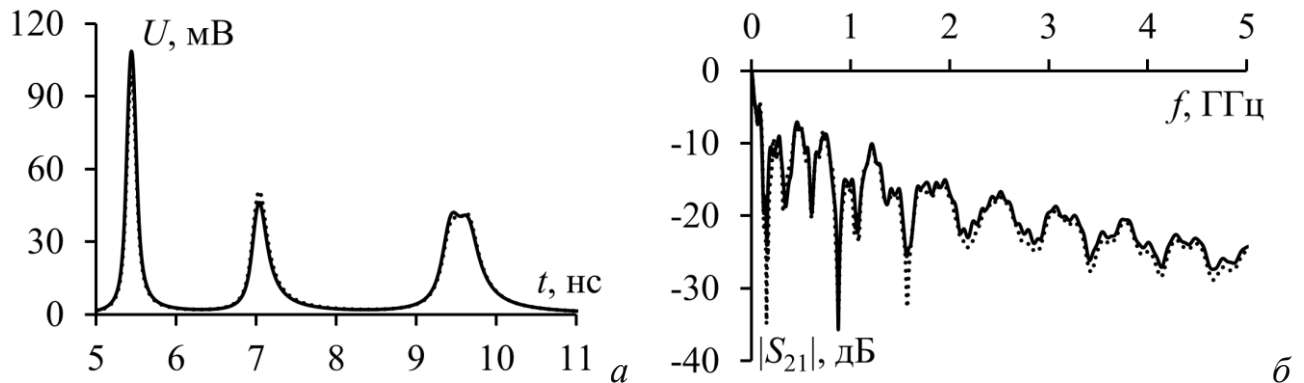


Рисунок 3.28 – Формы разложенных импульсов (а)

и частотная зависимость $|S_{21}|$ (б) структуры 4 до (—) и после (··) отказа

Исследуемая структура с 3-кратным МР с вертикальной симметрией имеет высокую технологичность, так как для ее реализации достаточно технологии изготовления ДПП. Не самая высокая эффективность подавления СШП помех (ниже, чем у структуры 1) обусловлена нарушением симметрии поперечного сечения, что приводит к изменению значений Δt между разложенными импульсами. Простота реализации дает средние значения в области применения. Массогабаритные параметры значительно ниже, чем у структуры 3, из-за низкой плотности трассировки.

3.2.2.5 Пятикратное модальное резервирование на многослойной печатной плате (структура 5)

Структура представляет собой 7-проводную ЛП на МПП с симметрией по двум плоскостям, где проводник 1 является резервируемым, проводники 2, 3 и 4 – резервными, а проводники 5, 6 и 7 – опорными [182]. Эквивалентная схема включения и поперечное сечение представлены на рисунке 3.29. Параметры структуры: $s=700$ мкм, $w=1500$ мкм, $w_1=500$ мкм, $h=510$ мкм, $H=992$ мкм, $t=35$ мкм, $\epsilon_{r1}=10,2$, $\epsilon_{r2}=4,5$, $\text{tg}\delta_1=0,001$, $\text{tg}\delta_2=0,025$, $l=1$ м.

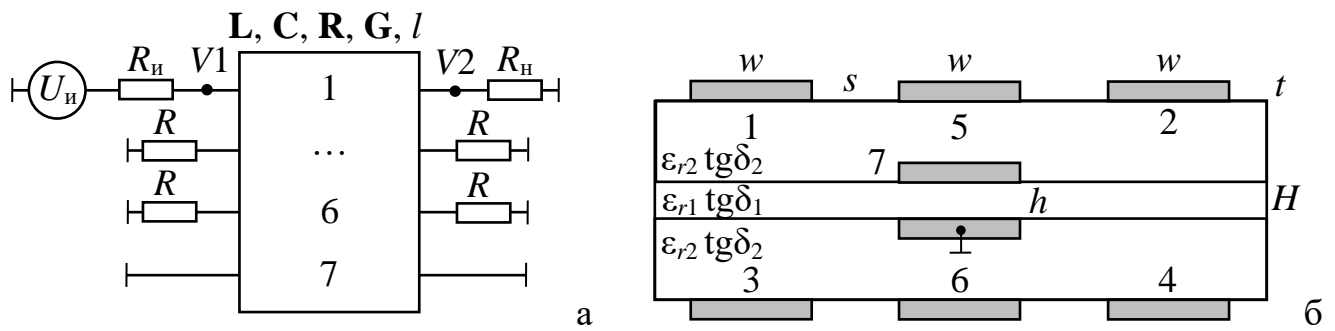


Рисунок 3.29 – Эквивалентная схема включения (а)

и поперечное сечение (б) структуры 5

На рисунке 3.30 представлены временные и частотные характеристики. Видно, что импульс СШП помехи разделился импульсы меньшей амплитуды. При этом из-за слабой связи между проводниками интервалы между ними, а также их амплитуды не выравнены. Сильная дисперсия не позволяет различить все 6 импульсов основных мод. Наименьшее значение Δt наблюдается между 3 и 4 импульсами. Значение $U_{\text{макс}}$ составило: до отказа – 0,12 В, после отказа – 0,12 В. Наблюдаются три f_c : 35 МГц, 75 МГц и 100 МГц. В широком частотном диапазоне от 1000 МГц до 5 ГГц ослабление составляет не менее 16 дБ.

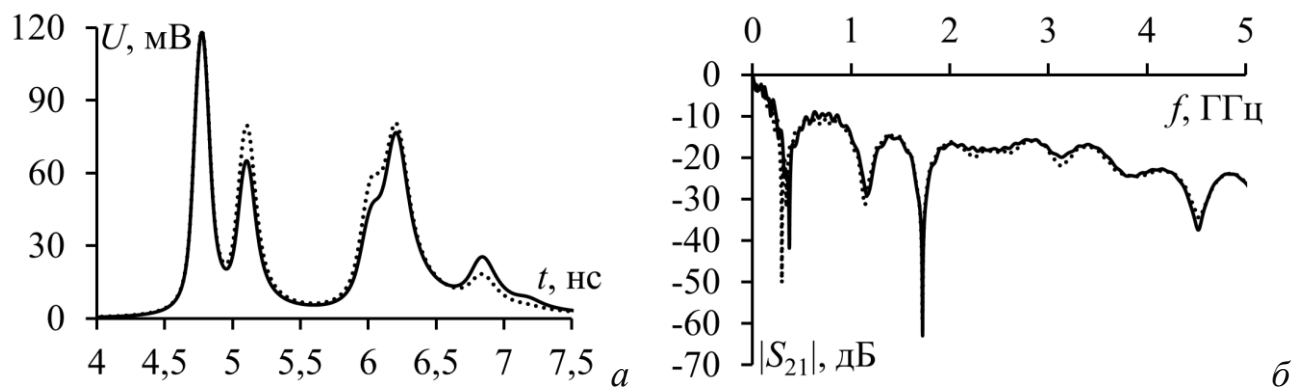


Рисунок 3.30 – Формы разложенных импульсов (а) и частотная

зависимость $|S_{21}|$ (б) структуры 5 до (–) и после (··) отказа

Структура с 5-кратным МР на МПП имеет такую же технологичность что и структуры 1 и 2. Однако из-за того, что интервалы между разложенными импульсами небольшие, на малой длине импульсы могут накладываться. Поэтому эффективность подавления СШП помех ниже, чем у структуры 1. Применимость снижена относительно структур, реализованных на ДПП. Массогабаритные

параметры близки к структуре 1, из-за средней плотности трассировки и длины, достаточной для разложения помехового импульса.

3.2.2.6 Семикратное модальное резервирование на многослойной печатной плате (структура 6)

Структура представляет собой 9-проводную ЛП на МПП с симметрией по двум плоскостям, где проводник 1 является резервируемым, проводники 2, 3, 4, 5, 6, 7 и 8 – резервными, а проводник 9 – опорным [183]. Эквивалентная схема включения и поперечное сечение представлены на рисунке 3.31.

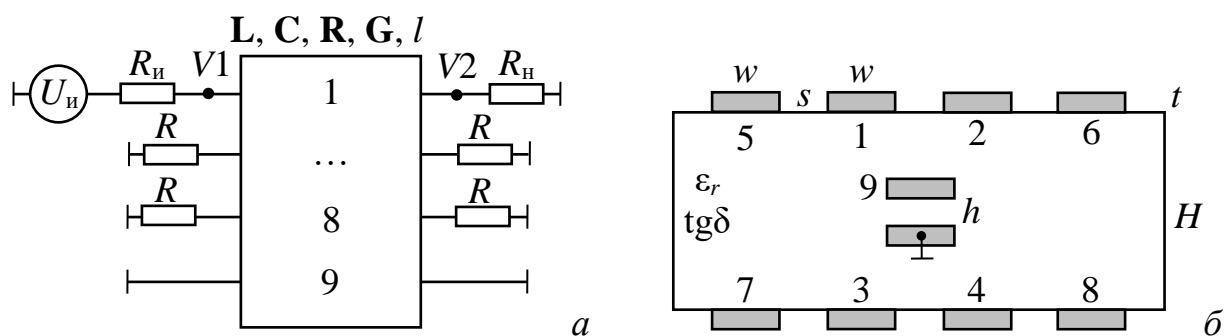


Рисунок 3.31 – Эквивалентная схема включения (а)
и поперечное сечение (б) структуры 6

Параметры структуры составили: $s=600$ мкм, $w=1200$ мкм, $w_1=1000$ мкм, $H=992$ мкм, $t=35$ мкм, $\epsilon_r=4,5$, $\text{tg}\delta=0,025$, $l=2$ м. На рисунке 3.32 представлены временные и частотные характеристики. Видно, что импульс СШП помехи разделился импульсы меньшей амплитуды. Из-за слабой связи между проводниками интервалы между импульсами, а также их амплитуды не выравнены. Наименьшее значение Δt наблюдается между 7 и 8 импульсами. Значение $U_{\text{макс}}$ составило: до отказа – 0,049 В, после отказа – 0,044 В. Наблюдаются три f_c : 45 МГц, 55 МГц и 75 МГц. В широком частотном диапазоне от 900 МГц до 5 ГГц характеристика убывает вплоть до минус 22 дБ.

Структура с 7-кратным МР на МПП имеет схожую технологичность со структурой 1. Однако ее эффективность оказалась ниже, так как интервалы между импульсами и их амплитуды значительно отличаются друг от друга. Применимость снижена относительно структур, реализованных на ДПП. Среднее значение

массогабаритных параметров обусловлено средней плотностью трассировки и длиной достаточной для разложения импульса СШП помехи.

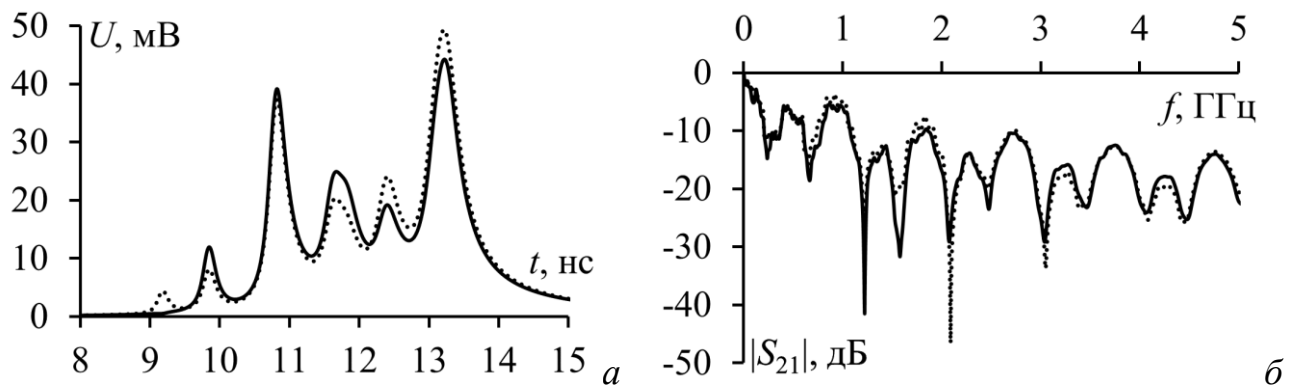


Рисунок 3.32 – Формы разложенных импульсов (а)

и частотная зависимость $|S_{21}|$ (б) структуры 6 до (—) и после (··) отказа

3.2.2.7 Анализ N -норм до и после отказа

В таблице 3.7 представлены вычисленные N -нормы для структур с многократным МР до и после отказа. Из полученных результатов видно, что все исследуемые структуры существенно ослабляют импульс СШП помехи как до, так и после отказа. С точки зрения N_1 , достигается минимальное ослабление в 6,67 раз для структур до отказа и 5,34 раза для структур после отказа. Из-за разложения входного импульса на импульсы меньшей амплитуды, а также из-за влияния потерь значение N_2 значительно уменьшилось для всех структур. Наилучшее ослабление наблюдается для структуры 2 до отказа (до 205 раз), наихудшее – для структуры 2 после отказа (до 14 раз). Значения N_3 практически не меняются во всех рассматриваемых случаях и структурах. С точки зрения N_4 наблюдается ослабление СШП импульса не менее чем в 3,55 раза. Среднедействующее значение напряжения на выходе в узле $V2$ значительно меньше, чем в узле $V1$. Так, наилучшее ослабление N_5 наблюдается для структуры 6 после отказа (до 6,87 раза), наихудшее – для структуры 1 после отказа (до 4,16 раз).

Таким образом, можно сделать вывод, что вероятность выхода из строя компонентов, оканчивающих структуры с МР, будет значительно ниже, чем в структурах с классическим резервированием. Применение МР позволяет

уменьшить риски, связанные с функциональными сбоями, вызванными СШП помехами. Однако, полученные характеристики дают лишь относительную оценку того или иного типа повреждения. Необходимо учитывать конструктивные и схемотехнические решения конкретных узлов и межсоединений для расчета показателей надежности.

Таблица 3.7 – Вычисленные N -нормы для структур с многократным МР до и после отказа

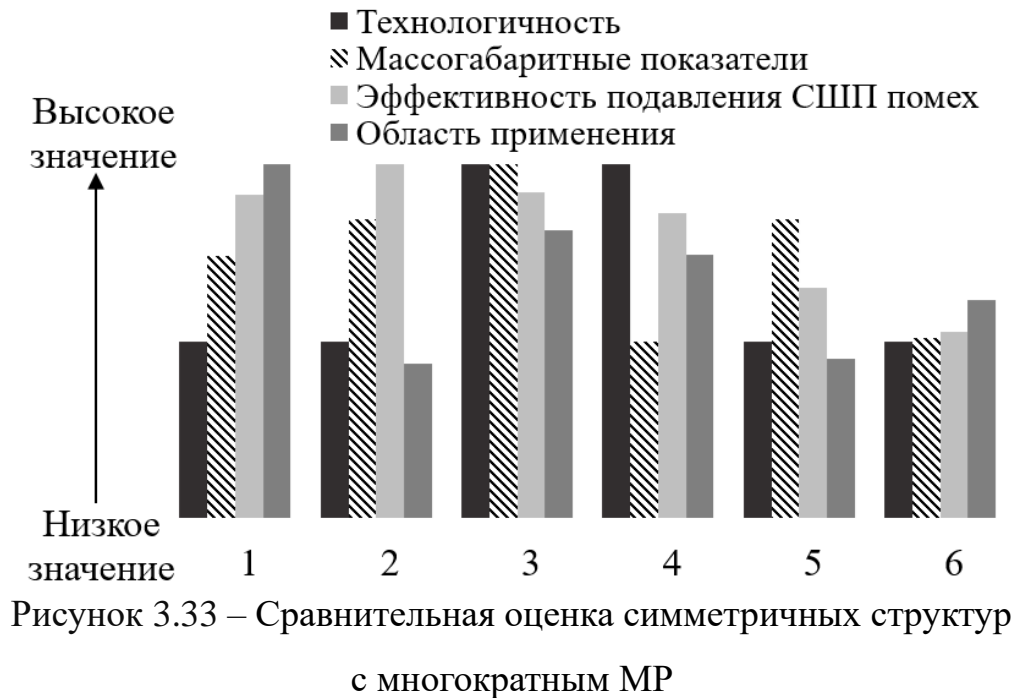
Норма	СШП помеха	Структура					
		1	2	3	4	5	6
N_1 до отказа	1	0,081	0,125	0,095	0,099	0,118	0,049
N_1 после отказа		0,086	0,187	0,130	0,108	0,118	0,044
$N_2 \cdot 10^{-9}$ до отказа	21,26	0,641	0,104	1,009	1,092	1,278	0,196
$N_2 \cdot 10^{-9}$ после отказа		0,639	1,468	0,979	1,090	1,278	0,193
$N_3 \cdot 10^{11}$ до отказа	9,908	9,551	9,597	9,563	9,425	9,580	9,366
$N_3 \cdot 10^{11}$ после отказа		9,733	0,105	9,699	9,485	9,761	9,481
$N_4 \cdot 10^{11}$ до отказа	36,57	9,723	9,642	9,711	9,603	9,685	9,555
$N_4 \cdot 10^{11}$ после отказа		17,78	11,18	10,77	9,973	16,06	12,68
$N_5 \cdot 10^6$ до отказа	9,106	2,177	1,845	2,021	1,598	1,923	1,336
$N_5 \cdot 10^6$ после отказа		2,186	2,031	1,971	1,595	1,947	1,324

3.2.2.8 Сравнительная оценка симметричных структур с многократным модальным резервированием

Все представленные способы (запатентованные изобретения) относятся к конструированию ПП, конкретно к способам их компоновки и трассировки. В результате их применения достигается уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным помехам. Исследуемые в данной работе способы МР на основе симметричных структур обладают различными конструктивными особенностями, электрическими и массогабаритными характеристиками, а также областью применения. Результаты проведенной оценки шести способов МР приведены на рисунке 3.33.

С точки зрения технологичности лучшими являются структуры 3 и 4. Это обусловлено тем, что для их реализации достаточно технологии ДПП. Также существенным плюсом является то, что в таких структурах отсутствует необходимость в СМО или торцевых проводниках. Структуры 1, 2, 5 и 6 обладают

средними показателями, так как для их реализации требуется технология МПП, повышающая сложность изготовления.



При анализе массогабаритных параметров исследуемых способов многократного МР выявлено, что структура 3 также является лучшей. Это обусловлено тем, что в такой структуре плотность трассировки резервируемого и резервных цепей наибольшая. Структуры 1, 2, 5 обладают схожими показателями (одинаковая плотность трассировки, идентичные материалы). Структуры 4 и 6 обладают схожими низкими показателями. В общем случае это обусловлено низкой плотностью трассировки, а также большой длиной.

При квазистатическом анализе эффективности подавления СШП помех выявлено, что лучшей является структура 2 из-за больших временных интервалов между импульсами, а также выровненных амплитуд. Дополнительным преимуществом этой структуры является экранирование резервируемого и резервных проводников. Структуры 1, 3 и 4 обладают также хорошими показателями. Оптимальные структуры способны разложить СШП помеху на 4 импульса меньшей амплитуды с большими временными интервалами между ними. Структуры 5 и 6 имеют средние показатели из-за слабой связи между резервируемым и резервными цепями. Временные интервалы разложенных

импульсов, а также их амплитуды не выровнены. Тем не менее, все рассмотренные структуры способны эффективно защитить узлы и компоненты РЭУ от СШП помех.

С точки зрения области применения, структура 1 является лучшей. Это обусловлено следующими факторами: отсутствует проблемы размещения компонентов РЭУ; высокая эффективность подавления СШП помех; наибольшая полоса пропускания; возможность передачи питания по одному из опорных проводников. Структуры 3 и 4 обладают немного меньшими показателями области применения, так как в обеих структурах симметрия соблюдается лишь в одной плоскости. В результате эффективность подавления СШП помех для разных цепей будет отличаться друг от друга. Структуры 2 и 5 обладают либо средними, либо низкими показателями области применения. Факторами, влияющими на это, являются: сложность в размещении компонентов РЭУ; наложение разложенных импульсов друг на друга; большая занимаемая площадь. Тем не менее, для получения объективных показателей области применения необходимо проводить экспертную оценку рассмотренных способов МР в зависимости от решаемых задач.

Приведены временные и частотные отклики после одного из возможных вариантов отказа (второй проводник отрывается на ближнем и дальнем концах структуры). Показано, что значение $U_{\text{макс}}$ для структур 1, 4 и 5 практически не изменилось. В случае структур 2 и 3 изменение не превышает 30%. Во всех структурах полоса пропускания и общий характер $|S_{21}|$ не изменились.

3.3 Экспериментально-расчетная методика анализа частотных и временных характеристик структур с модальным резервированием

Здесь представлена новая методика проведения экспериментально-расчетных исследований типовых структур с 3-кратным МР. Она включает в себя этапы выполнения измерений устройств в частотной области и дальнейший переход во временную область с помощью ADS. Даны рекомендации по подготовке и проведению экспериментальных исследований. В рамках методики проведены

измерения комплексных S -параметров структуры с 3-кратным МР в частотном диапазоне от 10 МГц до 18 ГГц до и после отказов. Далее, для анализа отклика на СШП помеху на вход резервируемой цепи подавался трапецеидальный импульс с общей длительностью 150 пс. Для всех исследуемых вариантов отказов определено значение $U_{\text{макс}}$. Представлены оптимальный порядок переключения резервных цепей и их наилучшая последовательность. Предложенные методы анализа частотных и временных характеристик позволяют анализировать характеристики прототипов с многократным МР и определить оптимальный порядок переключения резервных цепей. При этом используется минимальный набор технических средств, позволяющий снизить экономические и временные затраты.

3.3.1 Определение структуры в частотной области

В рамках экспериментальных исследований использован прототип с 3-кратным МР. Схема электрических соединений приведена на рисунке 3.34, где Вх. N – SMA-соединитель на ближнем конце структуры, Вых. N – SMA-соединитель на дальнем конце структуры. Параметры поперечного сечения приведены в пункте 3.1.1.

Считается, что структура работает до отказов, если к ближнему и дальнему концам всех проводников подключены согласованные нагрузки номиналом 50 Ом (далее R). Используемый прототип с многократным МР симметричен в поперечном сечении, поэтому S -параметры возможных комбинаций отказов проводников попарно одинаковы и нет необходимости повторять измерение для случаев, когда они дублируются. Основываясь на этом свойстве прототипа, в качестве активного проводника до отказов используется основная линия. Для имитации отказа проводника используют нагрузку XX и нагрузку K3.

Для выявления оптимального порядка переключения проводников необходимо получить наборы S -параметров и временных откликов для требуемых вариантов граничных условий, а именно до отказа и после, при разных вариантах отказов. Варианты отказов в структурах с 3-кратным МР приведены в таблице 3.8.



Рисунок 3.34 – Схема соединений прототипа ПП с многократным МР

Таблица 3.8 – Варианты отказов для структур с 3-кратным МР

Вариант отказа	После отказа 1	№ измерения	Вариант отказа	После отказа 2	№ измерения	После отказа 3 (для всех вариантов)	№ измерения
1	50-XX, 50-50, 50-50	1	4	50-XX, 50-XX, 50-50	7	50-XX, 50-XX, 50-XX	31
						50-XX, XX-50, 50-XX	32
				50-XX, XX-50, 50-50	8	50-XX, 50-K3, 50-XX	33
				50-XX, 50-K3, 50-50	9	50-XX, K3-50, 50-XX	34
				50-XX, K3-50, 50-50	10	50-K3, 50-K3, 50-XX	35
					50-K3, K3-50, 50-XX	36	
	50-K3, 50-50, 50-50	2		50-K3, 50-K3, 50-50	11	50-K3, 50-XX, 50-XX	37
				50-K3, K3-50, 50-50	12	50-K3, XX-50, 50-XX	38
				50-K3, 50-XX, 50-50	13	50-XX, 50-XX, 50-K3	39
				50-K3, XX-50, 50-50	14	50-XX, XX-50, 50-K3	40
		50-XX, 50-K3, 50-K3	41				
2	50-50, 50-XX, 50-50	3	5	50-50, 50-XX, 50-XX	15	50-XX, K3-50, 50-K3	42
				50-50, 50-XX, XX-50	16	50-K3, 50-K3, 50-K3	43
				50-50, 50-XX, 50-K3	17	50-K3, K3-50, 50-K3	44
				50-50, 50-XX, K3-50	18	50-K3, 50-XX, 50-K3	45
					50-K3, XX-50, 50-K3	46	
	50-50, 50-K3, 50-50	4		50-50, 50-K3, 50-K3	19	50-XX, 50-XX, K3-50	47
				50-50, 50-K3, K3-50	20	50-XX, XX-50, K3-50	48
				50-50, 50-K3, 50-XX	21	50-XX, 50-K3, K3-50	49
				50-50, 50-K3, XX-50	22	50-XX, K3-50, K3-50	50
					50-K3, 50-K3, K3-50	51	
3	50-50, 50-50, 50-XX	5	6	50-XX, 50-50, 50-XX	23	50-K3, K3-50, K3-50	52
				XX-50, 50-50, 50-XX	24	50-K3, 50-XX, K3-50	53
				50-K3, 50-50, 50-XX	25	50-K3, XX-50, K3-50	54
				K3-50, 50-50, 50-XX	26	50-XX, 50-XX, XX-50	55
	50-50, 50-50, 50-K3	6				50-XX, XX-50, XX-50	56
				50-K3, 50-50, 50-K3	27	50-XX, 50-K3, XX-50	57
						50-XX, K3-50, XX-50	58
				K3-50, 50-50, 50-K3	28	50-K3, 50-K3, XX-50	59
				50-XX, 50-50, 50-K3	29	50-K3, K3-50, XX-50	60
				XX-50, 50-50, 50-K3	30	50-K3, 50-XX, XX-50	61
						50-K3, XX-50, XX-50	62

Схема соединений для измерения S -параметров ИУ приведена на рисунке 3.35.

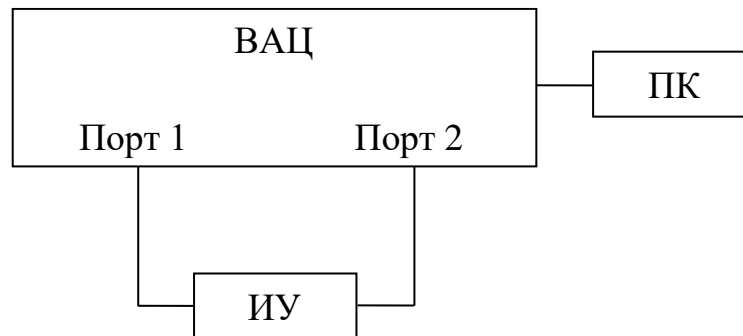


Рисунок 3.35 – Схема соединений для измерения S -параметров ИУ

Для получения S -параметров прототипа с 3-кратным МР необходимо выполнить следующее:

1. Подготовить измерительное оборудование и произвести калибровку в соответствии с инструкцией по эксплуатации;
2. Измерить частотные характеристики до отказа: «Порт 1» P4226 подключить к «Вх. 1», «Порт 2» P4226 подключить к «Вых. 1» прототипа с 3-кратным МР. К свободным SMA-соединителям (6 шт.) подключить R . Провести измерение S -параметров;
3. Измерить частотные характеристики после отказов: «Порт 1» P4226 подключить к «Вх. 1», «Порт 2» P4226 подключить к «Вых. 1» прототипа с 3-кратным МР. Далее на SMA-соединителях «Вх. N » и «Вых. N » путем присоединения КЗ, ХХ, и R необходимо создать граничные условия в соответствии с вариантами отказов для структур с 3-кратным МР и измерить S -параметры;
4. Сохранить полученные данные в формате S2P, номер измерения должен соответствовать граничным условиям на ближнем и дальнем концах резервных проводников.

3.3.2 Определение структуры во временной области

После того, как ИУ с МР измерено в диапазоне частот аналогично, проведен анализ временных характеристик в ADS. Устройство, определенное в частотной

области, представлялось в виде n -портового устройства вместе с уравнениями, определяющими отношения между спектральными переменными каждого порта. Поскольку параметры матрицы рассеяния определялись только для резервируемой цепи на схеме в ADS ИУ рассматривалось как 2-портовое устройство. Схема для анализа устройства с МР во временной области в ADS представлена на рисунке 3.36.

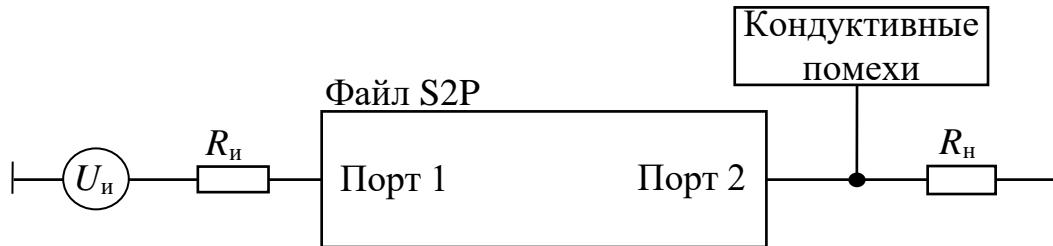


Рисунок 3.36 – Схема для анализа устройства с МР
во временной области в ADS

Для оценки помехоподавляющих характеристик ИУ с МР до и после отказов необходимо подать в порт 1 СШП импульс, удовлетворяющий требованиям стандарта по ЭМС [176]. Отклик на заданное воздействие наблюдается в Порту 2. Для его получения необходимо выполнить следующие шаги:

1. В ADS выполнить импорт S -параметров в формате S2P, соответствующих вариантам до и после отказов;
2. Создать имитационную модель для вычисления отклика;
3. Задать временной шаг и общее время вычисления отклика;
4. Вычислить отклик на заданное воздействие;
5. Отобразить отклик с помощью встроенных инструментов, необходимых для построения диаграмм;
6. Вычислить и оценить амплитуды импульсов разложения в конце резервируемого проводника (порт 2) с использованием аналитической модели для случая псевдосогласования, частичного рассогласования или полного рассогласования устройства с трактом;
7. Вычислить и оценить N -нормы разложенных импульсов в конце резервируемого проводника для различных вариантов отказов.

3.3.3 Апробация методики

В ходе экспериментального исследования измерены частотные характеристики структуры с МР до отказов в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц: $|S_{21}|$, $|S_{11}|$, $|S_{12}|$ и $|S_{22}|$, но в дальнейшем рассматриваются только $|S_{21}|$ и $|S_{12}|$, поскольку исследуется только защитные характеристики данного устройства. Так как структура с МР обладает полной взаимностью (амплитудная, фазовая, частотная) на проход, то характеристики $|S_{21}|$ и $|S_{12}|$ идентичные. На рисунке 3.37а представлена частотная зависимость $|S_{21}|$ для структуры с МР до отказов, полученная в ходе экспериментального исследования в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц. Видно, что исследуемая структура с МР является ФНЧ. Форма огибающей передаточной характеристики структуры обусловлена габаритами и электрическими параметрами структуры.

На рисунке 3.37б представлены результаты эксперимента во временной области, демонстрирующие распространения СШП импульса общей длительностью 0,15 нс с ЭДС 2 В. На дальнем конце структуры с МР наблюдаются 3 импульса со значением $U_{\text{макс}}$ 159 мВ, что в 6,3 раза меньше, чем половина воздействующего ЭДС. В соответствии с предлагаемой методикой измерены частотные характеристики после отказов, а полученные данные сохранены в формате S2P. Выполнено 62 измерения S -параметров после отказов. В таблице 3.9 приведены значения $U_{\text{макс}}$ для всех случаев после отказов. В таблицу 3.10 сведены результаты вычислений N -норм. Эксперимент показал, что до и после отказа норма N_1 почти не изменяется, разница составляет 0,6%. То есть, вероятность сбоя схемы, электрического пробоя и дуговых эффектов до и после отказов не меняется. Норма N_2 до и после отказов увеличивается на 41%. То есть, вероятность сбоя схемы, электрического пробоя и дуговых эффектов до и после отказа увеличивается. Норма N_3 до и после отказов уменьшается на 2%. То есть, вероятность диэлектрического пробоя до и после отказа уменьшается. Норма N_4 до и после отказов увеличивается на 9,5%. То есть, вероятность повреждения оборудования до и после отказа увеличивается. Норма N_5 до и после отказов увеличивается на 1,3%.

То есть, вероятность выгорания компонента до и после отказа незначительно увеличивается.

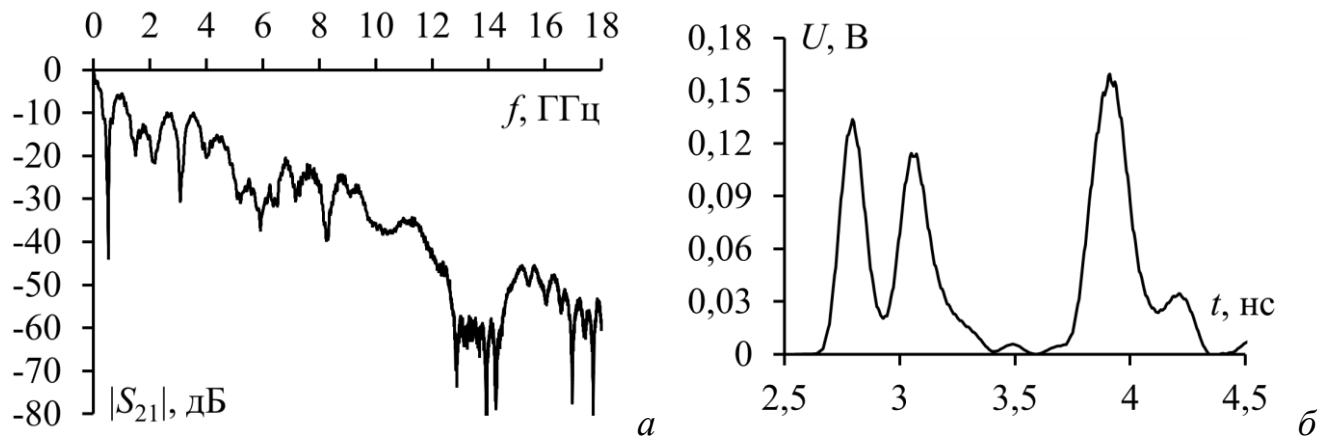


Рисунок 3.37 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ до 18 ГГц (а) и форма напряжения на дальнем конце структуры с МР (б) до отказов

Таким образом, разработана экспериментально-расчетная методика для измерения частотных и временных характеристик посредством проведения экспериментального исследования, отличающаяся возможностью определения оптимального порядка переключения проводников прототипа МПЛ с многократным МР. Такая методика позволяет, используя минимальный набор технических средств получить характеристики прототипа МПЛ с многократным МР и определить оптимальный порядок переключения проводников. Выполнена апробация данной методики. Представлены частотные зависимости $|S_{21}|$ и временные отклики на дальнем конце данной МПЛ до и после отказов (для случая $R-XX$, $K3-R$, $R-XX$), в диапазоне частот от 10 МГц до 1 ГГц. Значение f_1 до отказов равно 0,52 ГГц, а для случая после отказов – 0,34 ГГц. Значения f_c для случаев до и после отказов равны 0,053 и 0,064 ГГц, соответственно. Наблюдается 3 импульса разложения со значениями $U_{\text{макс}}$ по 159 мВ до и после отказов. После отказов наблюдаются отраженные импульсы отрицательной полярности после второго основного импульса и два импульса положительной полярности после третьего основного импульса. Таким образом, увеличивая длительность входного импульса, эти дополнительные импульсы будут значительно влиять на значения $U_{\text{макс}}$ (либо уменьшать, либо увеличивать). Но это требует дополнительных исследований. Для всех остальных вариантов отказа, значения $U_{\text{макс}}$ меньше и достигает 151 мВ ($R-K3$,

КЗ-*R*, *R-R*). Для анализа того, насколько критично влияние импульсов различной длительности на ФБ, использованы *N*-нормы. Они позволили оценить степень воздействия мощного импульса на критичные РЭУ.

Таблица 3.9 – Значения $U_{\text{макс}}$ в конце активного проводника после различных вариантов отказов для структуры с МР

Вариант отказа	После отказа 1	№ измерени я	Вариант отказа	После отказа 2	№ измерени	После отказа 3 (для всех вариантов)	№ измерени я		
1	50-XX, 50-50, 50-50	157	4	50-XX, 50-XX, 50-50	156	50-XX, 50-XX, 50-XX	152		
						50-XX, XX-50, 50-XX	156		
				50-XX, XX-50, 50-50	155	50-XX, 50-K3, 50-XX	158		
				50-XX, 50-K3, 50-50	157	50-XX, K3-50, 50-XX	159		
				50-XX, K3-50, 50-50	158	50-K3, 50-K3, 50-XX	157		
						50-K3, K3-50, 50-XX	152		
	50-K3, 50-50, 50-50	154		50-K3, 50-K3, 50-50	152	50-K3, 50-XX, 50-XX	150		
				50-K3, K3-50, 50-50	151	50-K3, XX-50, 50-XX	157		
				50-K3, 50-XX, 50-50	154	50-XX, 50-XX, 50-K3	151		
				50-K3, XX-50, 50-50	154	50-XX, XX-50, 50-K3	152		
						50-XX, 50-K3, 50-K3	154		
				2	50-50, 50-XX, 50-50	160	5	50-50, 50-XX, 50-XX	157
50-50, 50-XX, XX-50	163	50-K3, 50-K3, 50-K3	153						
50-50, 50-XX, 50-K3	162	50-K3, K3-50, 50-K3	158						
50-50, 50-XX, K3-50	159	50-K3, 50-XX, 50-K3	151						
		50-K3, XX-50, 50-K3	152						
50-50, 50-K3, 50-50	158	50-50, 50-K3, 50-K3	159					50-XX, 50-XX, K3-50	154
		50-50, 50-K3, K3-50	157		50-XX, XX-50, K3-50	157			
		50-50, 50-K3, 50-XX	163		50-XX, 50-K3, K3-50	155			
		50-50, 50-K3, XX-50	160		50-XX, K3-50, K3-50	157			
					50-K3, 50-K3, K3-50	152			
		3	50-50, 50-50, 50-XX		161	6		50-XX, 50-50, 50-XX	156
XX-50, 50-50, 50-XX	155							50-K3, 50-XX, K3-50	156
50-K3, 50-50, 50-XX	155			50-K3, XX-50, K3-50			158		
K3-50, 50-50, 50-XX	157			50-XX, 50-XX, XX-50			152		
				50-XX, XX-50, XX-50			154		
50-50, 50-50, 50-K3	158			50-K3, 50-50, 50-K3			151	50-XX, 50-K3, XX-50	157
					50-XX, K3-50, XX-50		155		
			K3-50, 50-50, 50-K3	174	50-K3, 50-K3, XX-50		157		
			50-XX, 50-50, 50-K3	157	50-K3, K3-50, XX-50		152		
			XX-50, 50-50, 50-K3	158	50-K3, 50-XX, XX-50		150		
					50-K3, XX-50, XX-50		156		

Таблица 3.10 – Вычисленные *N*-нормы до и после отказов

Вариант	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
до отказа	0,159	$4,45 \cdot 10^9$	$7,96 \cdot 10^{-11}$	$7,96 \cdot 10^{-11}$	$2,64 \cdot 10^{-6}$
после отказа	0,158	$10,7 \cdot 10^9$	$7,65 \cdot 10^{-11}$	$9,63 \cdot 10^{-11}$	$2,71 \cdot 10^{-6}$

3.4 Основные результаты раздела

1. Представлены результаты экспериментального исследования структуры с однократным МР до и после отказов. Выявлено, что при электродинамическом анализе значения f_c для ХХ и КЗ на одном конце резервного проводника отличаются от схемы в рабочем состоянии на 5,2 и 50%, а значения f_1 – на 0,8 и 22%, соответственно. При эксперименте значения f_c для ХХ и КЗ на одном конце резервного проводника отличаются от схемы в рабочем состоянии на 9,8 и 45%, а значения f_1 на – 1,8 и 19%, соответственно. Анализ временного отклика на воздействие СШП импульса длительностью 0,15 нс показал наличие отраженных импульсов. Их амплитуды зависят от конечных нагрузок на концах резервного проводника, при этом значение $U_{\text{макс}}$ остается практически неизменным. Для импульса длительностью 1,5 нс основные импульсы сливаются с отраженными, а значение $U_{\text{макс}}$ увеличивается в 1,5 раза. После отказов, значение $U_{\text{макс}}$ изменяется на 1,2% для импульса 0,15 нс и на 41% для импульса 1,5 нс.

2. Представлены результаты анализа целостности полезного сигнала в структуре с однократным МР до и после отказов. Выявлено, что переданные ранее битовые последовательности могут влиять на фронт и амплитуду последующих импульсов. Это обусловлено интерференцией падающих и отраженных волн, перекрестными помехами, символьной дисперсией и их различной скоростью распространения вдоль исследуемой структуры. Это приводит к появлению плотности распределения вероятности отклонения фазы и амплитуды полезного сигнала. Тем не менее, полученные результаты показывают, что в случае возникновения отказа, качество сигнала ухудшается незначительно. Так, информационно-зависимые фазовые отклонения изменяются с 12 (50-50) до 19 пс (ХХ-50). Во всех исследуемых вариантах «глаз» остается открытым, следовательно, вероятность возникновения битовых ошибок при приеме такого сигнала будет низкой. Рассогласование резервной цепи имеет наибольшее влияние на амплитудный шум. В результате, отношение сигнал/шум уменьшается с 57 (50-50) до 28 (ХХ-50).

3. На основе 3-С структуры предложен новый способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием на четырехслойной печатной плате, отличающийся тем, что опорный проводник выполнен в виде двух проложенных друг под другом внутри диэлектрической подложки и закороченных между собой только на концах, так что проводники резервируемой и резервной цепей вместе с дополнительным опорным проводником образуют пятипроводную связанную линию передачи, а радиоэлектронные компоненты размещаются на внешних сторонах печатной платы.

4. Представлен анализ и систематизация способов многократного МР на основе симметричных структур. Проведена оценка технологичности шести способов МР, эффективности подавления СШП помех с их помощью и области применения. С помощью N -норм выполнена оценка критичности разложенных импульсов для каждой структуры до и после отказа. Выявлено, что все исследуемые структуры с МР позволяют значительно ослабить импульс СШП помехи.

5. Предложена экспериментально-расчетная методика анализа структур с модальной фильтрацией, включающая в себя измерения S -параметров в частотном диапазоне, переход во временную область для вычисления откликов на воздействие СШП помех и оценку уменьшения их опасности на основе N -норм.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ОТ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

В данном разделе представлены результаты исследования устройств защиты электрических цепей от СШП помех. Рассматриваются частотные и временные характеристики МФ на основе модифицированной МПЛ с двумя боковыми проводниками, заземленными на концах [184]. Анализ N -норм разложенных импульсов при воздействии СШП помехи показал ее значительное ослабление. Реализация предложенного МФ трансформирует широко используемую МПЛ в защитное устройство без существенных затрат. Исследуется МФ на основе модифицированной КПЛ [185, 186]. Экспериментально показана возможность разложения импульса СШП помехи в МФ, образованном за счет двух вырезов в опорной плоскости КПЛ. Представлены новые схемы трассировки высокочастотных ЛП, позволяющие защитить электрические цепи от СШП помех без использования дополнительных устройств [187–190]. Представлены результаты исследования МФ на основе МПЛ с РПМ [191–193]. Его применение позволило значительно ослабить импульс СШП помехи. Разработан корпус для помехоподавляющего устройства силовой шины электропитания (СШЭП) КА [194], состоящего из МФ на ДПП и фильтра на элементах с сосредоточенными параметрами. Выявлено, что наличие ПП внутри экранированного объема незначительно влияют на ЭЭ корпуса. На основе результатов, полученных в данном разделе, а также разделах 2 и 3, разработаны практические рекомендации по проектированию межсоединений ПП для защиты электрических цепей от СШП помех.

4.1 Модальный фильтр на основе микрополосковой линии с двумя боковыми проводниками, заземленными на обоих концах

Разработчики РЭУ постоянно модифицируют МПЛ для улучшения их характеристик [195–201]. Структура, состоящая из опорного проводника в виде

проводящего слоя, диэлектрической подложки на опорном проводнике и сигнального проводника в виде полосы на подложке, является широко используемой [202]. Однако часто полоса пропускания МПЛ гораздо шире полосы полезного сигнала. Это способствует распространению по ней высокочастотных помех и требует установки фильтров для ослабления кондуктивных эмиссий. Между тем обычная МПЛ с двумя дополнительными проводниками сверху может обладать свойствами МФ [203]. Такое устройство способно защитить уязвимую цепь от СШП помех за счет модальных искажений [204, 185]. К сожалению, МФ из работы [205] трудно реализовать, поскольку боковые проводники находятся в воздухе. Поэтому в данном подразделе представлено экспериментальное исследование нового МФ на основе МПЛ с двумя боковыми проводниками, заземленными на обоих концах. Такой МФ легко реализуется на ПП и может обладать приемлемым ослаблением СШП помех.

4.1.1 Прототип модального фильтра и методы эксперимента

В работе [206] предложен новый МФ, который является модификацией обычной МПЛ, образованный путем добавления на подложку двух боковых проводников, соединенных на обоих концах с опорным проводником. На рисунке 4.1 представлено поперечное сечение такого МФ. Его параметры составили: $t=105$ мкм, $w=0,4$ мм, $w_1=0,365$ мм, $h=0,18$ мм, $d=1$ мм, $s=0,9$ мм, $\epsilon_r=4,5$. Такая структура позволяет получить разложение СШП импульса, воздействующего между сигнальным и опорными проводниками МПЛ, на два импульса равной амплитуды. Это достигается за счет различных скоростей распространения мод в таком МФ.

На рисунке 4.2а представлена схема соединения исследуемого МФ. Возможность разложения показана на примере трапецеидального импульса с ЭДС 5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс (рисунок 4.2б). Такое воздействие выбрано потому, что его форма легко анализируется и позволяет точно определить время прихода разложенных импульсов.

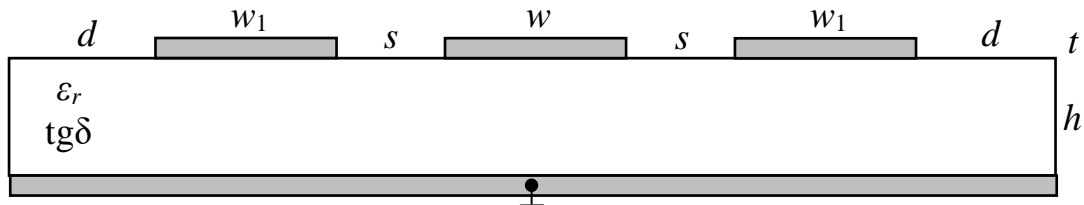


Рисунок 4.1 – Поперечное сечение МПЛ с двумя боковыми проводниками

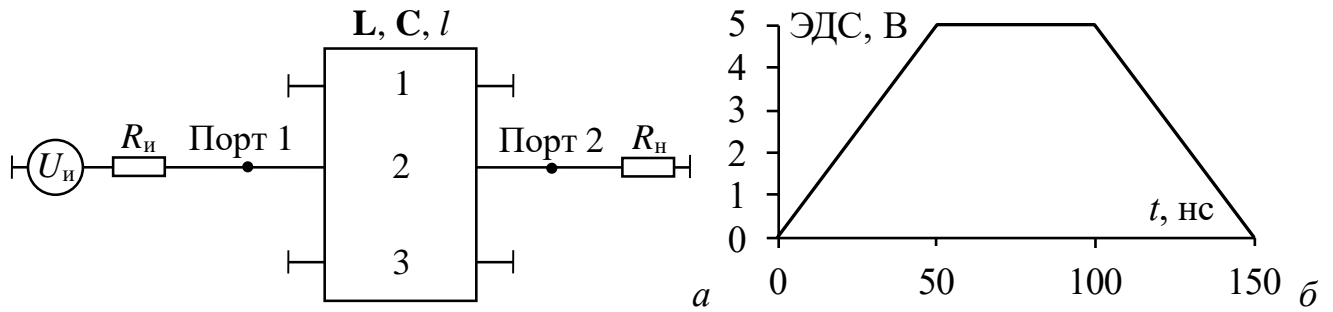


Рисунок 4.2 – Схема соединения МФ (а) и используемый импульс СШП помехи (б)

Параметры схемы: длина линии $l=1$ м, внутренние сопротивления источника СШП импульса и нагрузки $R_{и}=R_{н}=50$ Ом. Боковые заземленные проводники соединены на ближнем и дальнем концах с опорным. Матрицы \mathbf{C} (пФ/м) и \mathbf{L} (нГн/м) выглядят следующим образом:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 136,4 & -1,423 & 0,277 \\ -1,423 & 14,45 & -1,423 \\ -0,277 & -1,423 & 136,4 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 256,6 & 11,35 & 2,777 \\ 11,35 & 245,2 & 11,35 \\ 2,777 & 11,35 & 256,6 \end{bmatrix}.$$

Корень квадратный из собственных значений произведения этих матриц определяет значения погонных задержек мод в ЛП: $\tau_1=5,796$ нс/м, $\tau_2=5,889$ нс/м, $\tau_3=6,089$ нс/м. Однако из-за симметрии двух боковых проводников амплитуда импульса моды 2 равна нулю. В результате остаются только импульсы мод 1 и 3. Интервал между ними $l(\tau_1-\tau_3)$ составил 0,293 нс. На рисунке 4.3 представлены формы выходного напряжения, вычисленные без учета потерь с помощью численного модифицированного узлового метода в частотной области. Видно, что отклик представляет собой два импульса с интервалом между ними 0,293 нс и равными амплитудами по 1,23 В.

Для экспериментального подтверждения модальной фильтрации в исследуемой структуре, изготовлен прототип МФ. Его параметры: $t=70$ мкм,

$w=0,45$ мм, $w_1=0,2$ мм, $h=0,5$ мм, $d=1$ мм, $s=0,45$ мм, $\varepsilon_r=4$, $\text{tg}\delta=0,03$, $l=337$ мм. Для установки прототипа МФ в экранированную ТЕМ-камеру общие размеры ПП приняты равными 100×100 мм². На рисунке 4.4 представлены фотошаблоны верхнего и нижнего слоев ПП, а также фото изготовленного прототипа.

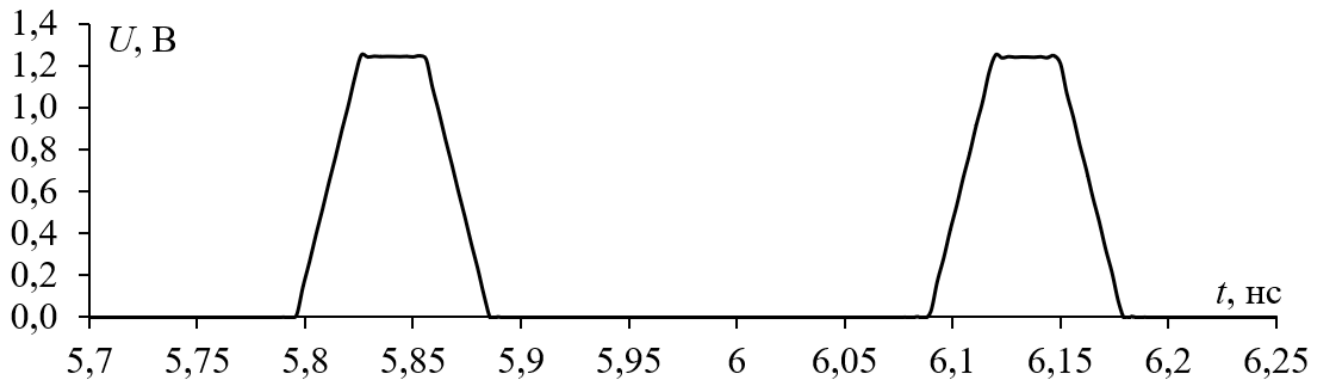


Рисунок 4.3 – Временной отклик в порту П2, вычисленный численным методом

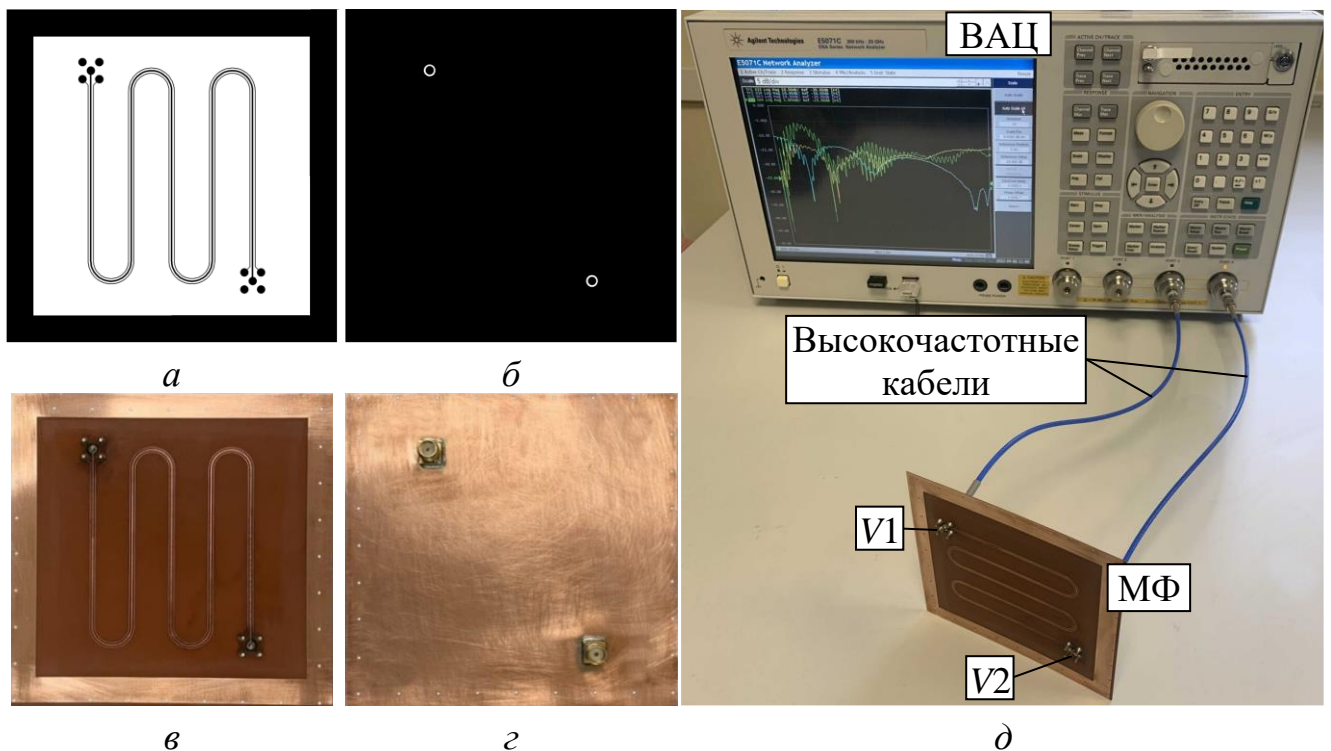


Рисунок 4.4 – Верхний (а) и нижний (б) слои фотошаблона, фотографии верхней (в) и нижней (г) сторон изготовленного прототипа, а также экспериментальная установка (д) для анализа частотных характеристик МФ

Для уменьшения длины ПП выполнена трассировка проводников структуры в виде меандра. Связь между полувитками является слабой, поскольку расстояние между ними составило 10 мм. Для соединения МФ с измерительным оборудованием использованы коаксиально-микрополосковые переходы с прямым

типом подключения. Их вносимое затухание не превышает 0,5 дБ в частотном диапазоне от 0 до 12 ГГц. На рисунке 4.4д показана экспериментальная установка для анализа частотных характеристик МФ. Исследуемый МФ подключался к ВАЦ с помощью высокочастотных кабелей. В качестве ВАЦ использован E50771 C (Agilent Technologies). Анализ частотных характеристик проводился в диапазоне от 10 МГц до 12 ГГц. Перед началом измерений проведена 2-портовая SOLT-калибровка.

После того, как МФ был определен в частотной области, его характеристики были переопределены во временные в ADS. На вход исследуемого МФ (узел V1) подавался гауссов импульс длительностью 67 пс по уровню 0,5 (рисунок 4.5). Такое воздействие соответствует определению СШП помехи из стандарта по ЭМС [176].

Для подтверждения результатов измерений выполнены квазистатический и электродинамический виды анализа МФ в ADS с помощью метода моментов. Исследуемый МФ анализировался в частотном диапазоне от 0 до 12 ГГц. При этом в качестве материала подложки задан стеклотекстолит FR-4, а проводника – медь. Для учета влияния частотной зависимости потерь в диэлектрике использована модель Свенссона/Джорджевича [177]. Для оценки опасности разложенных импульсов на выходе МФ использованы N -нормы.

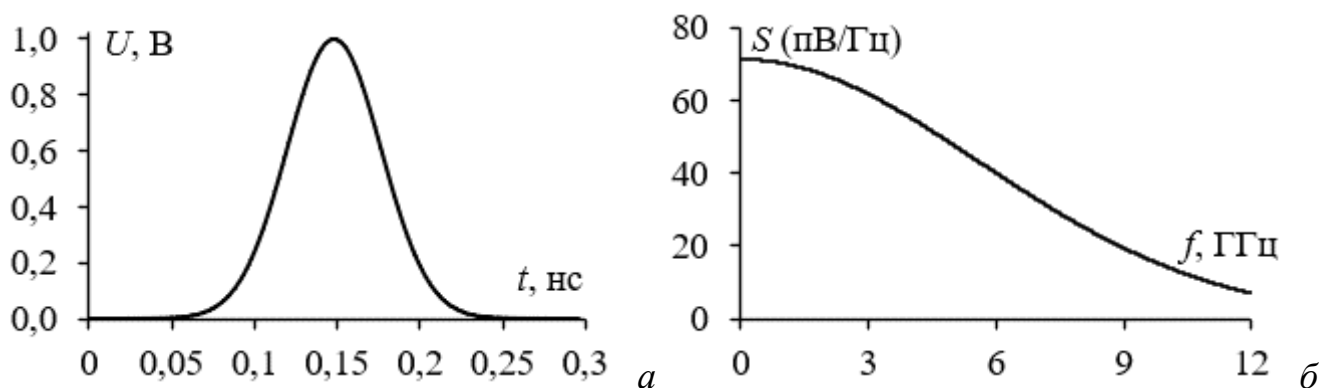


Рисунок 4.5 – ЭДС (а) используемого СШП импульса
и его спектральная плотность по напряжению (б)

4.1.2 Результаты вычислительного и лабораторного экспериментов

На рисунке 4.6 представлены частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные в результате измерения, а также с помощью квазистатического и электродинамического видов анализа.

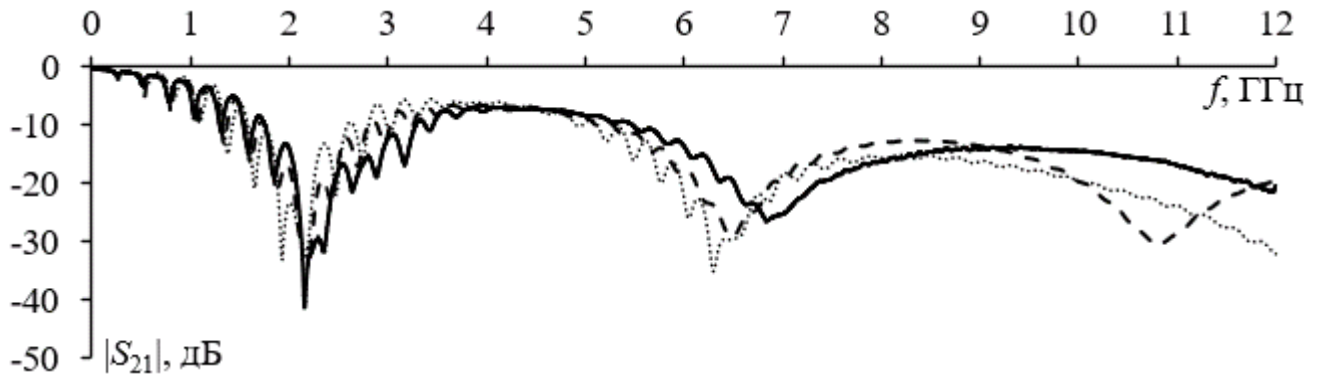


Рисунок 4.6 – Частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные с помощью квазистатического (---) и электродинамическом (· ·) видов анализа, а также измерения (—)

Видно, что характеристики исследуемого МФ близки к характеристикам ФНЧ. Значения f_c составили: 0,521 ГГц для квазистатического и 0,756 ГГц для электродинамического видов анализа, а также 0,741 ГГц для измерения. Результаты, полученные с помощью трех подходов, хорошо согласуются между собой. Максимальное отклонение наблюдается на частоте 10,84 ГГц между квазистатическим анализом и измерением. Это обусловлено отличием реальных электрических и геометрических параметров ПП от значений, принятых при квазистатическом анализе. Также влияние оказывает то, что в ходе квазистатического анализа не учитываются высшие типы волн и потери на излучение.

На рисунке 4.7 представлены формы выходного напряжения, полученные с помощью численных методов и измерения. Видно, что СШП импульс разделился на два импульса меньшей амплитуды. При этом наблюдается хорошая согласованность результатов моделирования и измерения. Лучше всего согласуются результаты измерения и электродинамического анализа. В таблицу 4.1 сведены вычисленные нормы.

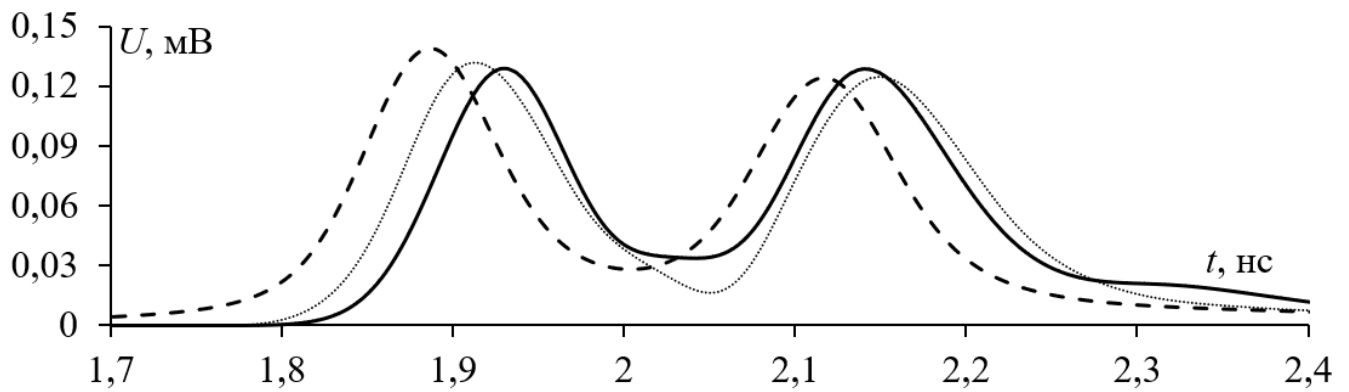


Рисунок 4.7 – Формы выходного напряжения, полученные с помощью квазистатистического (---) и электродинамического (· ·) видов анализа, а также измерений (—)

Таблица 4.1 – Вычисленные N -нормы разложенных импульсов

Результаты	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
Входное воздействие	0,5	$10,61 \cdot 10^{10}$	$3,566 \cdot 10^{-11}$	$3,701 \cdot 10^{-11}$	$3,552 \cdot 10^{-6}$
Квазистатика	0,139	$2,108 \cdot 10^9$	$3,406 \cdot 10^{-11}$	$3,681 \cdot 10^{-11}$	$1,669 \cdot 10^{-6}$
Электродинамика	0,141	$2,147 \cdot 10^9$	$3,491 \cdot 10^{-11}$	$3,634 \cdot 10^{-11}$	$1,577 \cdot 10^{-6}$
Измерения	0,129	$2,029 \cdot 10^9$	$3,509 \cdot 10^{-11}$	$3,685 \cdot 10^{-11}$	$1,659 \cdot 10^{-6}$

Результаты показывают уменьшение каждой нормы по сравнению со входным воздействием. Уменьшение N_1 обусловлено разложением входного воздействия на 2 импульса меньшей амплитуды. Дополнительное ослабление оказывают потери в проводниках и диэлектрике. Значения N_2 сильно уменьшились. В первую очередь, это обусловлено уменьшением скорости нарастания напряжения из-за разложения СШП импульса. Также сильное влияние на N_2 оказывает сглаживание разложенных импульсов из-за дисперсии, вызванной потерями. В случае N_3 и N_4 не наблюдается значительного ослабления. Разделение разложенных импульсов во времени позволило уменьшить N_5 не менее чем в 2 раза.

4.2 Модальный фильтр на основе модифицированной копланарной линии передачи

В данном подразделе рассмотрен МФ, полученный за счет модификации МПЛ и КПЛ. Это достигается, например, за счет двух вырезов в опорной плоскости. В работе [185] экспериментально показана возможность ослабления

СШП помехи в МФ с пассивным проводником в вырезе опорной плоскости. Два выреза в опорной плоскости КПЛ также позволяют ослабить опасный импульс СШП помехи. Так, в работе [207] рассматривается влияние двух способов соединения опорных проводников (на концах МФ и вдоль всей длины) на разложение импульса СШП помехи в МФ на ДПП. Ослабление такого воздействия за счет модификации КПЛ впервые экспериментально показано в [186]. Такое исследование представляется актуальным, так как позволит оценить ослабление импульса СШП помехи за счет двух вырезов в опорной плоскости обычной КПЛ.

4.2.1 Конструкция модального фильтра, подходы и методы

На рисунке 4.8а показан переход от КПЛ к МФ, а на рисунке 4.8б – схема подключения МФ. Так, МФ получен путем модификации опорного проводника широко используемой КПЛ.

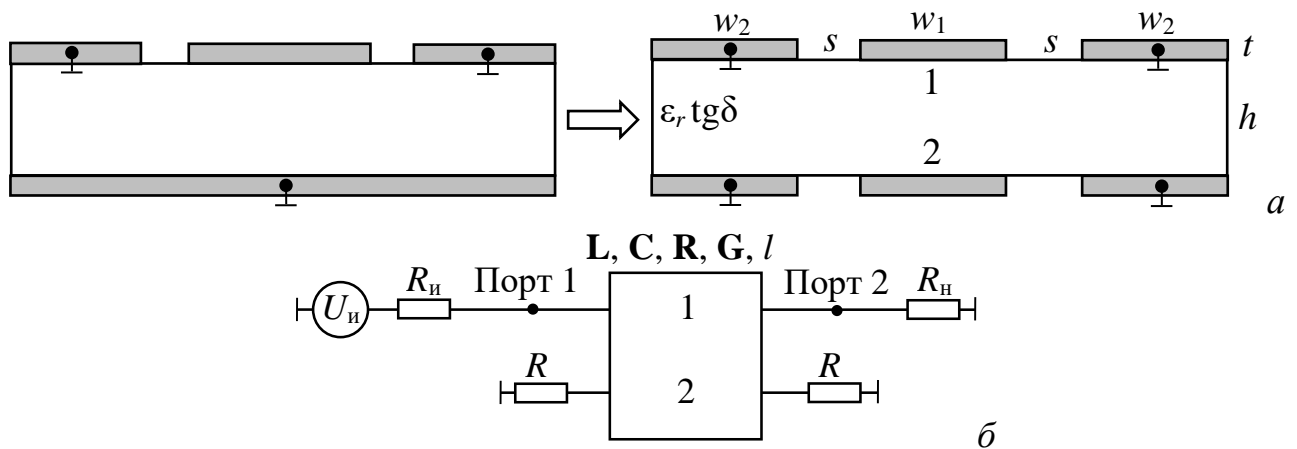


Рисунок 4.8 – Пример перехода от КПЛ к МФ на ДПП (а)
и схема включения МФ (б)

Активный проводник соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС $U_{\text{и}}$, и внутренним сопротивлением $R_{\text{и}}$. На другом конце активный проводник соединен с нагрузкой $R_{\text{н}}$. Значения всех сопротивлений составили 50 Ом. Все опорные проводники соединены между собой вдоль всей длины, образуя единый опорный проводник, и на схеме не обозначаются. Соединение опорных проводников вдоль всей длины

позволяет рассматривать только 2 проводника в поперечном сечении МФ. В результате в МФ распространяются лишь 2 моды – синфазная и дифференциальная.

Далее выполнена трассировка МФ с общей длиной проводников 53 мм и геометрическими параметрами: $h=250$ мкм, $t=18$ мкм, $w_1=600$ мкм, $w_2=2000$ мкм и $s=270$ мкм. Для проведения измерений изготовлен прототип КПЛ. В качестве подложки прототипа использован ламинат RO4350B с $\epsilon_r=3,66$ и $\text{tg}\delta=0,0031$. На рисунке 4.9а, б представлены фотошаблоны верхнего слоя, а также общий двумерный вид. Нижний слой представляет собой сплошной полигон. Полигон на верхнем слое соединен с полигоном на нижнем слое через СМО. Их внутренний диаметр составил 200 мкм. Присоединение переходов осуществлялось с помощью пайки 4 выводов коаксиально-микрополоскового перехода 142-0701-851 (JOHNSON) на верхнем и нижнем слоях. Изготовленный прототип КПЛ представлен на рисунке 4.9в.

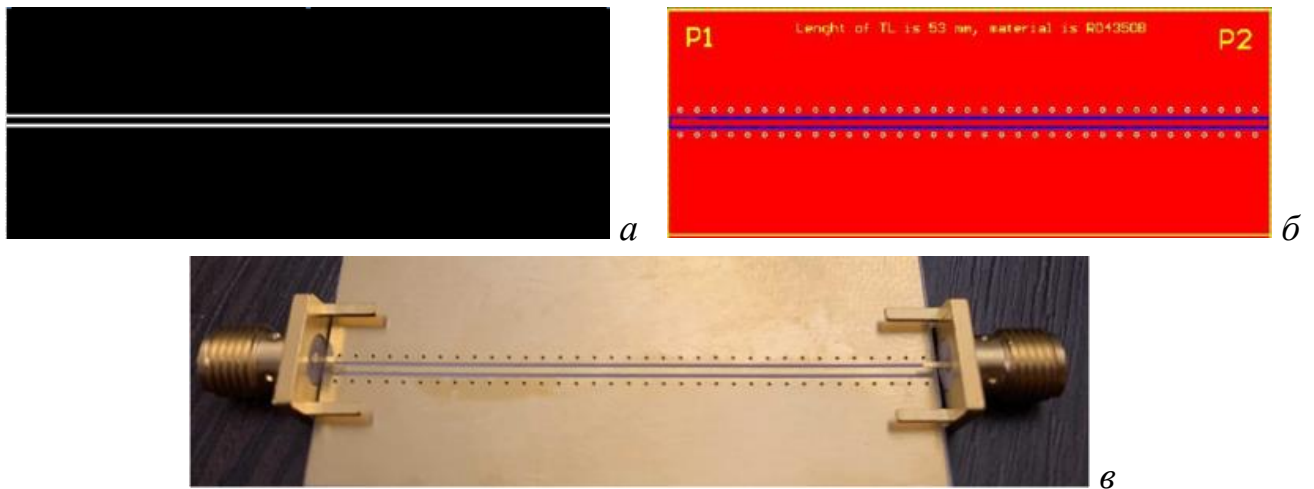


Рисунок 4.9 – Фотошаблон верхнего слоя (а), двумерный вид (б), а также фото изготовленного прототипа (в)

Экспериментальные исследования во временной и частотной областях для прототипов КПЛ и МФ проводились на основе измерения S -параметров с помощью ВАЦ Панорама Р4226 (Микран). ИУ подключались к ВАЦ через высокочастотные фазостабильные кабельные сборки. Измерения проводились в частотном диапазоне от 0 до 18 ГГц с шагом 10 МГц. Перед проведением измерений проводилась 2-портовая SOLT-калибровка для устранения систематической погрешности

используемого оборудования. Экспериментальная установка для анализа частотных характеристик представлена на рисунке 4.10а. После того как ИУ стали определенными в частотной области использован ADS для анализа временных характеристик. В качестве импульса СШП помехи использован гауссов импульс с общей длительностью 200 пс. Большая часть энергии такого импульса лежит в диапазоне от 0 до 18 ГГц. При этом данное воздействие соответствует определению СШП помехи из стандарта по ЭМС [176]. Форма напряжения и спектральная плотность используемого импульса СШП помехи представлены на рисунке 4.10б, в, соответственно.

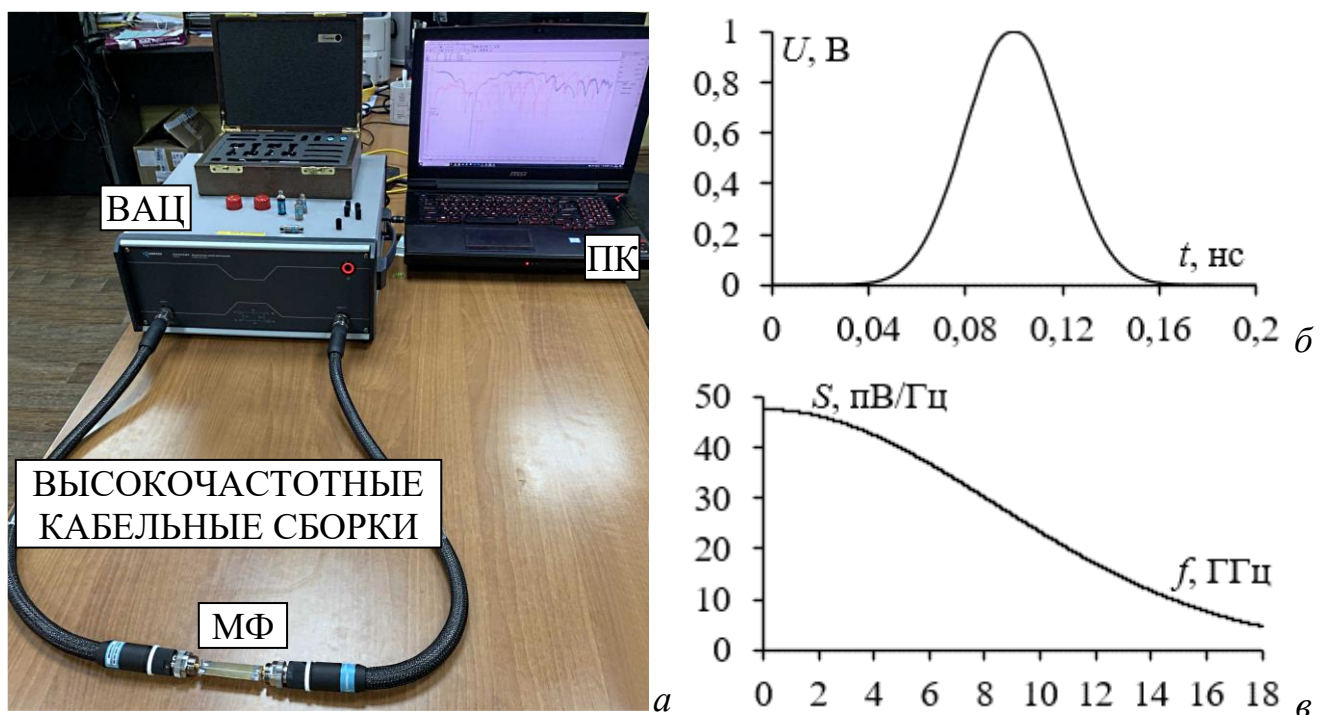


Рисунок 4.10 – Экспериментальная установка для анализа частотных характеристик (а), форма напряжения импульса СШП помехи (б) и ее спектральная плотность напряжения (в)

Для подтверждения результатов измерения КПЛ и МФ выполнен электродинамический анализ в ADS и квазистатический анализ в ПО TALGAT. Результаты во временной и частотной областях

4.2.2 Анализ копланарной линии передачи

На рисунке 4.11 показаны полученные частотные зависимости $|S_{21}|$ и временные отклики на выходе КПЛ, полученные при измерении и моделировании. По результатам измерения, значение f_c составило 14,49 ГГц. Видно, что результаты измерения и моделирования хорошо согласуются до 10 ГГц. Однако присутствуют отличия квазистатического анализа от электродинамического и измерения. Основной вклад в такой результат дают неучтенные влияние межслойных переходных отверстий, расположенных вдоль всей структуры, а также влияние коаксиально-микрополосковых переходов. Особо сильно это проявляется на частотах свыше 10 ГГц. Отличия же между электродинамическим анализом и измерениями обуславливается только неучтенным влиянием переходов. Отклонение между электродинамическим анализом и измерением составило 6,06%.

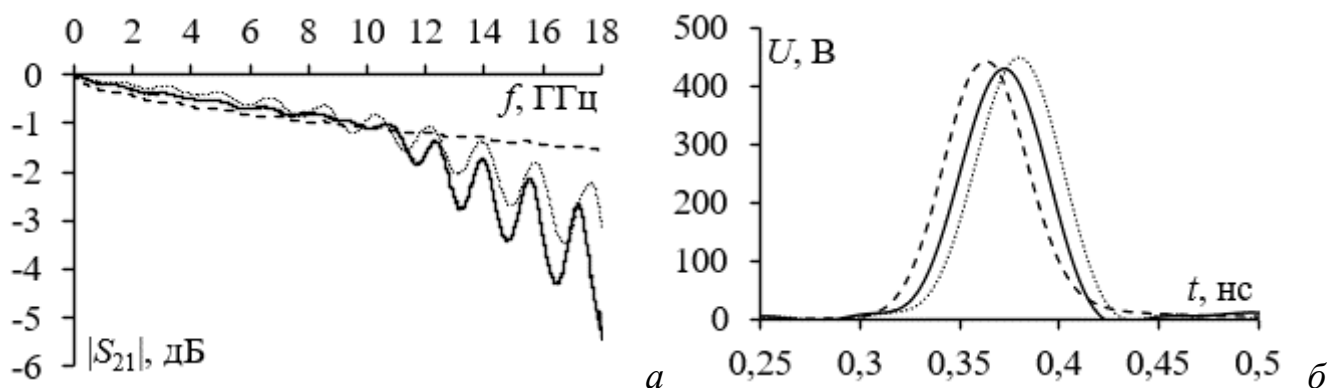


Рисунок 4.11 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ (а) и временные отклики (б) на выходе КПЛ, полученные при измерении (—), квазистатическом (--) и электродинамическом (··) видах анализа

Из рисунка 4.11 видно, что импульс СШП помехи в КПЛ незначительно ослабляется. При этом форма и длительность воздействия остаются практически неизменными. По результатам измерения видно, что значение $U_{\text{макс}}$ для КПЛ составило 441 мВ (ослабление в 1,2 раза по отношению к половине ЭДС). Отклонение между измерением и квазистатическим анализом составило 1,38%, измерением и электродинамическим анализом – 2,3%, а квазистатическим и

электродинамическим анализом – 0,9 %. Значения f_c и $U_{\text{макс}}$ для КПЛ приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Полученные характеристики КПЛ

Параметр	Вид анализа		
	Электродинамический	Квазистатический	Измерения
f_c , ГГц	16,36	–	14,49
$U_{\text{макс}}$, мВ	449	441	429

4.2.3 Анализ модального фильтра на двухсторонней печатной плате

После проведения измерений КПЛ, в его опорной плоскости сделаны два выреза симметрично верхним, так что в ней образовался проводник, расположенный зеркально верхнему. На рисунке 4.12 показаны полученные частотные зависимости $|S_{21}|$ и временные отклики на выходе МФ, полученные при измерении и моделировании.

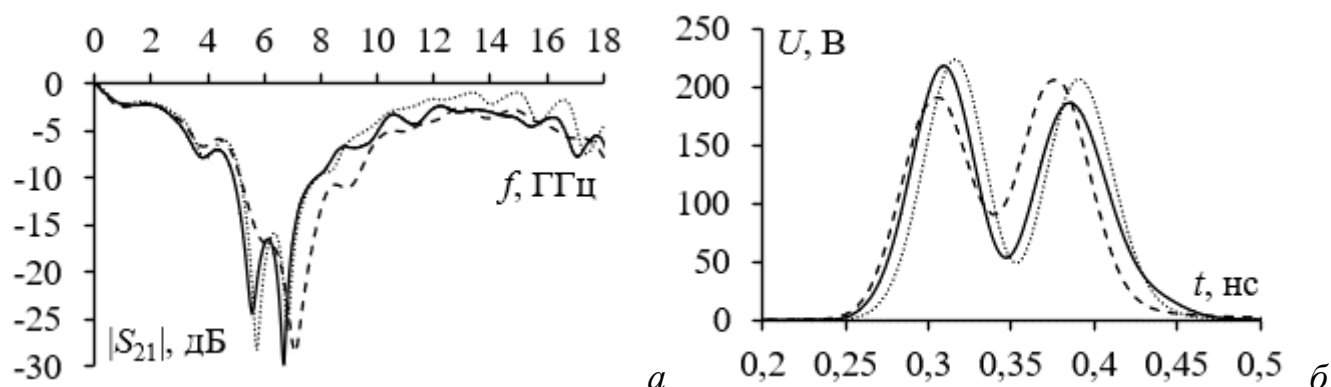


Рисунок 4.12 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ (а) и временные отклики на выходе МФ (б), полученные при (–) измерении, квазистатическом (– –) и электродинамическом (··) видах анализа

В таблице 4.3 приведены значения f_c , f_1 и f_2 , амплитуды первого U_1 и второго U_2 разложенных импульсов, а также Δt , полученные с помощью различных видов анализа. По результатам измерений, значение f_c составило 2,55 ГГц. Видно, что результаты моделирования и измерения хорошо согласуются. Отличия результатов могут быть обусловлены различием геометрических параметров прототипа МФ и их математических моделей. Как и в случае с КПЛ, отличие квазистатического

анализа от эксперимента обусловлено неучтенным влиянием межслойных металлизированных отверстий, а также переходов. Отклонение между измерением и квазистатическим анализом составило 0,6%, измерением и электродинамическим анализом – 3,8%.

Таблица 4.3 – Полученные характеристики МФ

Параметр	Вид анализа		
	Электродинамический	Квазистатический	Измерение
f_c , ГГц	2,75	2,58	2,55
f_1 , ГГц	5,68	5,85	5,06
f_2 , ГГц	6,87	6,97	6,65
U_1 , мВ	223	191	218
U_2 , мВ	207	206	186
$\Delta\tau$, нс	0,075	0,07	0,076

Добавление двух вырезов в опорной плоскости позволило разложить импульс СШП помехи на два импульса меньшей амплитуды с задержками τ_1 и τ_2 (рисунок 4.12). Точная оценка задержек затруднительна из-за частичного наложения импульсов, вызванных дисперсией из-за наличия потерь. Однако возможно рассчитать их разность по пиковым значениям каждого импульса, которые составили для измерения 0,07 нс, квазистатического анализа – 0,075, электродинамического анализа – 0,076 нс. Отклонение $\Delta\tau$ между измерением и квазистатическим анализом составили 4,1%, измерением и электродинамическим анализом – 0,6%, квазистатическим и электродинамическим видами анализа – 3,4%. В результате квазистатического и электродинамического видов анализа, а также измерения, получены значения $U_{\text{макс}}$, которые составили 206, 223 и 218 мВ, что в 2,5, 2,2 и 2,3 раза меньше половины ЭДС, соответственно. Отклонение $U_{\text{макс}}$ между измерением и квазистатическим анализом составили 2,8%, измерением и электродинамическим анализом – 1,1%, квазистатическим и электродинамическим видами анализа – 3,9%.

4.3 Схемы трассировки высокочастотных линий передачи со структурой проводников в виде спирали и меандра

Здесь представлен новый подход к улучшению защитных характеристик классических ЛП или линий задержки (ЛЗ) с помощью модальных искажений. В отличие от обычной трассировки в [187] предложено располагать две независимые трассы близко друг к другу. Если уровень напряжения перекрестных наводок между ЛП приемлемый, то с помощью предложенных схем трассировки можно значительно повысить помехоустойчивость электрических схем за счет использования таких ЛП в качестве МФ (рисунок 4.13а).

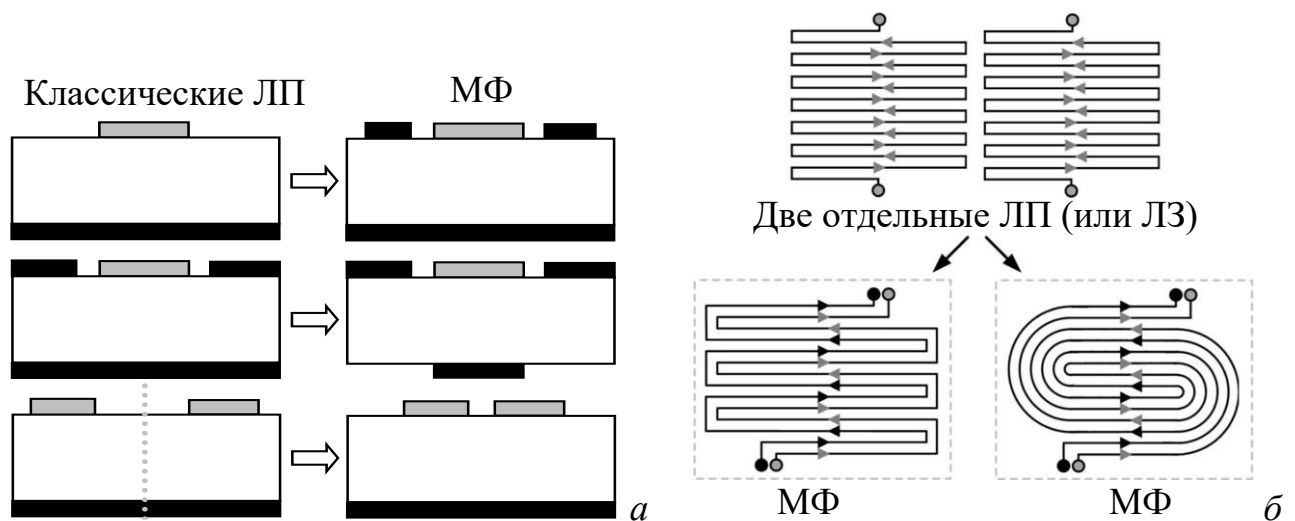


Рисунок 4.13 – Переход от классических ЛП к МФ (а),

а также пример реализации новых схем трассировки (б)

Конфигурации МФ могут быть получены следующими способами: модификацией одиночной ЛП путем добавления двух пассивных проводников, заземленных на концах [206]; изменением конфигурации опорного проводника копланарной ЛП [207]; созданием сильной ЭМ связи между двумя одиночными ЛП (или ЛЗ) [204]. При этом только последний подход может как одновременно улучшить помехозащитные характеристики ЛП, так и сэкономить полезную площадь. Предлагаемые межсоединения схожи с дифференциальными ЛП, но имеют другие характеристики. Существует две известные схемы трассировки дифференциальных ЛП: в виде меандра или спирали. Обе схемы экономят полезное

пространство и обладают рядом полезных характеристик [208–210]. Здесь, на основе этих методов, предлагается новый подход для повышения устойчивости к СШП помехам двух одиночных ЛП или ЛЗ (рисунок 4.13б).

В известных работах по МФ рассматривалась только схема трассировки со структурой проводников в виде меандра и только с одной целью – уменьшить геометрические размеры прототипов МФ. Особенности, возникающие при использовании этого метода трассировки, вообще не изучались. Между тем, МФ со структурой проводников в виде спирали и меандра могут иметь ряд преимуществ, которые требуют детального изучения.

4.3.1 Анализ распространения импульса сверхширокополосной помехи

Здесь представлен анализ распространения СШП импульса в МФ со структурой проводников в виде меандра (МФ1) и спирали (МФ2). Рассматривается 6-проводниковая МПЛ, в которой проводники располагаются попарно. Такой подход позволяет модифицировать традиционные ЛП в МФ. Влияние ЭМ связи (расстояние между парами проводников) на распространяющийся СШП импульс в МФ рассмотрено для обеих структур без потерь. Кроме того, выполнен анализ задержек каждой моды в случаях слабой и сильной связей между парами проводников. Также представлен новый метод анализа распространения СШП импульса в обоих МФ. С помощью этого метода рассчитаны и оценены пять N -норм для обеих структур с различным расстоянием между парами проводников.

На рисунке 4.14 представлены поперечное сечение и эквивалентные схемы включения МФ со структурой проводников в виде меандра и спирали, состоящие из трех пар проводников. Параметры поперечного сечения: $w=0,4$ мм, $s=0,15$ мм, $d=0,15...6$ мм, $t=0,018$ мм, $h=0,51$ мм, $\epsilon_r=3,66$. Параметры выбраны для снижения массогабаритных характеристик при сохранении наиболее важной характеристики МФ – разложения воздействующего СШП импульса на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Как видно из рисунка 4.14б, в, существует только 2 комбинации схемы подключения МФ. В данном случае особый интерес

представляет изменение характеристик этих МФ при изменении ЭМ связи между парами проводников. При моделировании, в качестве СШП импульса использован трапецеидальный импульс с амплитудой воздействующего ЭДС 1 В и длительностью нарастания, спада и плоской вершины по 100 пс. Такой идеализированный импульс способствует качественной оценке формы импульсов разложения и точному определению времени их прихода. Длина структуры принята равной $l=333,3$ мм (общая длина трех пар проводников 1 м), а сопротивления на концах МФ ($R_{\text{и}}$, $R_{\text{н}}$, R) составили 50 Ом. Для соединения пар между собой на ближнем и дальнем концах структуры использованы идеальные короткие перемычки.

На рисунке 4.15 представлены диаграммы координата-время для падающих и отраженных волн в МФ, где основные импульсы подписаны как U_M , отраженные импульсы как U_R , а наведенные – как U_X . Диаграммы демонстрируют распространение первой моды вдоль структуры с учетом многократных отражений (от нагрузок МФ), время прихода которых может совпадать с другими модами (вплоть до моды с номером n). При этом падающие волны других мод, для простоты восприятия, на диаграмме не показаны.

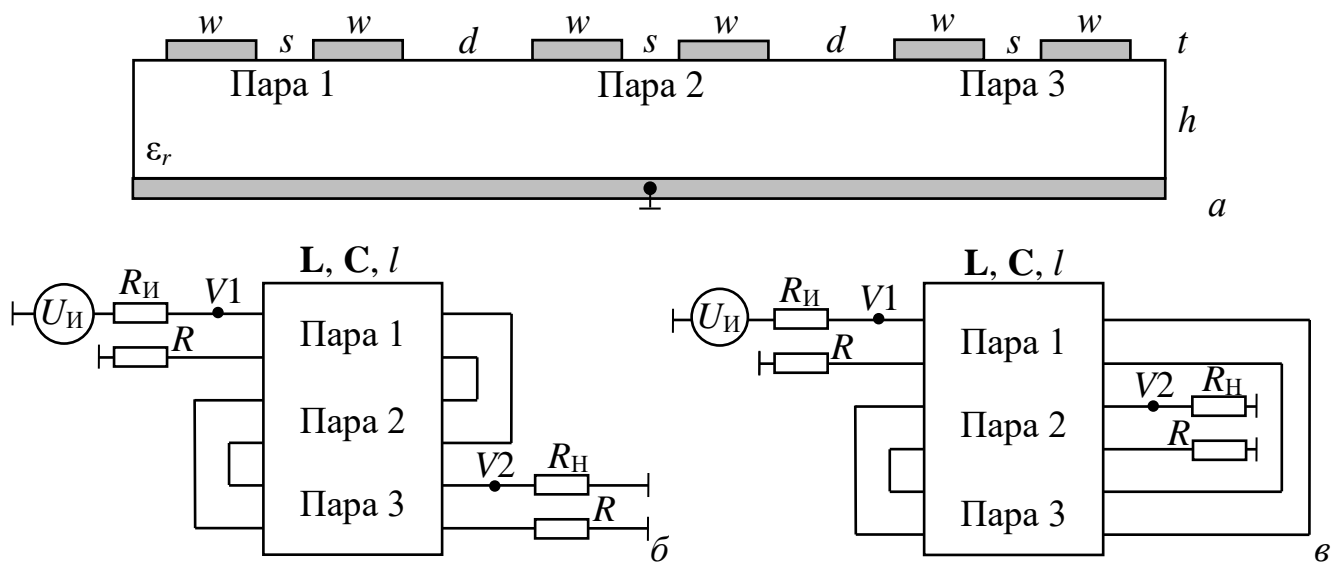


Рисунок 4.14 – Поперечное сечение (а)

и эквивалентные схемы включения МФ1 (б) и МФ2 (в)

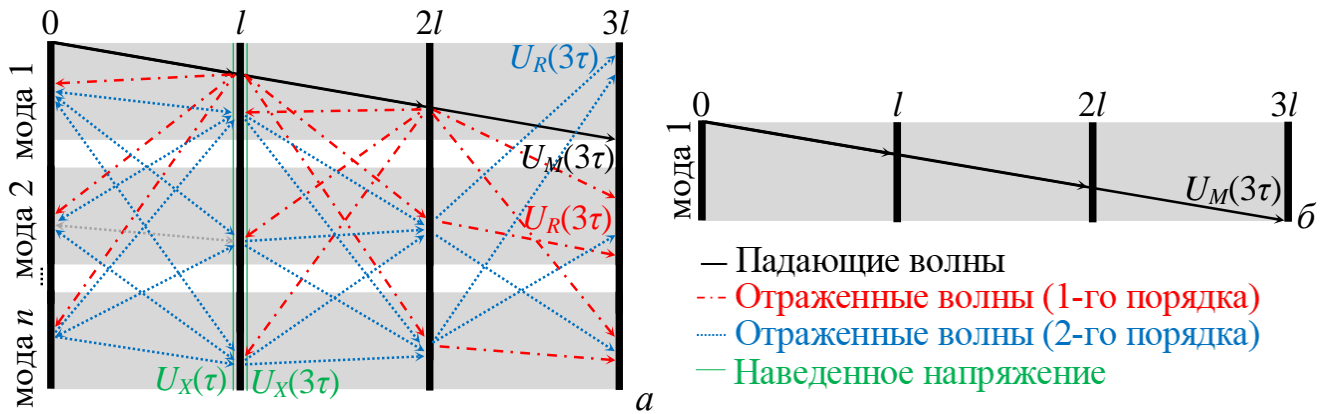


Рисунок 4.15 – Диаграммы координата-время для падающих и отраженных волн первой моды от $V1$ к $V2$ в МФ с сильной (а) и слабой (б) связями между парами

На рисунке 4.15 показано, что в случае сильной связи между парами проводников ($d=0,15$ мм), помимо U_M наблюдается U_R первого и второго порядков. Это связано с тем, что в двух исследуемых МФ каждая мода является рассогласованной. В результате появляются отражения между ними. Из-за того, что пары расположены близко друг к другу, на диаграмме появляются U_X . В случае слабой связи наблюдается только U_M , а U_R и U_X не учитывают из-за их малого влияния на конечную форму напряжения на выходе МФ. На рисунке 4.16 представлен отклик во временной области на выходе МФ (узел $V2$).

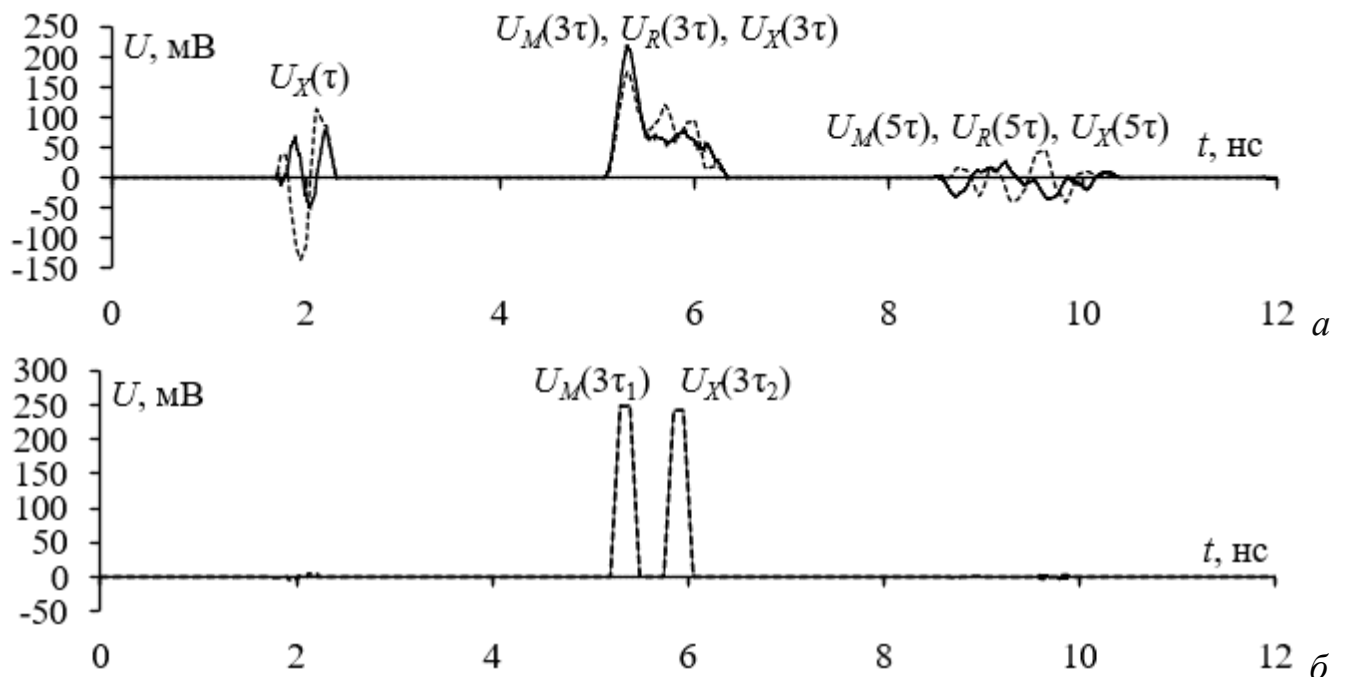


Рисунок 4.16 – Временные отклики на выходе МФ (узел $V2$) при $d=0,15$ мм (а) и 6 мм (б) для МФ1 (—) и МФ2 (---)

На следующих рисунках показаны 5 стандартных N -норм, рассчитанных для МФ1 и МФ2. Проведена оценка зависимости N -норм от расстояния между парами, где d изменялось в диапазоне от 0,15 мм до 6 мм. На рисунке 4.17 показана зависимость $N_1 - N_5$ от расстояния между парами для обоих МФ. Видно, что при сильной ЭМ связи значение N_1 – наименьшее. При $d=0,15$ мм значение N_1 для МФ1 в 1,2 раза больше, чем для МФ2. Это обусловлено суперпозицией U_M , U_R и U_X в момент времени $3\tau_n$ (в этом случае, для МФ1 полярности импульсов, в целом, положительны). Однако при $d=1,5$ мм наблюдается сближение значений N_1 , полученных для обоих МФ. Это можно объяснить тем, что при больших значениях d связь между парами слабая, поэтому в линии при $U_R(3\tau_n) \rightarrow 0$ и $U_X(3\tau_n) \rightarrow 0$ наблюдаются только $U_M(3\tau_1)$ и $U_M(3\tau_2)$.

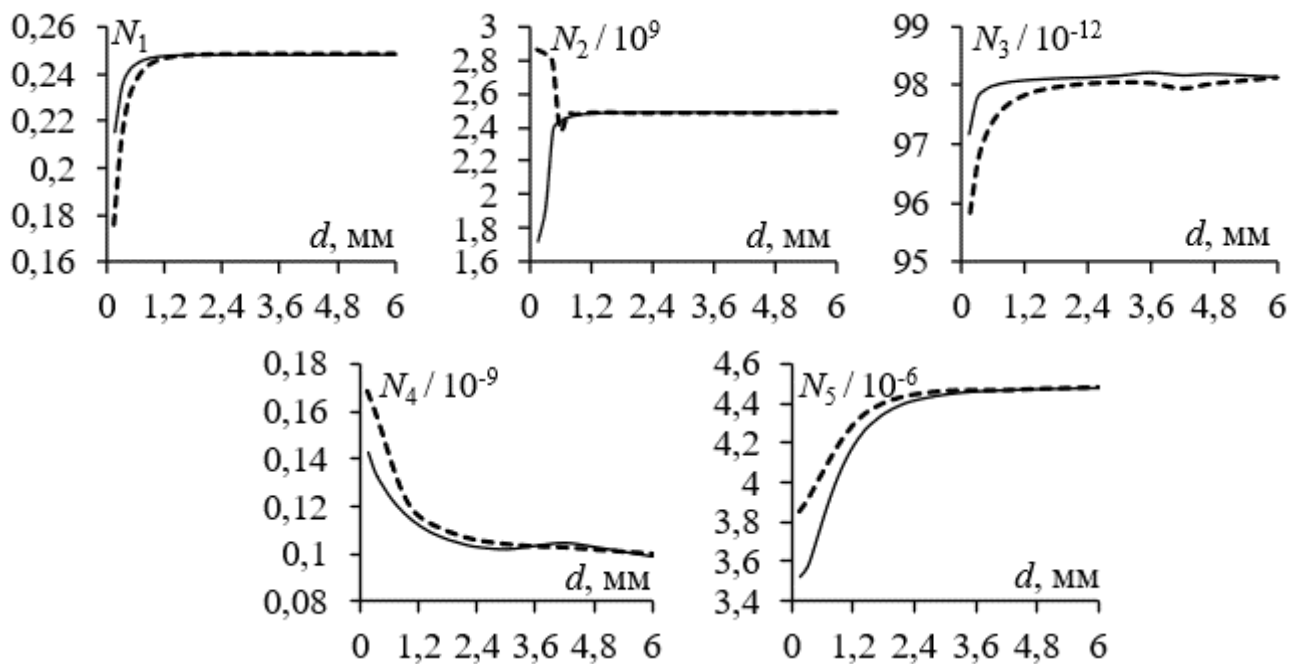


Рисунок 4.17 – Зависимость вычисленных N -норм от расстояния между парами для МФ1 (—) и МФ2 (---)

Исследуемый МФ1 имеет преимущество перед МФ2 с точки зрения N_2 при сильной ЭМ связи между парами проводников. Основной вклад в такой результат дает суперпозиция импульсов разной полярности $U_X(\tau_n)$, которые, при наложении, увеличивают скорость нарастания напряжения. Эта норма очень чувствительна к потерям, которые вызывают сглаживание импульсов из-за дисперсии. Поэтому при наличии потерь можно ожидать, что значения N_2 для обоих МФ будут малы и

близки друг к другу. Следует также отметить, что при d в диапазоне от 0,9 мм до 6 мм, результаты, полученные для обеих структур, схожи.

Дальнейший анализ показал, что при малом значении d значение N_3 для МФ2 меньше, чем для МФ1. Поскольку эта норма суммирует однополярные и биполярные импульсы, можно сделать вывод, что на выходе МФ2 больше биполярных импульсов при больших d . Основной вклад в такой результат вносят соединения пар между собой, вызывающие соответствующие U_R и U_X . В то же время значение N_3 увеличивается с ростом d , однако различие между результатами, полученными при малых и больших d , незначительны.

Анализ N_4 показал, что МФ1 имеет преимущество перед МФ2 при малых значениях d . В этом случае, при сильной связи, импульсы разной полярности в МФ1 чаще взаимокompенсируются из-за способа трассировки. Однако при уменьшении связи, начиная с $d=1,2$ мм, наблюдаются близкие результаты для МФ1 и МФ2.

При малых значениях d значение N_5 для МФ1 меньше, чем для МФ2. Эта норма характеризует действующее значение разложенных импульсов. Как было показано ранее, в МФ1 импульсы компенсируются чаще, поэтому эффективное действующее значение также будет меньше, чем в МФ2. С увеличением значения d , значение N_5 увеличивается. Это объясняется тем, что при уменьшении связи между парами в линии распространяются в основном только U_M . В результате, U_X и U_R разной полярности не перекрываются.

Несмотря на то, что значение N_1 меньше при малых значениях d , нельзя однозначно заключить, что сильная связь имеет значительные преимущества (см. рисунок 4.17). В случае МФ2, уменьшение связи уменьшает значение N_2 . Значение N_3 изменяется слабо для всех рассматриваемых значений d . Значение N_4 становится меньше при уменьшении связи до 1,3 раза для МФ1 и до 1,6 раза для МФ2. Максимальное изменение N_5 наблюдается для МФ1, которое составило 1,25 раза. В случае МФ2, изменение не превышает 1,15 раза. В то же время, при увеличении числа пар можно ожидать, что при сильной связи значительно увеличится число U_R и U_X . В результате, проанализировать такое количество импульсов с точки зрения подавления шума можно будет только с

помощью предложенного метода. Сильная связь между парами приведет к увеличению U_X между парами, ухудшению отношения сигнал/шум, а также к снижению пропускной способности и целостности сигнала.

Выражение из [211] использовано для оценки максимальной амплитуды перекрестных наводок между проводниками одной пары. Использован полезный сигнал с фронтом нарастания не менее 1,5 нс и ЭДС 5 В. Амплитуда напряжения дальних перекрестных наводок не превышает 220 мВ для МФ с общей длиной 1 м. Полученные значения могут быть приемлемыми в большинстве гражданских и военных задач, поскольку они составляют менее 5% от входного воздействия.

4.3.2 Подходы к моделированию, прототипы и методы экспериментального исследования

Здесь представлены методы моделирования, схемы соединений, используемые материалы, техника экспериментального исследования и ограничения.

Для моделирования исследуемых МФ использован метод конечных разностей во временной области [212], реализованный в программе EMPro. В ходе электродинамического анализа решались уравнения Максвелла во временной области, полностью описывающие исследуемые структуры без каких-либо упрощений. В результате получены комплексные и частотно-зависимые электрические параметры МФ. При моделировании учитывались конечная толщина и проводимость проводников, а также потери в диэлектрике [177].

Для оценки уровней наведенного напряжения от МФ моделировалась регулярная часть ТЕМ-камеры, используемая в экспериментальном исследовании. Для решения уравнений Максвелла задавалась структура, порты, граничные условия, материалы и плотность сетки. Моделирование проводилось в рабочем диапазоне рабочих частот ТЕМ-камеры от 10 МГц до 5,3 ГГц (геометрические и электрические параметры приведены в [213]). Исследуемые МФ располагались в верхней части корпуса ТЕМ-камеры на расстоянии 15 мм от центрального

проводника. Расположение дискретных и волноводных портов, используемых при электродинамическом анализе, а также расположение ИУ показано на рисунке 4.18.

При моделировании все внешние границы задавались как идеальный электрический проводник. В качестве диэлектрической подложки использован ламинат RO4350B с $\epsilon_r = 3,66$ и $\text{tg}\delta = 0,0037$ (для 10 ГГц). В качестве материала проводника выбрана медь с электрической проводимостью $5,96 \cdot 10^7$ См/м. Максимальный размер ячейки определялся как

$$L_{\max} = c / 20f, \quad (4.1)$$

где c – скорость света, f – максимальная частота моделирования.

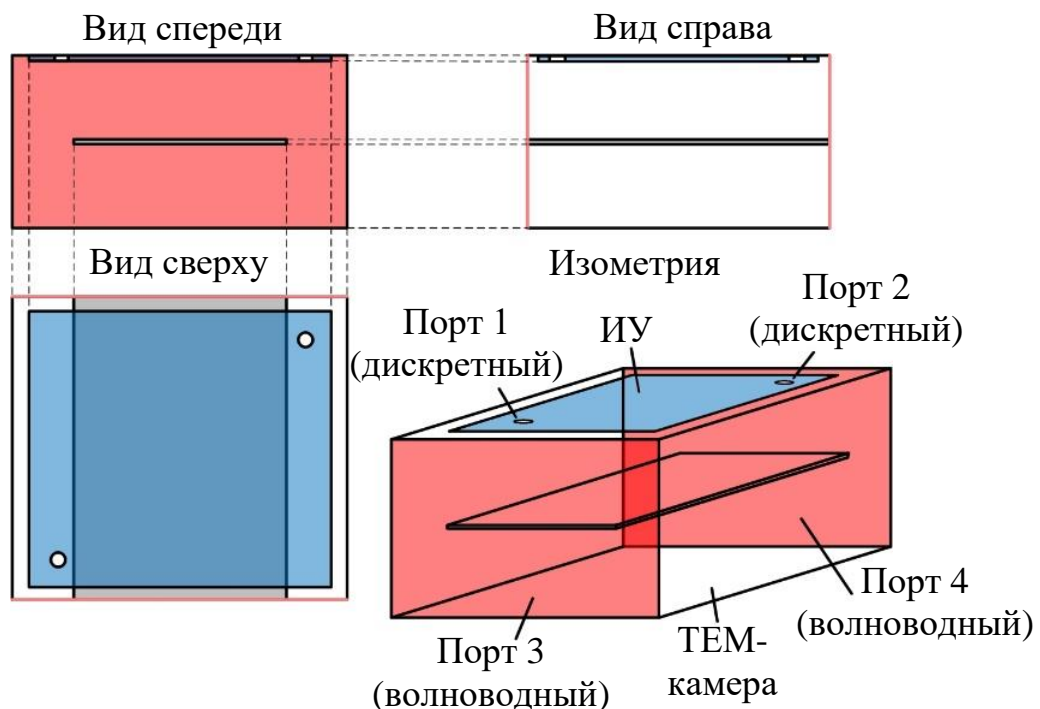


Рисунок 4.18 – Расположение дискретных и волноводных портов, используемых при электродинамическом анализе, а также ИУ

В качестве импульса СШП помехи использован гауссов импульс общей длительностью 680 пс и ЭДС амплитудой 1 В (рисунок 4.19). Из-за отсутствия активных компонентов, а также из-за линейной характеристики МФ, затухание выходного напряжения не зависит от амплитуды возбуждающего импульса (в широком диапазоне амплитуд воздействующих импульсов). Кроме того, данное воздействие выбрано потому, что большая часть его спектра (около 96%) находится

в исследуемом частотном диапазоне. Такая СШП помеха полностью соответствует описанию из стандарта по ЭМС [176].

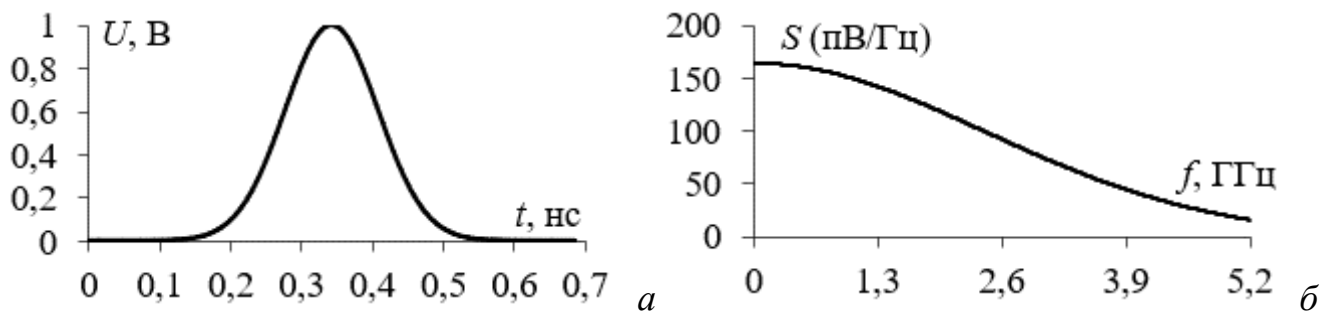


Рисунок 4.19 – ЭДС (а) используемого СШП импульса
и его спектральная плотность по напряжению (б)

Воздействие импульса на входе N -проводного МФ генерирует на его выходе N импульсов с малыми амплитудами, соответствующих каждой моде. Для успешного затухания импульса СШП помехи в разработанном МФ, их фазовые скорости должны отличаться, при этом должны выполняться следующие условия:

$$t_{\Sigma} < l_{\min} |\tau_{i+1} - \tau_i|, i = 1, \dots, N - 1, \quad (4.2)$$

где t_{Σ} – общая длительность импульса СШП помехи, l – минимальная длина МФ, N – число мод, а τ_i – задержка на единицу длины i -й моды МФ.

Поперечное сечение разработанного МФ и его эквивалентная схема включения представлены на рисунке 4.20 (между парами имеется слабая связь). Исследуемые МФ состоят из двух одиночных ЛП (или ЛЗ) с сильной ЭМ связью между ними. Вход ЛП 1 подключен к источнику СШП помехи. Поскольку МФ предназначен для работы в тракте 50 Ом, сопротивления источника и нагрузки, а также резисторы, подключенные к ЛП 2, равны 50 Ом.

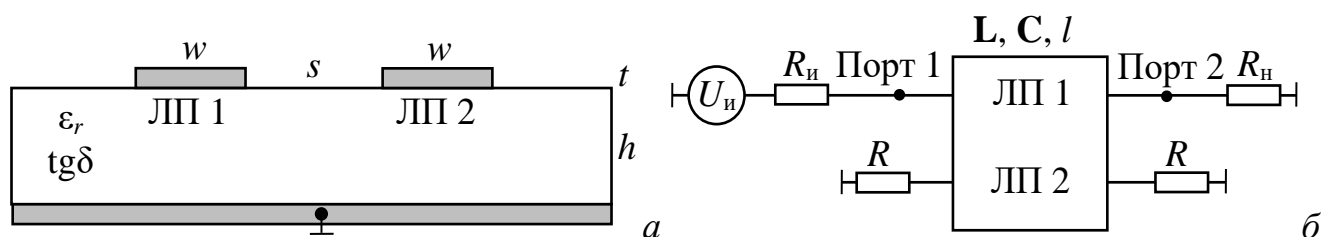


Рисунок 4.20 – Поперечное сечение (а) и эквивалентная схема включения (б) МФ

Прототипы МФ изготовлены с учетом стандартного технологического процесса производства ДПП. Использованы следующие геометрические

параметры: $t=18$ мкм, $h=250$ мкм, $w=500$ мкм, $s=150$ мкм. Длина МФ должна быть не менее 950 мм. Для исследования МФ в ТЕМ-камере размеры ПП должны быть 98×98 мм. При этом для соединения опорного проводника МФ и корпуса ТЕМ-камеры на верхнем слое ПП предусмотрен проводник шириной 8 мм, соединенный с нижним слоем через металлизированные отверстия. Обе стороны ПП были покрыты иммерсионным золотом для обеспечения высокой проводимости и хорошей устойчивости к окислению. Изготовленные МФ представлены на рисунке 4.21.



Рисунок 4.21 – Прототипы: верхний слой МФ1 (а) и МФ2 (б), нижний слой обоих МФ (в).

Чтобы обеспечить условие модального разложения при заданных размерах ПП, расстояния между соседними витками приняты равными 3,5 мм для МФ1 и 2,5 мм для МФ2. При таких значениях ЭМ связь между витками минимальна. Общая длина проводников составила 1140 мм для МФ1 и 1060 мм для МФ2. Коаксиально-микрополосковые переходы ПКМ2-40 (Микран) использованы для подключения ЛП 1 к измерительному оборудованию. Вносимые потери переходов не превышают 0,6 дБ в диапазоне частот от 0 до 40 ГГц. Для минимизации отражений от ближнего и дальнего концов структуры ко второй ЛП подключались резисторы поверхностного монтажа (сопротивление 50 Ом, типоразмер 0805).

На рисунке 4.22 показана ТЕМ-камера [213], использованная при измерениях, а также ее частотные характеристики. В данной конструкции корпус разделен на две части, механически соединенные винтами. Это соединение необходимо для получения доступа к внутренней части ТЕМ-камеры.

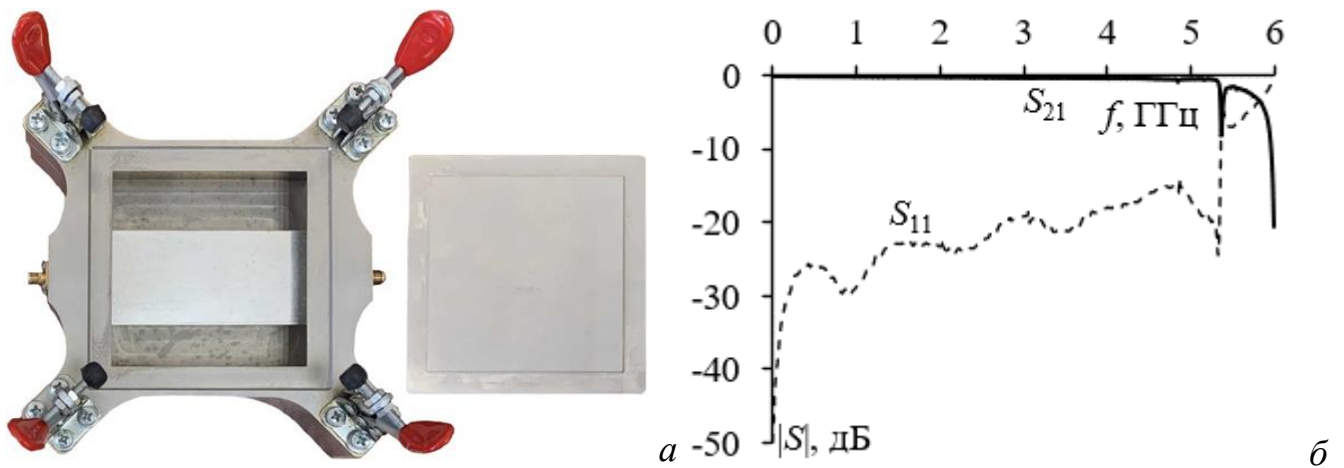


Рисунок 4.22 – Внешний вид ТЕМ-камеры (а) и ее частотные характеристики (б)

Для проведения экспериментального исследования изготовленных МФ использована измерительная установка, показанная на рисунке 4.23а. Используемая ТЕМ-камера (1) с ИУ (2) подключалась к 4-портовому ВАЦ (3) с помощью высокочастотных кабельных сборок (4). В качестве ВАЦ использовался ZVA 40 (Rohde & Schwarz) с диапазоном рабочих частот от 10 МГц до 40 ГГц. Перед проведением измерений выполнена 4-портовая SOLT-калибровка в рабочем частотном диапазоне ТЕМ-камеры от 10 МГц до 5,3 ГГц. Для учета ориентации ЭМ поля в ТЕМ-камере, анализировались характеристики МФ при 0 и 90 градусах.

Для анализа характеристик МФ во временной области использованы экспериментально определенные S -параметры в ADS (рисунок 4.23). Как и при моделировании, СШП импульс возбуждался на входе ЛП 1 (порт 1). Разложенные импульсы анализировались в порту 2, а наведенные импульсы – в портах 3 и 4 (для дальнейшего анализа выбран порт с наибольшей амплитудой наведенного напряжения). Сопротивления $R_{и}$, $R_{н}$, а также резисторов, подключенных к портам 3 и 4, приняты равными 50 Ом. Для анализа разложенных импульсов и наведенного напряжения использованы N -нормы.

Для анализа целостности сигнала ADS использована ПСБП. При этом применены экспериментально определенные S -параметры МФ, измеренные в ТЕМ-камере. Случайный джиттер, вызванный тепловым, дробовым- и фликкер-шумами, описан в файле S4P. Отклик системы во временной области анализировался с помощью глазковых диаграмм. В таблице 4.4 приведены

параметры используемой ПСБП. Сопротивления источника ПСБП, нагрузки и резисторов, подключенных к портам 3 и 4, равны 50 Ом.

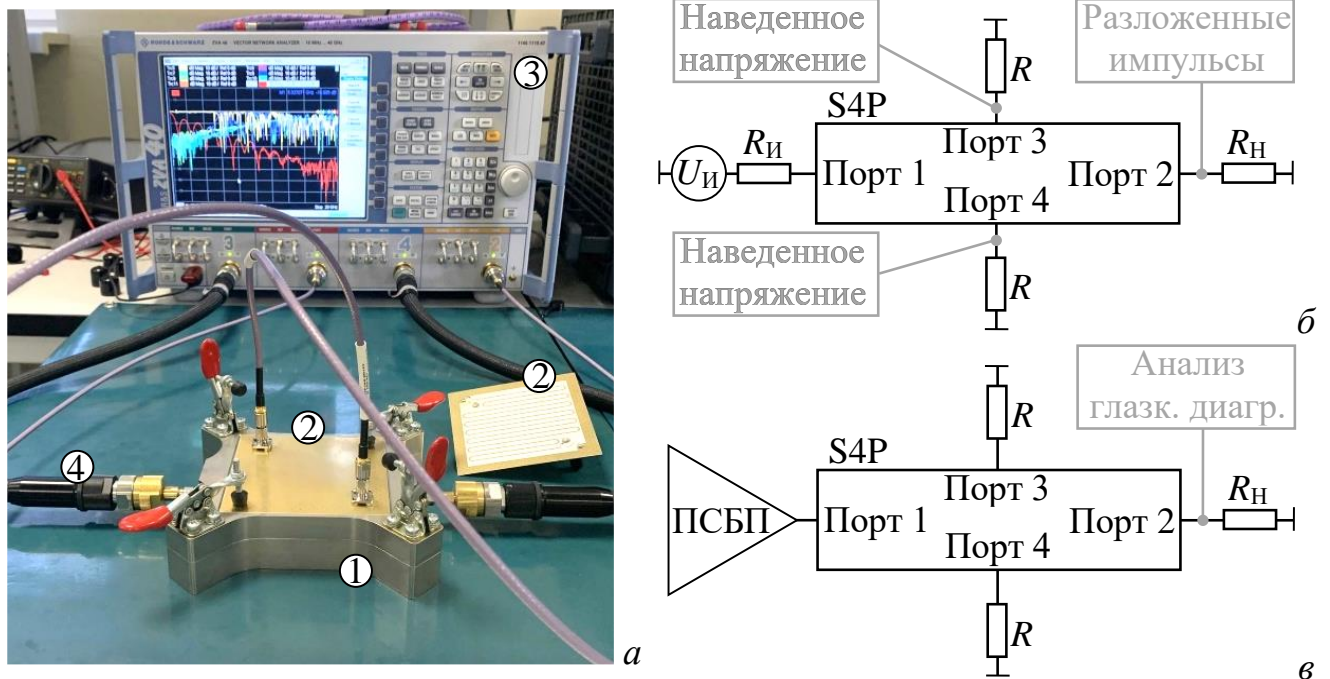


Рисунок 4.23 – Экспериментальная установка для анализа частотных характеристик МФ (а); схемы для анализа разложенных импульсов и наведенного напряжения (б), а также глазковых диаграмм (в) в ADS

Таблица 4.4 – Параметры ПСБП

Скорость передачи, Гбит/с	Период, нс	Время нарастания, нс	Амплитуда, В
0,1	10	1	1
0,3	3,33	0,333	
0,9	1,11	0,111	

4.3.3 Результаты анализа во временной и частотной областях

Здесь представлены частотная зависимость $|S_{21}|$ и осциллограммы напряжения разложенных импульсов, полученные в ходе измерений и моделирования МФ1 (рисунок 4.24) и МФ2 (рисунок 4.25). В таблице 4.5 приведены полученные характеристики во временной и частотной областях для исследуемых структур. Рассчитанные N -нормы разложенных импульсных сигналов представлены в таблице 4.6.

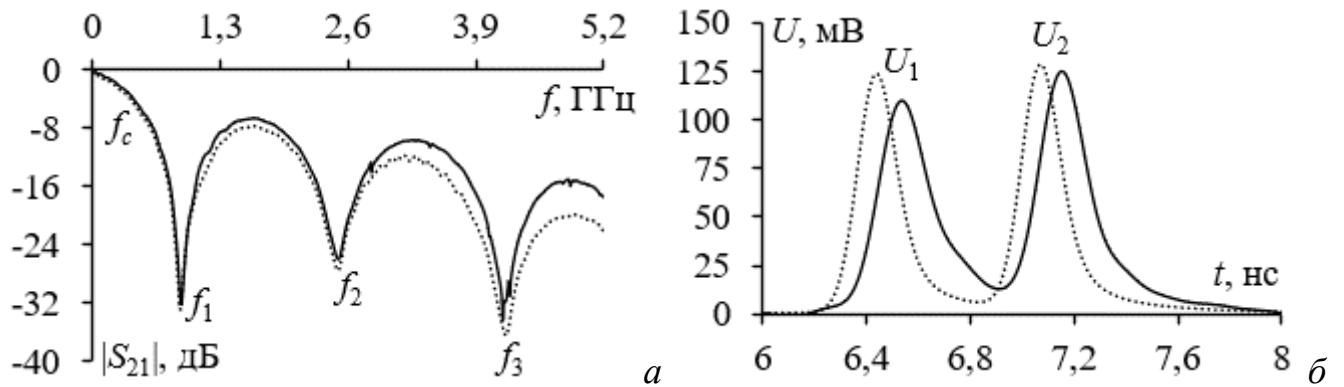


Рисунок 4.24 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ (a) и временные отклики разложенных импульсов (б), полученные при измерении (—) и электродинамическом анализе (··) МФ1

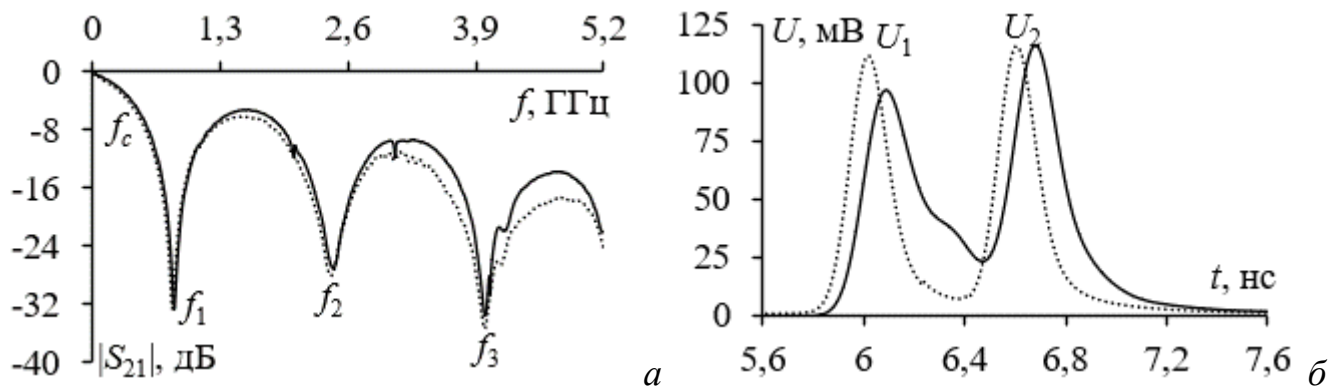


Рисунок 4.25 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ (a) и временные отклики разложенных импульсов (б), полученные при измерении (—) и электродинамическом анализе (··) МФ2

Ширина полосы пропускания составила 335 МГц при измерениях и 325 МГц при моделировании МФ1. Для МФ2 эти значения составили 320 МГц и 305 МГц. Значения f_1 – f_3 для обоих МФ составляют, в среднем, 862,5 МГц, 2490 МГц и 4082 МГц при измерении и 855 МГц, 2460 МГц и 4095 МГц при моделировании. Так, разница между смоделированными и измеренными средними значениями не превышает 1%. Для не усредненных значений f_1 – f_3 максимальное отклонение составляет 4,4% и 4,7% при сравнении измеренных и смоделированных значений f_1 для МФ1 и МФ2. Между тем, при измерении частотных зависимостей $|S_{21}|$ на частотах 2860 МГц, 3380 МГц, 4300 МГц и 4790 МГц для МФ1 и 1990 МГц, 3030 МГц, 4060 МГц и 4350 МГц для МФ2 наблюдаются выбросы (вызванные неоднородностями и отражениями), что вполне естественно при измерениях.

Таблица 4.5 – Полученные характеристики МФ1 и МФ2 (порт 2)

Структура	Данные	f_c , МГц	f_1 , МГц	f_2 , МГц	f_3 , МГц	U_1 , мВ	U_2 , мВ
МФ1	Измерение	335	900	2530	4160	106	125
	Моделирование	325	895	2500	4200	123	129
МФ2	Измерение	320	825	2450	4005	94,2	116
	Моделирование	305	815	2420	3990	111	115

Из рисунков 4.24 и 4.25 и таблицы 4.5 следует, что разница между смоделированными и измеренными значениями U_1 и U_2 не превышает 8,2% для U_1 и 1,6% для U_2 . При сравнении двух МФ, отклонение между значениями U_1 и U_2 не превышает 5,9% и 5,7%, соответственно. На основании полученных данных можно сделать вывод, что по результатам измерений МФ1 может уменьшить входное напряжение (500 мВ) в 4 раза (до 125 мВ). В то же время, МФ2 обладает ослаблением в 4,3 раза, что больше, чем ослабление, полученное для МФ1, и вполне объяснимо, учитывая меньшую полосу пропускания. Наконец, важно отметить очевидную разницу между измеренными и смоделированными задержками импульсов разложения. Основной причиной этого может быть дополнительная задержка, вызванная коаксиально-микрополосковыми переходами, применяемыми во время измерений.

При моделировании и измерении МФ2 отклонения значений разложенных импульсов не превышают 12,2% для N_3 . Для смоделированных и измеренных МФ1 и МФ2 отклонения составляют 1,6% и 0,4% для N_1 , 10,4% и 1,3% для N_2 , 6,5% и 12,2% для N_3 , 6,4% и 12% для N_4 , и 1,6% и 3,8% для N_5 . Видно, что отклонения N_1 и N_2 больше для МФ1, а N_3 – N_5 – для МФ2. Поскольку N_1 и N_2 предназначены для описания значения $U_{\text{макс}}$ и скорости его нарастания в МФ, их снижение на 60% и 83% для МФ1 на 62,3%, и 84,7% для МФ2 относительно ЭДС вполне ожидаемо. Нормы N_3 – N_5 преимущественно связаны с энергией распространяющихся импульсов. Они уменьшаются на 11,5%, 10,8% и 42,2% для МФ1, и на 12,3%, 11,5% и 44,7% для МФ2, относительно ЭДС. Изменения в значениях N_3 – N_5 вызваны в основном потерями в МФ, которые влияют на энергию входного воздействия. Из таблицы 4.6 видно, что МФ2 функционирует лучше, чем МФ1, в соответствии с каждой из пяти N -норм.

Таблица 4.6 – Вычисленные N -нормы разложенных импульсов

Данные	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
Входное воздействие	0,5	$4,61 \cdot 10^9$	$82 \cdot 10^{-12}$	$82 \cdot 10^{-12}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$
МФ1 (Измерение)	0,125	$0,43 \cdot 10^9$	$65 \cdot 10^{-12}$	$66 \cdot 10^{-12}$	$2,19 \cdot 10^{-6}$
МФ1 (Моделирование)	0,129	$0,53 \cdot 10^9$	$57 \cdot 10^{-12}$	$58 \cdot 10^{-12}$	$2,12 \cdot 10^{-6}$
МФ2 (Измерение)	0,116	$0,38 \cdot 10^9$	$64 \cdot 10^{-12}$	$65 \cdot 10^{-12}$	$2,06 \cdot 10^{-6}$
МФ2 (Моделирование)	0,115	$0,37 \cdot 10^9$	$50 \cdot 10^{-12}$	$51 \cdot 10^{-12}$	$1,91 \cdot 10^{-6}$

Далее рассмотрены частотно-зависимые $|S_{31}|$ и формы наведенного напряжения, полученные в ходе измерений и моделирования МФ1 (рисунок 4.26) и МФ2 (рисунок 4.27). Некоторые характеристики исследуемых структур приведены в таблице 4.7. Здесь $|S_{31}|_{\text{ср}}$ – среднее (по частоте) значение $|S_{31}|$, $|S_{31}|_{\text{макс}}$ – максимальное значение $|S_{31}|$. Рассчитанные N -нормы осциллограмм наведенного напряжения представлены в таблице 4.7.

Рисунки 4.26 и 4.27, а также таблица 4.7 демонстрируют хорошую сходимость результатов моделирования и измерений. Кроме того, отклонения смоделированных и измеренных значений $|S_{31}|_{\text{ср}}$ не превышают 1,25% для обоих МФ. Для значений $|S_{31}|_{\text{макс}}$ эти отклонения не превышают 6,5%. В то же время, отклонения значений $|S_{31}|_{\text{ср}}$ при сравнении МФ1 и МФ2 не превышают 1,4% при измерениях и моделировании. Отклонения смоделированных и измеренных значений $U_{\text{макс}}$ не превышают 5,8%, а для $U_{\text{мин}}$ – 5%. В то же время, отклонения значений $U_{\text{макс}}$ в измерениях и моделировании не превышают 23,2%. Отклонения значений $U_{\text{мин}}$ составляют 23,6% при измерении и 26% при моделировании. В целом, результаты измерений показывают, что значения $|S_{31}|_{\text{ср}}$ для МФ2 немного лучше (минус 43,8 дБ), чем для МФ1 (минус 42,55 дБ). Измеренные значения $|S_{31}|_{\text{макс}}$ подтверждают это, демонстрируя значения минус 26,27 дБ для МФ2 и минус 22,12 дБ для МФ1. Кроме того, преимущество МФ2 видно из измеренных значений $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$ (указывающих на максимальное значение наведенного напряжения), которые составляют 1,79 мВ и минус 1,97 мВ для МФ2 и 2,87 мВ и минус 3,19 мВ для МФ1.

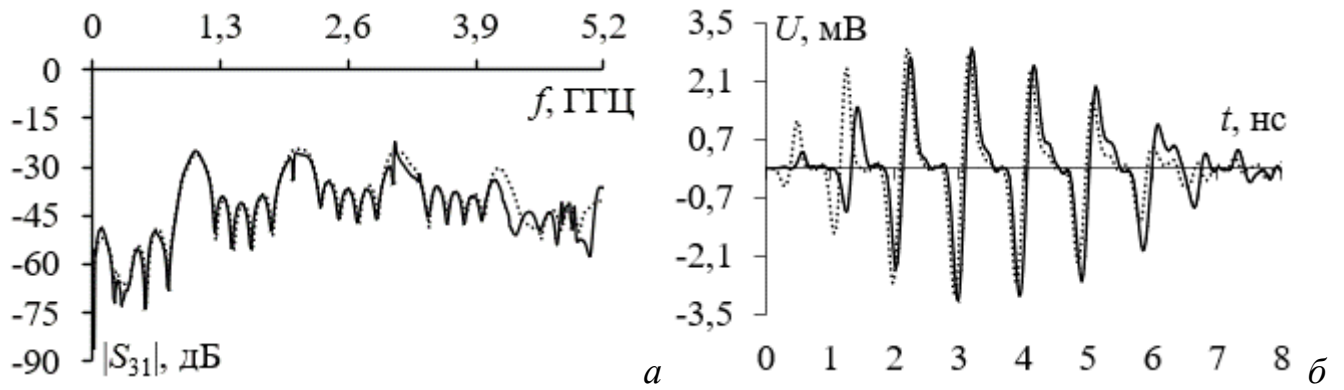


Рисунок 4.26 – Частотная зависимость $|S_{31}|$ (а) и формы наведенного напряжения (б), полученные при измерении (—) и электродинамическом анализе (··) МФ1

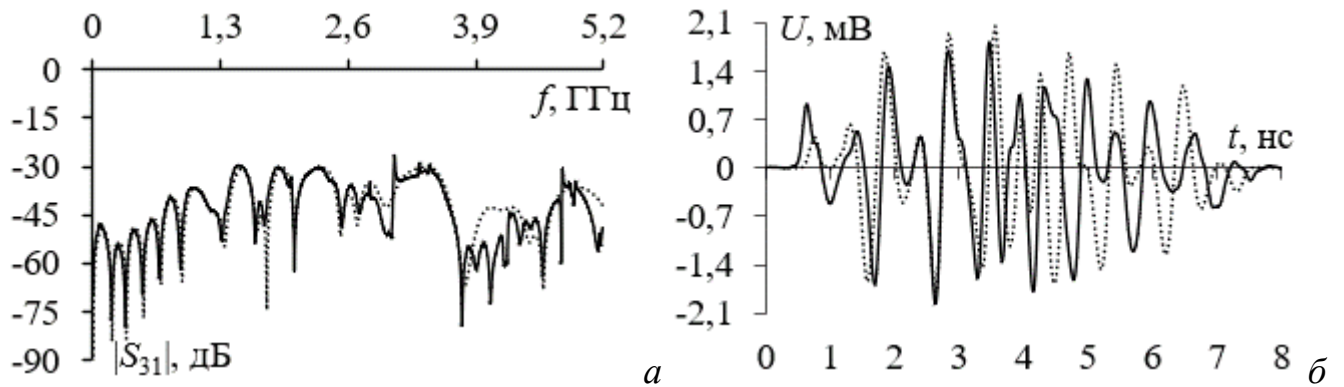


Рисунок 4.27 – Частотная зависимость $|S_{31}|$ (а) и формы наведенного напряжения (б), полученные при измерении (—) и электродинамическом анализе (··) МФ2

Таблица 4.7 – Полученные характеристики МФ1 и МФ2 (порт 3)

Структура	$ S_{31} _{\text{ср}}, \text{дБ}$	$ S_{31} _{\text{макс}}, \text{дБ}$	$U_{\text{макс}}, \text{мВ}$	$U_{\text{мин}}, \text{мВ}$
МФ1 (Измерение)	-42,55	-22,12	2,87	-3,19
МФ1 (Моделирование)	-41,51	-24,51	2,86	-3,04
МФ2 (Измерение)	-43,8	-26,27	1,79	-1,97
МФ2 (Моделирование)	-42,72	-29,92	2,01	-1,78

Значения N -норм (таблица 4.8) получены для наведенного напряжения в порту 3, так как их амплитуда там в несколько раз выше, чем в порту 4. Отклонение не превышает 36,6% для N_2 при моделировании и измерении МФ1. В частности, отклонения для рассчитанного и измеренного МФ1 и МФ2 составляют 3,2% и 2,5% для N_1 , 36,6% и 34,4% для N_2 , 6,1% и 3,5% для N_3 , 4,3% и 0,35% для N_4 , 2,2% и 3% для N_5 . Видно, что для всех N -норм, кроме N_5 , отклонение больше для МФ1. Однако

указанные N -нормы характеризуют уровень напряжения, наведенного в порту 3. Из таблицы 4.8 видно, что МФ2 функционирует лучше МФ1 с точки зрения ослабления N_1 , N_4 и N_5 , в то время как значения норм N_2 и N_3 для двух МФ идентичны.

Таблица 4.8 – Вычисленные N -нормы наведенного напряжения

Данные	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
Входное воздействие	0,5	$4,61 \cdot 10^9$	$82 \cdot 10^{-12}$	$82 \cdot 10^{-12}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$
МФ1 (Измерения)	0,0032	$41 \cdot 10^6$	$46 \cdot 10^{-15}$	$5,43 \cdot 10^{-12}$	$92 \cdot 10^{-9}$
МФ1 (Моделирование)	0,003	$19 \cdot 10^6$	$52 \cdot 10^{-15}$	$4,98 \cdot 10^{-12}$	$88 \cdot 10^{-9}$
МФ2 (Измерения)	0,0019	$41 \cdot 10^6$	$41 \cdot 10^{-15}$	$4,31 \cdot 10^{-12}$	$64 \cdot 10^{-9}$
МФ2 (Моделирование)	0,002	$20 \cdot 10^6$	$44 \cdot 10^{-15}$	$4,28 \cdot 10^{-12}$	$68 \cdot 10^{-9}$

Далее представлены глазковые диаграммы для различных скоростей передачи данных, полученные при измерении МФ1 и МФ2 (рисунок 4.28). Параметры глазковых диаграмм для обоих МФ приведены в таблице 4.9.

Таблица 4.9 – Параметры глазковых диаграмм

	Скорость передачи, Гбит/с	Высота «глаза», мВ	Ширина «глаза», нс	Фазовое дрожание, пс
МФ1	0,1	454	9,95	< 1
	0,3	421	3,26	14,19
	0,9	338	0,95	36,76
МФ2	0,1	464	9,98	< 1
	0,3	430	3,29	8,51
	0,9	352	0,99	21,14

Из рисунка 4.28 и таблицы 4.9 следует, что для обоих МФ отклонения значений высоты и ширины «глаза» не превышают 2% для всех исследуемых скоростей передачи данных. Между тем, отклонения значений фазового дрожания для обоих МФ практически отсутствуют для скорости 0,1 Гбит/с, и составляют 25% для скорости 0,3 Гбит/с и 27% для скорости 0,9 Гбит/с. Видно, что МФ1 уступает МФ2 по всем параметрам полученных глазковых диаграмм. Исключение составляют значения фазового дрожания при скорости 0,1 Гбит/с, где характеристики оказались идентичными. Если сигнал слишком быстрый, например, при скорости 0,9 Гбит/с, в нем сильно проявляются модальные искажения. Временные интервалы нарастания и спада полезного сигнала начинают

раскладываться из-за различия фазовых скоростей мод. Дальнейшее увеличение скорости передачи данных может привести к еще большим искажениям.

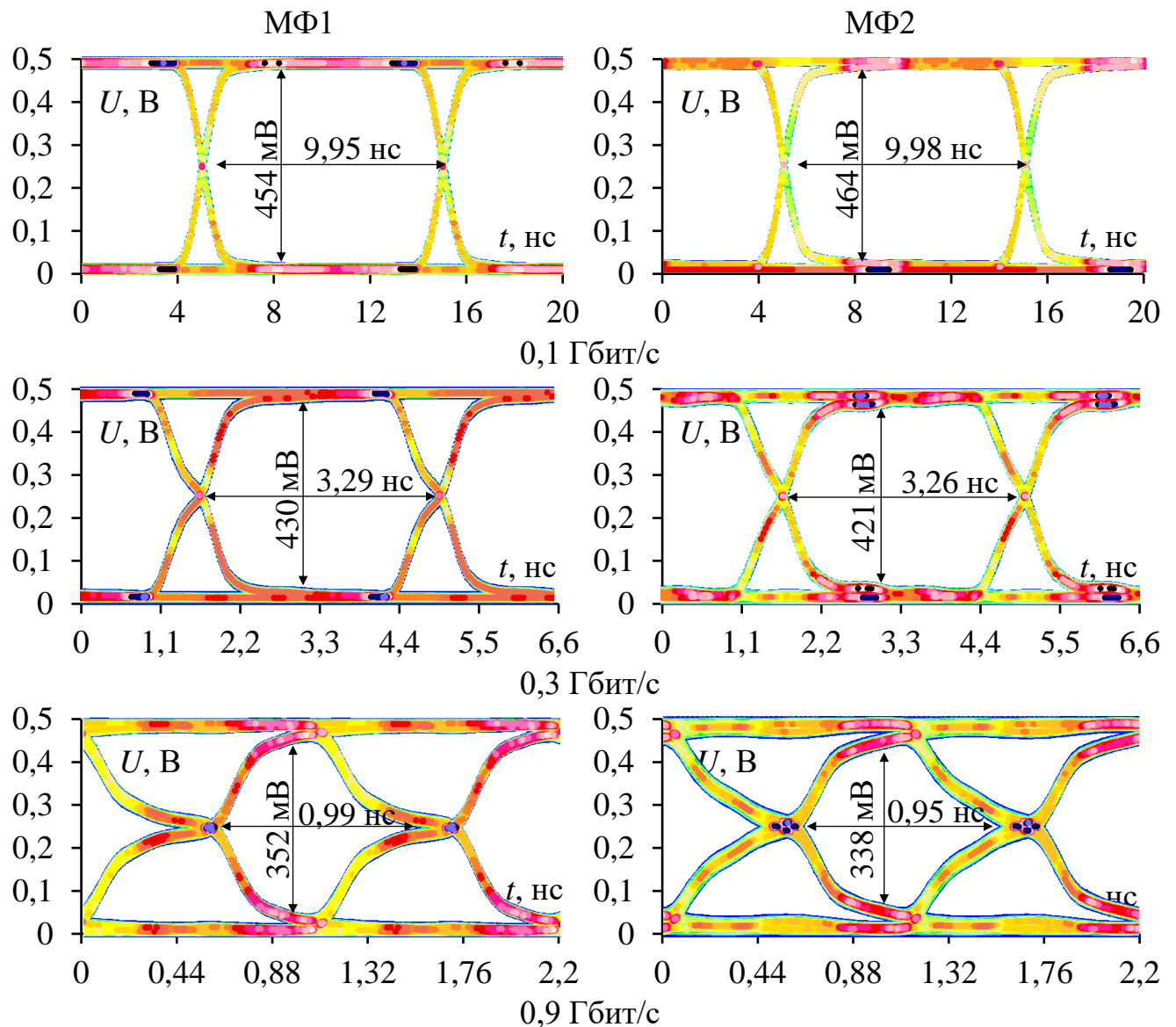


Рисунок 4.28 – Глазковые диаграммы, полученные по результатам измерений в порту 2

4.4 Модальный фильтр на основе связанной микрополосковой линии с радиопоглощающим материалом

Значительные диэлектрические и магнитные потери РПМ, а также его высокие значения ϵ_r и μ_r могут значительно увеличить затухание СШП импульса. Здесь представлен подход к улучшению характеристик МФ за счет использования РПМ. Для комплексного исследования необходимо выполнить предварительное

моделирование без учета потерь и оценить влияние толщины РПМ на характеристики МФ. После этого необходимо изготовить прототип МФ без РПМ и с ним, а также провести измерения в частотной и временной областях. Для проверки результатов измерений необходимо выполнить электродинамический анализ.

4.4.1 Влияние толщины радиопоглощающего материала

Здесь анализируется распространения СШП импульсов в 2-проводном МФ с различной толщиной РПМ. На рисунке 4.29 показано поперечное сечение МФ с РПМ. Схема соединения такого МФ представлена на рисунке 4.20б. В поперечном сечении h_1 – толщина абсорбера, ϵ_{r1} – относительная диэлектрическая проницаемость поглотителя, $\text{tg}\delta_1$ – тангенс угла диэлектрических потерь.

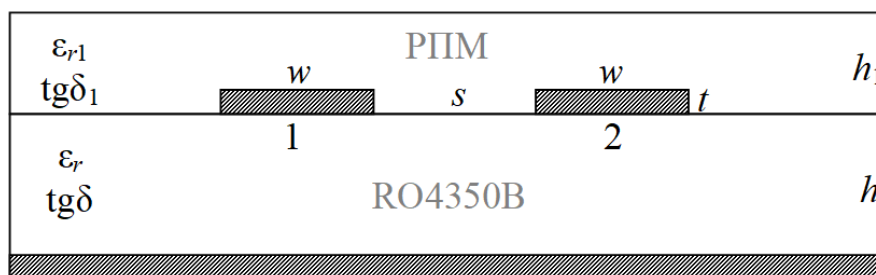


Рисунок 4.29 – Поперечное сечение МФ с РПМ

В исследуемом МФ распространяются две моды: дифференциальная τ_1 и синфазная τ_2 . При наличии РПМ задержки обоих мод увеличиваются, особенно τ_1 . Поскольку эффективность модального разложения напрямую зависит от Δt , необходимо проанализировать влияние h_1 на распространение СШП импульса. Для этого использован квазистатический анализ в ADS. Толщина РПМ изменялась от 0,05 до 2 мм с шагом 0,05 мм. В качестве импульса СШП помехи использован трапецевидный сигнал со временем нарастания, спада и плоской вершины по 50 пс и амплитудой ЭДС 1 В. Для точного определения времени прихода каждого импульса анализ проводился без учета потерь. На рисунке 4.30 показаны временные отклики разложенных импульсов в порту П2 для МФ с различными значениями h_1 . Зависимости τ от h_1 приведены на рисунке 4.31.

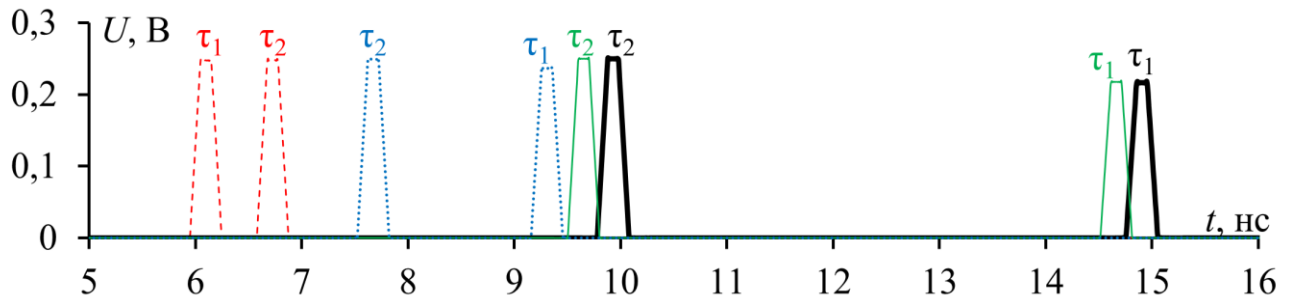


Рисунок 4.30 – Временные отклики в порту П2 при толщине РПМ 0,05 мм (···), 0,75 мм (—) и 2 мм (—), а также без поглотителя (---)

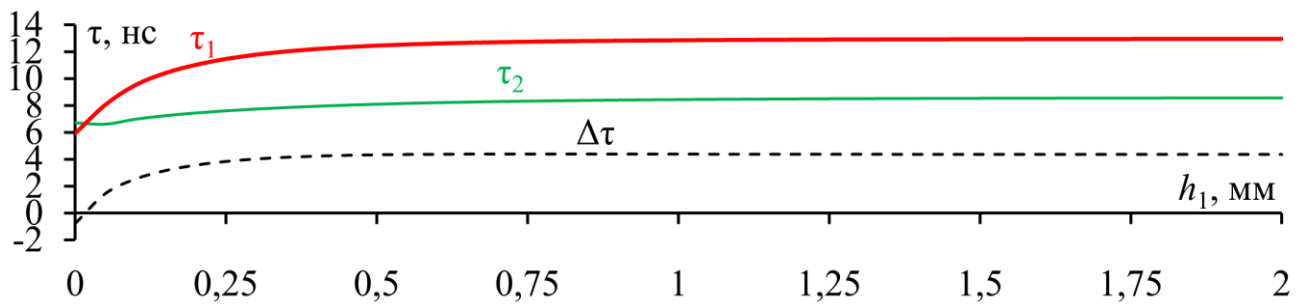


Рисунок 4.31 – Зависимости τ от h_1

Видно, что входной СШП импульс раскладывается на два импульса меньшей амплитуды. Наличие РПМ значительно увеличивает значения τ . В исходном МФ значение τ_2 больше τ_1 ; однако после добавления РПМ их соотношение изменилось. Толщину поглотителя важно тщательно выбирать, поскольку при малом значении h_1 модальное разложение отсутствует. Из рисунка 4.31 видно, что соотношение между τ и h_1 не является линейным. Поэтому необходимо выбрать оптимальное значение h_1 , обеспечивающее большее значение $\Delta\tau$. На рисунке 4.32 представлено относительное отклонение $\Delta\tau$. Видно, что при $h_1=0,75$ мм относительное отклонение не превышает 0,1%. Поэтому это значение h_1 используется при создании и измерении прототипа.

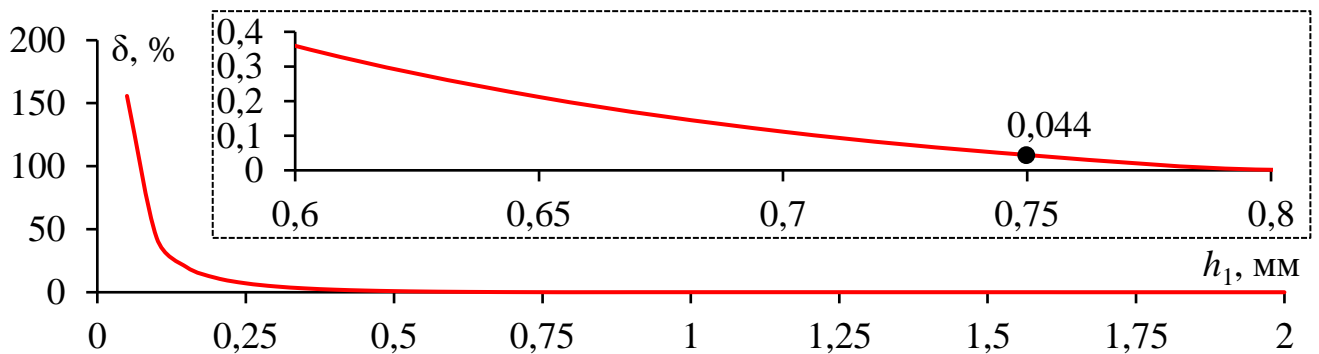


Рисунок 4.32 – Относительное отклонение $\Delta\tau$ от h_1

4.4.2 Структура, материалы и методы исследования

В качестве РПМ использован магнитодиэлектрик ЗИПСИЛ 601 РПМ-01. Данный материал представляет собой тонкое, гибкое, эластичное силиконовое основание, заполненное магнитными нано/микрочастицами особой формы. Он способен эффективно поглощать ЭМ волны в диапазоне частот от 100 МГц до 50 ГГц. Ближайшими аналогами такого материала являются поглотители Eccosorb GDS, BSR, MFS и CHO-MUTE 9005. В то же время они имеют более низкий уровень вносимых потерь на высоких частотах, чем используемый РПМ. Параметры ЗИПСИЛ-601 РПМ-01 до 6 ГГц приведены на рисунке 4.33.

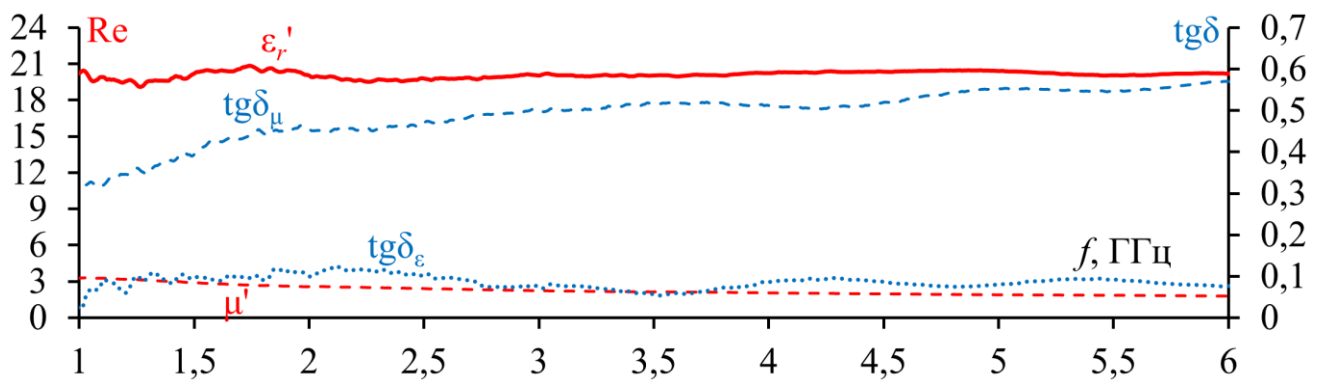


Рисунок 4.33 – Частотные зависимости параметров поглотителя

Габариты ПП идентичны структурам из пункта 4.3. Используемый РПМ приклеивался к МФ с помощью жидкого РПМ с теми же характеристиками. Фотографии исходного и модифицированного МФ приведены на рисунке 4.34.

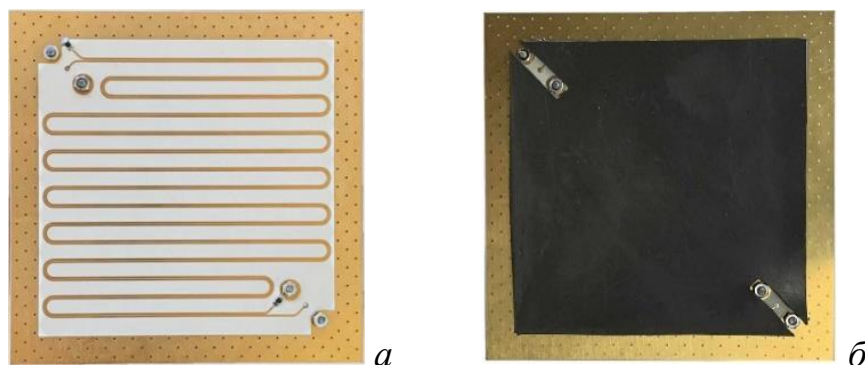


Рисунок 4.34 – Фотографии исходного (а) и модифицированного (б) МФ

На рисунке 4.35 показана экспериментальная установка, используемая для анализа частотных характеристик МФ.

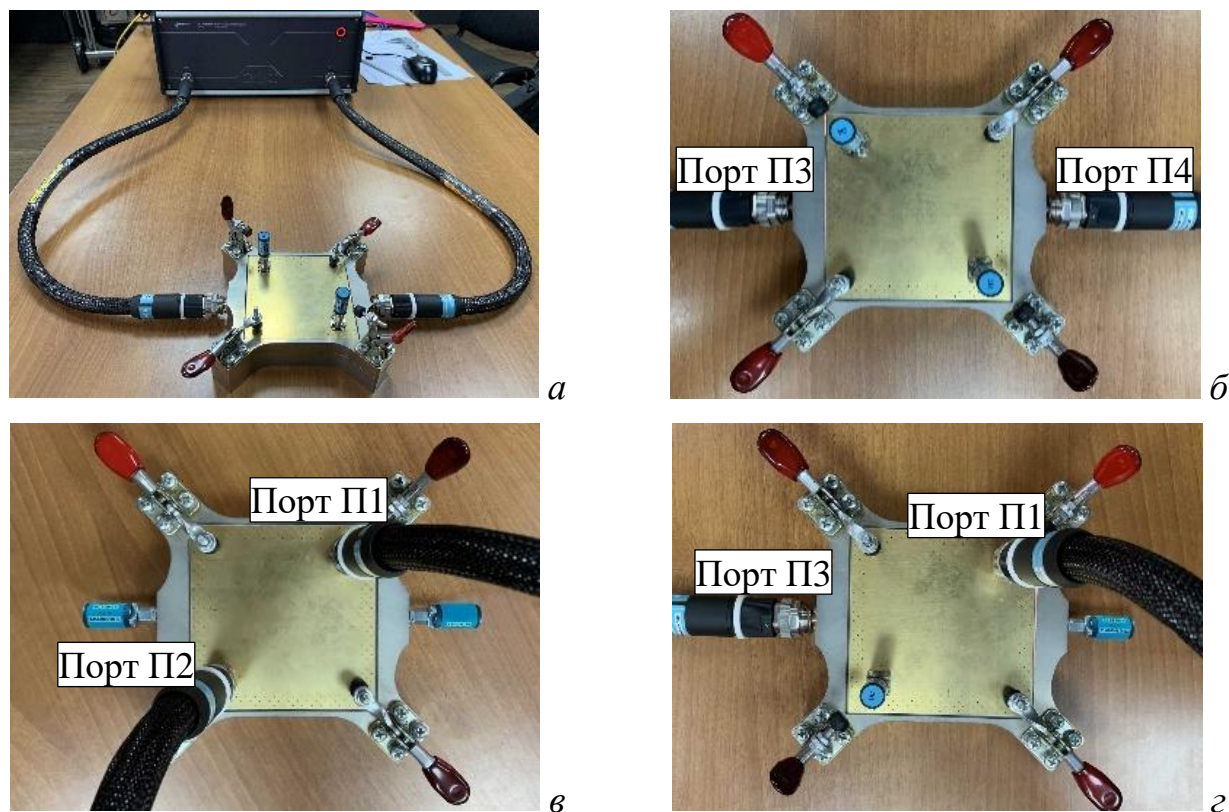


Рисунок 4.35 – Измерительная установка для анализа МФ в частотной области: общий вид (а), анализ ТЕМ-камеры (б), кондуктивных (в) и наведенных (г) помех

Исследуемый МФ располагался внутри ТЕМ-камеры, чтобы исключить влияние внешних помех. Используемая ТЕМ-камера с МФ подключались к 2-портовому ВАЦ с помощью высокочастотных кабелей. В качестве ВАЦ использован измерительный прибор Панорама П4226 (Микран) с диапазоном рабочих частот от 10 МГц до 26,5 ГГц. Измерительное оборудование калибровалось в диапазоне рабочих частот ТЕМ-камеры от 10 МГц до 5,2 ГГц. Для учета влияния ориентации ЭМ поля в ТЕМ-камере, ПП измерялась в 4-х положениях с шагом 90° . Далее анализировались наихудшие значения наведенного напряжения на центральный проводник ТЕМ-камеры. Анализ временных характеристик выполнен аналогично пункту 4.3.2.

Для экспериментального исследования ЭМ поля в дальней зоне использована установка, показанная на рисунке 4.36. Порт П2 подключался к согласованной нагрузке. Один из портов ВАЦ подключался к рупорной антенне, предназначенной для решения широкого круга технических задач, связанных с измерением радиочастотных и микроволновых ЭМ волн в широком диапазоне частот. Антенна

имеет широкий рабочий диапазон частот от 1 до 33 ГГц, высокий коэффициент усиления до 18 дБ, низкое значение КСВ. На первом этапе измерительная система калибровалась с подключенным МФ без РПМ. На втором этапе РПМ размещался на внешнем слое ПП и измерялся $|S_{21}|$ от МФ до антенны. Антенна располагалась на расстоянии 1 м от МФ.



Рисунок 4.36 – Измерительная установка для анализа ЭМ поля в дальней зоне

Моделирование характеристик МФ в ТЕМ-камере выполнено аналогично пункту 4.3.2. Для анализа МФ в дальнем поле использовался метод конечных разностей во временной области. Все оконечные нагрузки подключались к опорному проводнику через резисторы с сопротивлением 50 Ом. Исследуемый МФ моделировался с использованием ЭМ сетки с размером основной ячейки, равным $1/60$ длины волны (от 3 до 6 ГГц). Значение E рассчитывалось на расстоянии 1 м под прямым углом.

4.4.3 Результаты измерений и моделирования

На рисунке 4.37 представлены частотные зависимости $|S_{21}|$ исходного МФ и МФ с РПМ, а также временные отклики на СШП импульс в порту П2. В таблице 4.10 представлены результаты измерений и моделирования частотных и временных характеристик, а в таблице 4.11 – рассчитанные N -нормы разложенных импульсов. Видно, что применение РПМ увеличило вносимые потери. Так, значение f_c уменьшилось с 335 до 60 МГц (по результатам измерений). Сдвиг f_1 на 660 МГц

обусловлен увеличением Δt . Временные характеристики показывают, что входной СШП импульс раскладывается на два импульса меньшей амплитуды. Применение РПМ позволило значительно снизить амплитуду разложенных импульсов и увеличить Δt . В результате МФ с РПМ может раскладывать СШП импульс большей длительности. Из таблиц 4.11 видно, что МФ ослабляет импульс СШП помехи. Применение РПМ позволяет значительно увеличить общее затухание. Экспериментально показано, что значение N_1 уменьшилось в 4,31 раза, N_2 – в 6,52 раза, N_5 – в 1,87 раза. Видно, что МФ с РПМ сильно ослабляет входное воздействие: N_1 в 17,2 раза, N_2 в 70 раз, N_5 в 4,6 раза. В результате применения РПМ вероятность возникновения различного рода отказов значительно снижается.

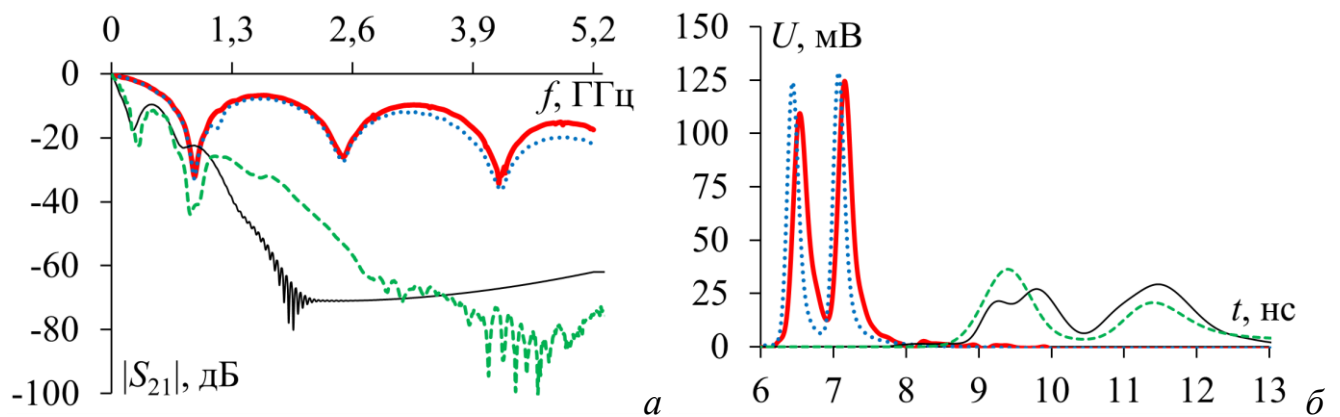


Рисунок 4.37 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ (а) и временные отклики (б) на СШП импульс в порту П2, полученные в ходе измерений (—) и моделирования (··) исходного МФ, а также измерений (—) и моделирования (—) МФ с РПМ

Таблица 4.10 – Частотные и временные характеристики МФ

Структура	f_c , МГц	f_1 , МГц	U_1 , мВ	U_2 , мВ
МФ без РПМ (Измерение)	335	900	106	125
МФ без РПМ (Моделирование)	325	895	123	129
МФ с РПМ (Измерение)	60	240	27	29
МФ с РПМ (Моделирование)	75	280	36	21

Таблица 4.11 – Рассчитанные N -нормы разложенных импульсов

Структура	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
Входное воздействие	0,5	$4,61 \cdot 10^9$	$82 \cdot 10^{-12}$	$82 \cdot 10^{-12}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$
МФ без РПМ (Измерение)	0,125	$0,43 \cdot 10^9$	$65 \cdot 10^{-12}$	$66 \cdot 10^{-12}$	$2,19 \cdot 10^{-6}$
МФ без РПМ (Моделирование)	0,129	$0,53 \cdot 10^9$	$57 \cdot 10^{-12}$	$58 \cdot 10^{-12}$	$2,12 \cdot 10^{-6}$
МФ с РПМ (Измерение)	0,029	$6,59 \cdot 10^7$	$64 \cdot 10^{-12}$	$65 \cdot 10^{-12}$	$1,17 \cdot 10^{-6}$
МФ с РПМ (Моделирование)	0,036	$6,71 \cdot 10^7$	$63 \cdot 10^{-12}$	$62 \cdot 10^{-12}$	$1,08 \cdot 10^{-6}$

На рисунке 4.38 представлены результаты моделирования и измерения ослабления $|S_{21}|$ при использовании РПМ, полученного в дальней зоне на расстоянии 1 м от МФ. В таблице 4.12 приведены полученные максимальные, минимальные и средние значения ослабления. Расчетное среднее значение затухания составляет 9,3 дБ, а измеренное – 8,7 дБ.

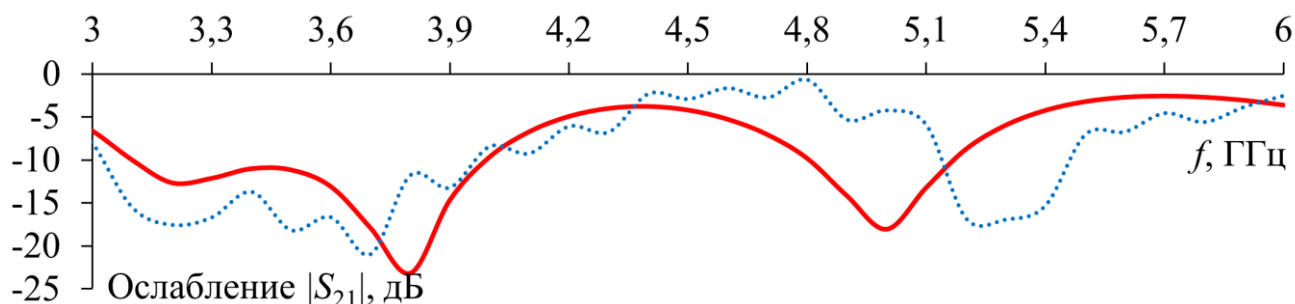


Рисунок 4.38 – Результаты моделирования (··) и измерения (–) ослабления $|S_{21}|$

Таблица 4.12 – Ослабление $|S_{21}|$ в дальней зоне при использовании РПМ

Значение ослабления	Моделирование	Измерение
Минимальное	20,96 дБ	23,16 дБ
Максимальное	0,65 дБ	2,55 дБ
Среднее	9,28 дБ	8,70 дБ

4.5 Анализ эффективности экранирования помехозащитного корпуса для фильтра подавления электромагнитных помех

В работе [214] представлена СШЭП КА, обеспечивающая электроснабжение отдельных блоков КА суммарной мощностью 20 кВт (рисунок 4.39а). В состав СШЭП входит блок входных и выходных кабельных отводов, а также фильтр подавления ЭМП [215, 216]. Для обеспечения заданного уровня ослабления ЭМП в широком частотном диапазоне помехоподавляющий фильтр представляет собой каскадное соединение МФ [217] и фильтра на основе пассивных RLC-компонентов [218–223]. Из-за наличия широких печатных проводников и контактных площадок данный помехозащитный фильтр чувствителен к внешним полям и излучаемым ЭМП.

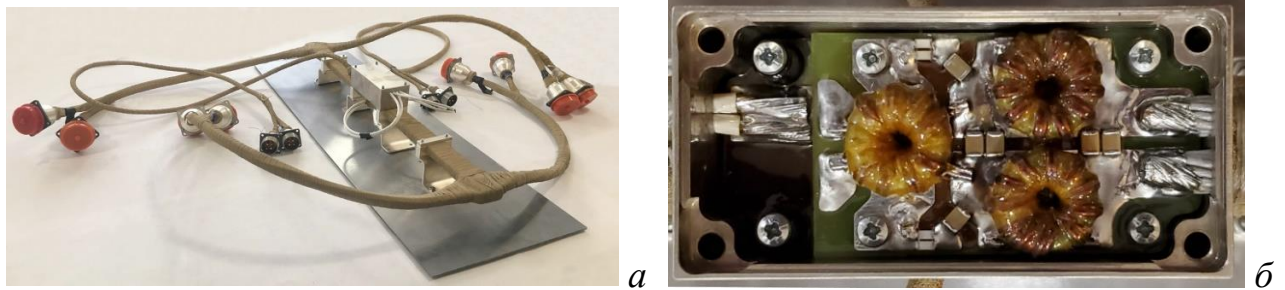


Рисунок 4.39 – Силовая шина электропитания КА (а)
и помехоподавляющий фильтр в корпусе (б)

При эксплуатации СШЭП, помехоподавляющий фильтр рекомендуется помещать в специальный алюминиевый корпус (рисунок 4.39б). Ранее, в [224], выполнено исследование проводных отводов СШЭП. В работах [225–227] представлены результаты моделирования частотных и временных характеристик МФ и фильтра подавления ЭМП. В [228] на основе аналитических моделей вычислена ЭЭ упрощенной модели корпуса помехоподавляющего фильтра. Образованная щель между крышкой и основанием корпуса рассматривалась в виде сплошной апертуры высотой 50 мкм. Между тем оценка влияния реальных геометрических параметров корпуса с учетом и без учета подключений проводных отводов не проводилась.

4.5.1 Конструкция корпуса и методы вычислительного эксперимента

Для анализа ЭЭ применяют различные виды анализа. Так, для простых структур успешно применяется квазистатический анализ и аналитические выражения [229–231], а для анализа сложных структур в широком частотном диапазоне – электродинамический анализ [228]. Для достижения высокоточных результатов здесь использован электродинамический анализ и метод конечных разностей во временной области.

При разработке СШЭП и его составляющих заданы максимальные габариты корпуса $110 \times 48 \times 8,5 \text{ мм}^3$ и толщина стенок $t=2,5 \text{ мм}$. После оптимизации геометрических параметров корпуса, с точки зрения минимизации массы определены рекомендованные габариты $92 \times 45 \times 35,5 \text{ мм}^3$. Для получения

достоверных результатов анализа ЭЭ важно построение точной 3-мерной модели для проведения электродинамического анализа. В качестве материала корпуса используется алюминий с удельной электрической проводимостью $\sigma=3,6 \times 10^7$ См/м и $\mu_r=1$. Минимальная толщина стенок составила 1,25 мм. Геометрические размеры корпуса и его трехмерная модель изображены на рисунке 4.40а. Апертуры представляют собой два прямоугольных отверстия со скругленными краями, расстояние между центрами которых составило 10 мм, а ширина и высота апертур приняты равными 8 и 4 мм, соответственно.

Количественная характеристика ЭЭ определяется как отношение значений напряженности поля в точке, помещенной в корпус и без корпуса. Внутри корпуса помещено 9 зондов для измерения напряженности поля, при этом выбиралось наихудшее значение ЭЭ (рисунок 4.40б). На рисунке 4.41а показано воздействие плоской ЭМ волны. Вектор Пойнтинга направлен под прямым углом к стенке корпуса. Частота воздействия изменяется от 0 до 20 ГГц.

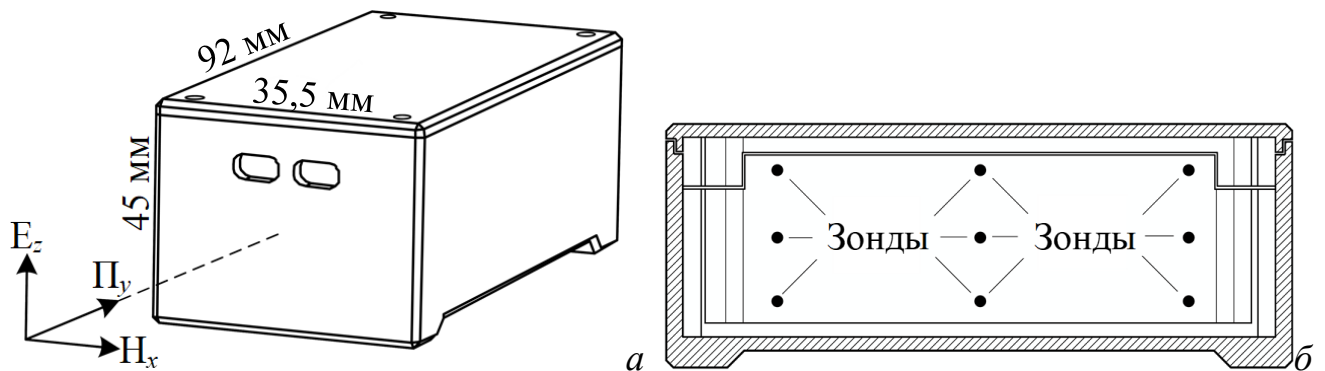


Рисунок 4.40 –Трехмерная модель корпуса с апертурами (а) и установленные зонды для измерения напряженности поля (б)

Здесь проведена оценка ЭЭ корпуса с открытыми апертурами. Также проанализировано влияние подключенных кабельных отводов с наличием сплошного экрана из проводящей технической ленты и без него. В каждой апертуре находилось два медных провода диаметром 3,2 мм в изоляции толщиной 0,3 мм. Также проведена оценка целостности экранирования в месте соединения проводящей ленты и помехозащитного корпуса. Для этого проведено дополнительное моделирование ЭЭ корпуса с проводными отводами и экраном из проводящей технической ленты, отключенного от помехозащитного корпуса и

помещенного на расстояние 50 мкм от него. При этом, на данном этапе не учитывалось влияние зазоров в крышке корпуса.

Следующим этапом проведена оценка влияния зазоров в крышке корпуса на ЭЭ. Поскольку при изготовлении данного устройства заданы максимально допустимые отклонения (100 мкм) для каждой детали, максимальный зазор может составлять 200 мкм. При воздействии внешнего ЭМ поля, наведенные высокочастотные токи утечки способны проникать внутрь корпуса через эти зазоры (рисунок 4.41а). Выполнена оценка ЭЭ со следующими зазорами между основанием и крышкой: 0, 50, 100, 150, 200 мкм. При этом влияние основных апертур не учитывалось, они представляли собой сплошной металлический экран, толщиной 2,5 мм.

Заключительный этап исследования состоял в анализе ЭЭ помехозащитного корпуса с установленными МФ и фильтра подавления ЭМП (рисунок 4.41б). При этом влияние основных апертур также не учитывалось, а зазор между основанием корпуса и его крышкой составил 50 мкм. Используемый МФ (1) состоит из четырех ПП, представляющих собой связанные МПЛ. При этом фильтр подавления ЭМП состоит из одной ПП (2), на верхнем слое которой располагаются три тороидальных сердечника (3) с магнитной проницаемостью $\mu_r=300$. Сквозь все ПП проходит четыре крепежных винта (4) соединенных с помехозащитным корпусом. Зонды для измерения напряженности поля помещены как между ПП, так и между ПП и корпусом. Для определения ЭЭ в заданной конфигурации выбиралось наихудшее ослабление.

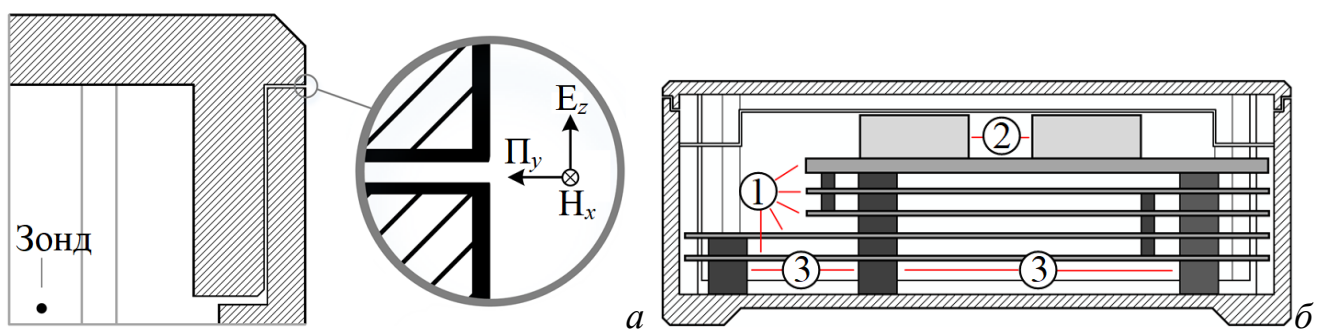


Рисунок 4.41 – Воздействие плоской ЭМ волны на корпус (а) и иллюстрация расположения установленных ПП внутри экранированного объема (б)

4.5.2 Результаты электродинамического анализа

В двух подразделах представлены результаты исследования ЭЭ помехозащитного корпуса с апертурами с учетом и без учета возможных подключений, а также с образованным зазором между основанием корпуса и его крышкой.

На рисунке 4.42 изображены результаты электродинамического анализа ЭЭ помехозащитного корпуса с открытыми апертурами; с апертурами и включенными проводными отводами; с апертурами, включенными проводными отводами и экраном.

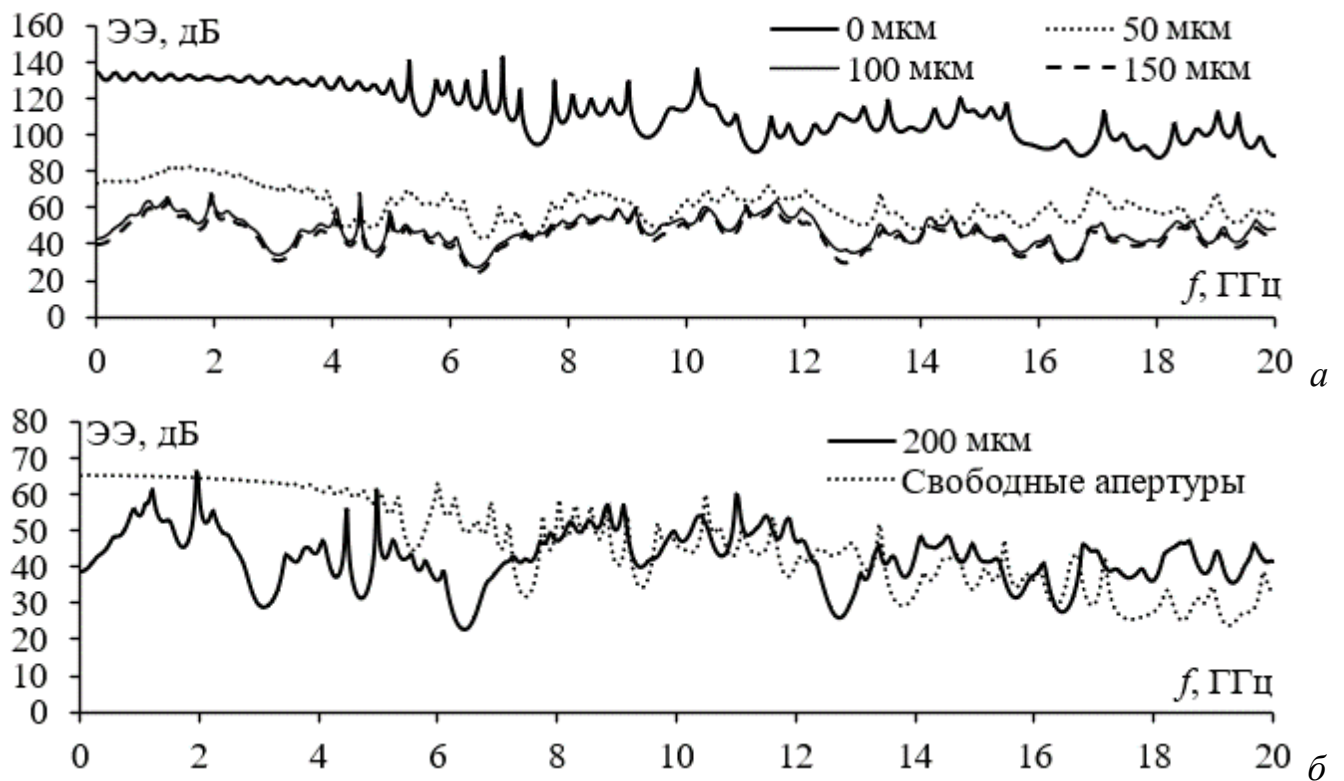


Рисунок 4.42 – ЭЭ для конфигураций с зазорами 50, 100 и 150 мкм (а), а также 200 мкм (б)

Видно, что наибольшая ЭЭ наблюдается в конфигурации с экранированными проводными отводами. Минимальное ослабление в заданном частотном диапазоне составляет 87 дБ. Такой результат достигается благодаря отсутствию открытых щелей и зазоров в помехозащитном корпусе. Можно заключить, что экранирование кабельных отводов даже тонким проводящим слоем (50 мкм для данного

исследования) способно обеспечить эффективную защиту. При этом, если рассматривать результаты моделирования ЭЭ с открытыми апертурами, можно заметить, что общее ослабление является недостаточным. На частотах выше 17,5 ГГц значение ЭЭ падает до 25 дБ. Однако худший результат показывает конфигурация с апертурами и включенными проводными отводами без экрана. В частотном диапазоне от 16 до 18 ГГц ослабление отсутствует. Это обусловлено тем, что излучаемые ЭМП проникают внутрь помехозащитного корпуса через проводные отводы, входящие в экранированный объем. Общий уровень ЭЭ в данной конфигурации во всем частотном диапазоне остается неприемлемым для большинства РЭУ. На рисунке 4.42б представлены результаты моделирования ЭЭ для конфигурации с апертурами, включенными проводными отводами и сдвинутым на 50 мкм экраном.

Видно, что общий уровень ослабления и характер кривой практически совпадают с конфигурацией без экрана. Образованный зазор значительно ухудшает ЭЭ помехозащитного корпуса, поэтому при проектировании и монтаже подобного рода устройств крайне важно контролировать целостность экранирующих границ. Максимальное и минимальное ослабление в представленных конфигурациях сведены в таблицу 4.13.

Таблица 4.13 – Наибольшее и наименьшее ослабления ЭЭ в исследуемых конфигурациях

Конфигурации	Ослабление ЭЭ, дБ	
	Наибольшее	Наименьшее
Свободные апертуры	65	24
Апертуры с кабелем без экрана	47	-5
Апертуры с кабелем с экраном	152	87
Апертуры с кабелем и смещенным экраном	48	1

На рисунке 4.43 изображены результаты электродинамического анализа ЭЭ помехозащитного корпуса с учетом образованных зазоров между основанием корпуса и его крышкой. Из графика видно, что наибольшая ЭЭ наблюдается в конфигурации без зазоров. Минимальное ослабление в заданном частотном диапазоне составляет 88 дБ. Такой результат, как и в случае с конфигурацией с апертурами и экранированными проводными отводами, достигается благодаря

обеспечению целостности экранирования. Конфигурация с зазором 50 мкм показывает средние результаты. Так, минимальное ослабление в 43 дБ наблюдается в частотном диапазоне от 6 до 7 ГГц. Это может быть обусловлено тем, что из-за интерференции падающих и отраженных волн в зазоре образуются резонансы, ухудшающие ЭЭ. При этом существенное ухудшение ослабления наблюдается в конфигурациях с зазором 100, 150 и 200 мкм. Характеристика этих конфигураций имеет схожий характер: наблюдаются множественные резонансы во всем частотном диапазоне. При этом наихудшее ослабление наблюдается в конфигурации с зазором 200 мкм (рисунок 4.43б), которое составляет 23 дБ. Следует отметить, что этот результат схож с результатами, полученными для конфигурации с открытыми апертурами на частотах свыше 8 ГГц. Максимальное и минимальное ослабление в представленных конфигурациях сведены в таблицу 4.14.

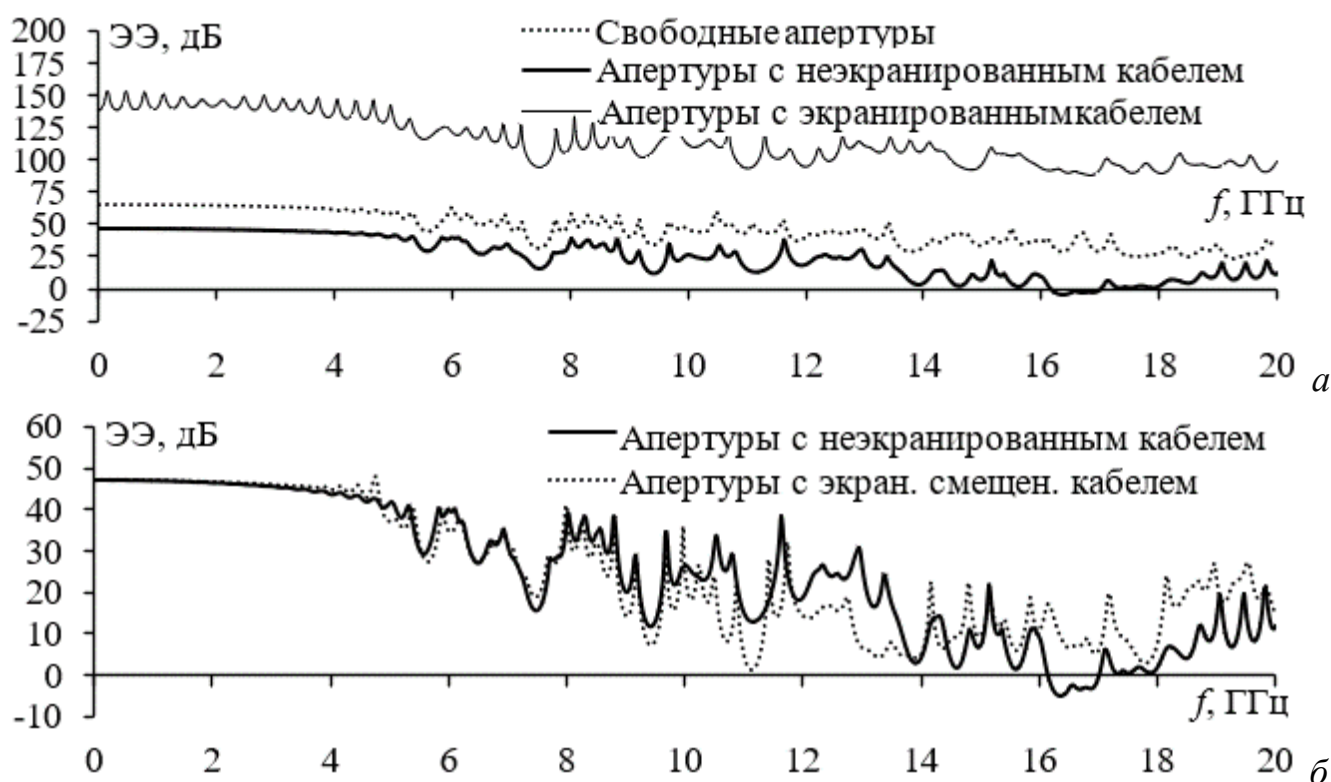


Рисунок 4.43 – ЭЭ для конфигураций с апертурами и включенными проводными отводами со сплошным экраном и без него (а), а также со смещенным экраном на 50 мкм (б)

Можно заключить, что даже минимальный зазор между основанием корпуса и его крышкой способен существенно влиять на ЭЭ. Для минимизации негативного влияния подобного рода зазоров в местах соединения деталей корпуса можно применять прокладки, из РПМ. Также, усложняя конструкцию корпуса (добавление лабиринтов) можно добиться существенного ослабления ЭМП за счет потерь на переотражения. Наиболее эффективным способом сохранения приемлемого уровня ЭЭ является повышение технологичности и точности изготовления деталей помехозащитного корпуса.

Таблица 4.14 – Ослабление ЭЭ в конфигурациях со смещенным экраном

Конфигурации	Ослабление ЭЭ, дБ	
	Наибольшее	Наименьшее
Конфигурация без апертур	143	88
Смещение на 50 мкм	83	43
Смещение на 100 мкм	68	27
Смещение на 150 мкм	67	25
Смещение на 200 мкм	66	23

На рисунке 4.44 представлены результаты электродинамического анализа ЭЭ помехозащитного корпуса с зазором между основанием и крышкой с установленными МФ и фильтра подавления ЭМП.

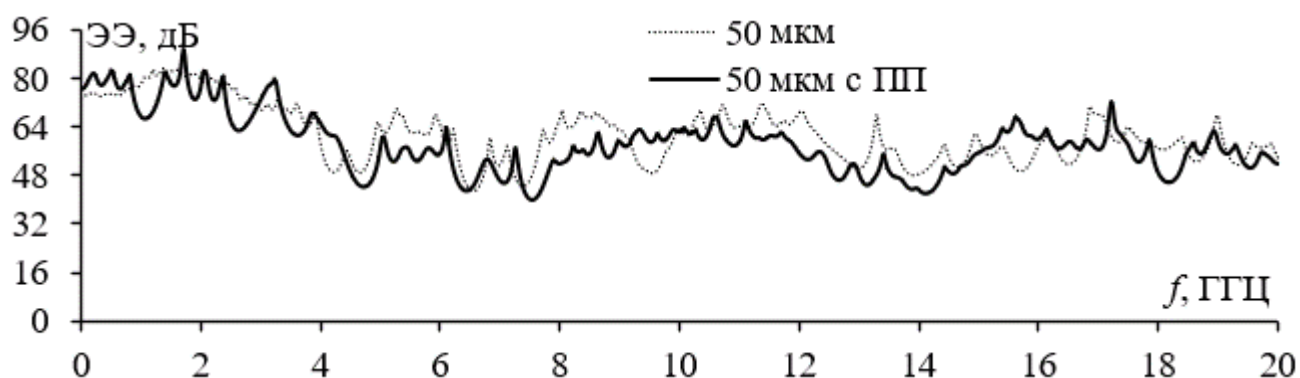


Рисунок 4.44 – ЭЭ для конфигураций с зазорами 50 мкм без ПП и с ними

Видно, что характеристики ЭЭ с установленными ПП и без них имеют схожий характер, однако они оказывают некоторое влияние. Так, за счет появления дополнительных резонансов, вызванных интерференцией падающих и отраженных волн, изменяется общий уровень ослабления. Также, наличие ПП в экранированной объеме смещает резонансы по частоте и амплитуде. Наибольшее и наименьшее

ослабление, наблюдаемое на рисунке 4.44, приведены в таблице 4.15. Видно, что максимальное ослабление в конфигурации с установленными платами изменилось с 83 до 89 дБ, а минимальное с 43 до 40 дБ. При этом абсолютное отклонение не превышает 6 дБ, что может говорить о слабом влиянии ПП на ЭЭ помехозащитного корпуса.

Таблица 4.15 – Наибольшее и наименьшее ослабления ЭЭ в исследуемых конфигурациях с наличием ПП и без них со смещенным на 50 мкм экраном

Конфигурации	Ослабление ЭЭ, дБ	
	Наибольшее	Наименьшее
Без ПП	83	43
С ПП	89	40

Далее представлены результаты электродинамического анализа ЭЭ помехозащитного корпуса в различных конфигурациях. Наилучшее ослабление излучаемых ЭМП (87, 88 дБ) показывают конфигурации с апертурами и экранированными проводными отводами, а также с закрытыми апертурами. При нарушении целостности экранирования общий уровень ослабления значительно снижается. Так, в конфигурации с проводными отводами и смещенным экраном на 50 мкм отсутствует ослабление в частотном диапазоне от 16 до 18 ГГц. Высокочастотные ЭМП проникают внутрь экранированного объема по проводам, ухудшая ЭЭ. Однако проводные отводы являются не единственным местом утечки высокочастотных токов. Зазор, образованный между основанием корпуса и его крышкой способен пропускать ЭМП. В конфигурации с зазором в 50 мкм наименьшее ослабление составило 43 дБ в частотном диапазоне от 6 до 7 ГГц. При этом наихудшее ослабление (23 дБ) наблюдается в конфигурации с зазором 200 мкм. Наличие в экранированном объеме ПП оказывает слабое влияние на ЭЭ. При этом абсолютное отклонение ослабления в конфигурации с платами и без них не превышает 6 дБ во всем частотном диапазоне.

4.6 Практические рекомендации по проектированию межсоединений печатных плат для защиты электрических цепей от сверхширокополосных помех

Здесь приведены порядок и рекомендации проектирования межсоединений ПП для защиты электрических цепей от СШП помех. Они могут быть применены при разработке силовых и сигнальных цепей. Защита от СШП помех достигается за счет организации сильной ЭМ связи между дополнительными пассивными или соседними цепями на ПП.

Для применения технологии модальной фильтрации необходимо определить условия эксплуатации изделия, применяемый класс точности ПП, ее массогабаритные характеристики и жесткость, материал диэлектрической подложки, покрытие и способ размещения радиоэлектронных компонентов.

Условия эксплуатации ПП указываются в техническом задании. В зависимости от параметров температуры и влажности определяется группа жесткости в соответствии с [232]. В результате определяется конструкция ПП, используемые материалы, массогабаритные характеристики, покрытие и т.д. Как было показано в п. 2.1.5, температура оказывает незначительное влияние на характеристики 4-слойного 3-С МФ. Для оценки влияния температуры и влажности на характеристики применяемого МФ можно воспользоваться математической температурной моделью, представленной в [141].

Точность изготовления ПП может оказывать сильное влияние на первичные параметры устройств, в основу работы которых положен принцип модальной фильтрации [233]. В результате изменяется эффективность модального разложения. Наименьшее влияние точность изготовления ПП оказывает на 3-С МФ. Для большинства защитных структур с модальной фильтрацией допустимо использовать широко используемый 3 класс (w и s не менее 250 мкм). Такой класс точности прост в изготовлении и обеспечивает хорошую надежность в эксплуатации. Применение более высоких классов точности только для реализации структур с модальной фильтрацией технически и экономически нецелесообразно.

В зависимости от количества радиоэлектронных компонентов, сложности их трассировки и монтажа, для реализации структур с модальной фильтрацией допустимо использовать как простейшие ОПП и ДПП [234, 235], так и МПП и гибкие ПП [236]. Размер ПП обуславливает конечную длину структур с модальной фильтрацией. Поэтому, в общем случае, рекомендуется использовать МФ, представленные в подразделах 4.2 и 4.1. Они обладают наибольшими значениями Δt , что обеспечивает модальное разложение при наименьшей длине структуры. Для минимизации габаритов МФ можно использовать схемы трассировки, представленные в подразделе 4.3. Также допустимо выполнять трассировки МФ как на внешних, так и на внутренних слоях ПП. Однако это требует тщательного проектирования параметров МФ вдоль всей длины. Для исследования распространения СШП помехи в многопроводных ЛП на ПП и локализации ее максимумов можно использовать ПО TALGAT [237, 238].

Параметры структур с модальной фильтрацией сильно зависят от материала диэлектрической подложки. Ее выбор определяется согласно ТУ на конкретное устройство и ГОСТ 10316-78 [239] для обеспечения заданных эксплуатационных характеристик. Рекомендуемые материалы и их основные параметры, влияющие на характеристики устройств с модальной фильтрацией, приведены в таблице 4.16.

Таблица 4.16 – Материалы, используемые для реализации МФ

Название	Возможные марки	Основные характеристики
Стеклотекстолит	FR-4, FR4-Tg 180, ITEQ 180A Tg 175, МИ 1222, ФАФ-4Д, СТФ-1, СФ-1-35	Низкая стоимость и средние не стабильная ϵ_r , а также приемлемые физико-механические характеристики обуславливают широкое применение для реализации структур с модальной фильтрацией. Тем не менее большой $\text{tg}\delta$ может сужать полосу пропускания, что ограничивает область применения на ПП.
СВЧ-ламинат	RO4350B, RO3003, RO3003C, TMM 13i, RO300, RA300L, RA1000, TP-1/2, F4BTM-1/2	Отличные физико-механические характеристики, малая толщина, стабильная ϵ_r и низкий $\text{tg}\delta$ обеспечивают хорошие характеристики структур с модальной фильтрацией. Существенные недостатком являются высокая стоимость и большие сроки поставки.

Представленные в данной работе структуры с модальной фильтрацией просты в реализации, имеют малую длину и достаточно хорошее подавление СШП помех, а также легко интегрируются в реальные ПП. Общая схема включения МФ в электрическую цепь представлена на рисунке 4.45.

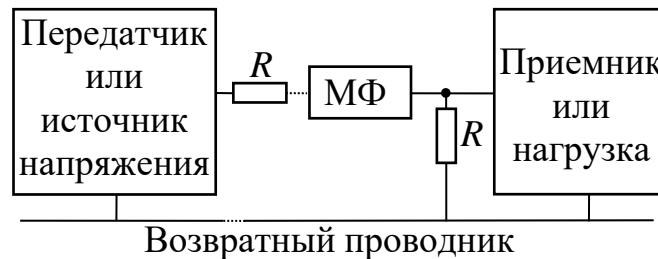


Рисунок 4.45 – Схема включения МФ в электрическую цепь

Примеры реализации структур с модальной фильтрацией на ПП представлены на рисунке 4.46. Так, с помощью 3-С МФ можно обеспечить защиту четырех ЛП в общем режиме или двух ЛП в дифференциальном режиме одновременно. За счет оптимизации геометрических параметров 4-слойной ПП можно добиться разложения импульса СШП помехи на последовательность из 4 импульсов при минимальной длине. Подробное изложение результатов оптимизации 3-С структур представлено в [152]. Реализация МФ на основе 2-слойной МПЛ с двумя боковыми проводниками, заземленными на концах, не является затруднительной. Как видно из рисунка 4.46б такой МФ может быть установлен для защиты входных цепей диодного моста за счет добавления тонких проводников с обеих сторон ЛП. Заземление этих проводников осуществляется с помощью переходных металлизированных отверстий. В случае с МФ на основе модифицированной КПЛ, реализация защиты требует изменения опорного проводника и подключения его к схемной земле через согласующие резисторы. Такой МФ может быть реализован как в цепях питания, так и в сигнальных ЛП. К примеру, в электронном блоке управление запорно-регулирующей арматурой [240] может быть реализована защита от СШП помех за счет использования таких МФ.

Пример реализации схем трассировки высокочастотных ЛП со структурой проводников в виде спирали и меандра представлен на рисунке 4.13 и описан в подразделе 4.3. При допустимых уровнях дальней перекрестной наводки от одной

ЛП к другой, предложенные схемы трассировки обеспечивают разложение СШП помех и уменьшают их влияние на элементы, оканчивающие электрические цепи.

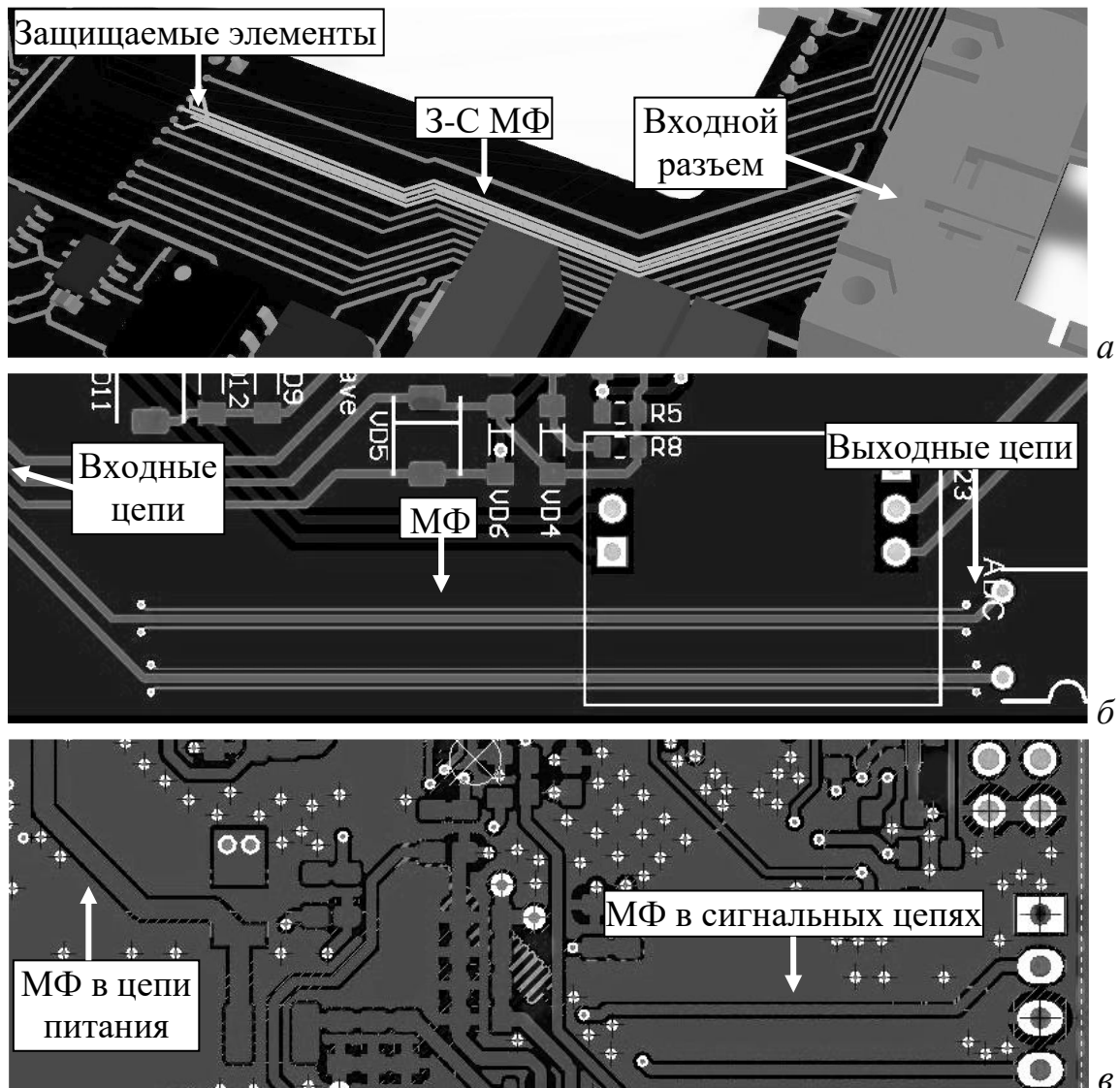


Рисунок 4.46 – Пример реализации 4-слойного 3-С МФ на МПП (а), МФ на основе 2-слойной МПЛ с двумя боковыми проводниками, заземленными на концах (б), а также МФ на основе модифицированной 2-слойной КПЛ (в)

4.7 Основные результаты раздела

1. Представлены результаты экспериментального исследования МФ на основе МПЛ с двумя боковыми проводниками, заземленными на обоих концах. Приведены аналитические выражения для расчета временного отклика в такой структуре. Для их апробации изготовлен прототип и измерены его характеристики

в частотном диапазоне от 0 до 12 ГГц. Результаты для аналитической модели находятся в хорошем согласовании с результатами измерений и моделирования двумя видами анализа. Экспериментально доказано, что исследуемая структура позволяет защитить электрические цепи от СШП импульса за счет его разделения во времени и уменьшения его влияния на компоненты. Анализ N -норм показал, что исследуемый МФ уменьшает значения N_1 в 3,87 раза, N_2 – в 52,29 и N_3 – в 2,14 раза.

2. Рассмотрена защита РЭУ от воздействия СШП помех. Приведено сравнение характеристик КПЛ и МФ во временной и частотной областях. Для сравнения характеристик изготовлен прототип КПЛ длиной 53 мм. Для подтверждения результатов измерения выполнены квазистатический и электродинамический виды анализа. Показано, что КПЛ не позволяет защитить РЭУ от опасного СШП импульса. По результатам измерения, амплитуда импульса на выходе КПЛ составила 441 мВ, что соответствует ослаблению всего в 1,2 раза по отношению к половине ЭДС. После измерения КПЛ в ее опорной плоскости сделаны два выреза симметрично существующим верхним, что позволило образовать МФ. Добавление двух вырезов позволило ослабить распространяющийся импульс СШП помехи. По результатам измерений ослабление составило 2,3 раза (значение $U_{\text{макс}}$ составило 218 мВ) по отношению к половине ЭДС, а разность задержек мод – 0,07 нс. Полоса пропускания по уровню минус 3 дБ составила 2,55 ГГц. Результаты измерения и моделирования двумя видами анализа хорошо согласуются.

3. Выполнен анализ новых схем трассировки, используемых при проектировании высокочастотных ЛП. Изготовлены два прототипа таких ЛП, со структурой проводников в виде меандра и спирали. Рассчитанный уровень дальней перекрестной наводки не превышает 4,4% от амплитуды полезного сигнала. Выполнен электродинамический анализ и измерение таких ЛП в поперечной ЭМ ячейке в диапазоне частот от 10 МГц до 5,3 ГГц. Результаты экспериментального исследования показывают, что предложенные ЛП уменьшают амплитуду СШП помехи не менее чем в 4 раза, а скорость изменения напряжения – в 10,7 раз и более. Кроме того, эффективное значение напряжения на нагрузке уменьшилось не менее

чем в 2,2 раза. Результаты, полученные в ходе электродинамического анализа, находятся в полном согласовании с экспериментальным исследованием.

4. Предложенный подход к улучшению характеристик структур с модальной фильтрацией за счет РПМ позволил уменьшить значение N_1 в 4,31 раза, N_2 – в 6,52 раза, N_5 – в 1,87 раза.

5. Выполнен анализ ЭЭ корпуса фильтра подавления ЭМП для СШЭП КА. Установлено, что наименьшее значение ЭЭ наблюдается для конфигурации с неэкранированными кабелями. При сохранении целостности экранирования достигнуто ослабление не менее 88 дБ в частотном диапазоне от 0 до 20 ГГц. Выполнен анализ влияние ПП МФ и фильтра подавления ЭМП в экранированном объеме на ЭЭ корпуса. Показано, что они оказывают слабое влияние на ЭЭ (минимальное значение без ПП составило 43 дБ, с ПП – 40 дБ).

6. Приведены практические рекомендации по проектированию межсоединений ПП для защиты электрических цепей от СШП помех.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования

Основные результаты работы, полученные с помощью проверенных методов, обширно апробированные и опубликованные, заключаются в следующем:

1. Представлены результаты экспериментального исследования конструкции 4-слойного 3-С МФ во временной и частотной областях. Выполнено экспериментальное подтверждение возможности защиты РЭУ от СШП импульса за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды с коэффициентом ослабления 3,77 раза (по результатам эксперимента) при контролируемой полосе пропускания полезного сигнала 250 МГц. Также выполнено сравнение лабораторного эксперимента с результатами моделирования посредством квазистатического и электродинамического видов анализа, показавшее согласованность результатов. Полученные результаты важны для дальнейших исследований и возможности создания различных конфигураций устройств защиты на основе структур с 3-С. Помимо этого, открывается возможность практического применения ИУ для защиты РЭУ от СШП помех в самых различных сферах (от промышленной до бортовой) ввиду малой массы, радиационной стойкости и высоких эксплуатационных характеристик.

2. Рассмотрено влияние СМО в опорном проводнике на временные и частотные характеристики 4-слойного 3-С МФ. Разработан прототип устройства в двух вариантах: без СМО и с ними. Выполнено экспериментальное исследование частотных и временных характеристик. Выявлено, что СМО слабо влияют на Z_0 3-С МФ. Его максимальное отклонение, полученное для структуры без СМО и с ним, не превышает 4,52%. Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ также хорошо совпадают. По полученным результатам экспериментального исследования можно сделать вывод, что СМО слабо влияют на характеристики 3-С МФ. При проектировании симметричных связанных линий, в том числе 3-С МФ, следует тщательно контролировать параметры ЛП. Для упрощения разработки и реализации такого рода устройств необходимо убрать СМО. Выявлено, что

разделение опорной плоскости не приводит к значительным изменениям параметров 4-слойного 3-С МФ.

3. Выполнен квазистатический анализ влияния конечных нагрузок на концах пассивного проводника 4-слойного 3-С МФ. Выявлено, что их изменение не приводит к существенному улучшению помехоподавления СШП импульса. При этом вводимое рассогласование может ухудшить прием и распознавание полезного сигнала в полосе пропускания. Между тем, основным преимуществом рассмотренных вариантов перед согласованным является то, что в их конструкции отсутствуют пассивные компоненты, что может улучшить стоимостные и эксплуатационные показатели.

4. Представлены результаты одно- и многокритериальной оптимизации 4-слойного 3-С МФ посредством ГА с использованием температурной модели. Отклонения значений $U_{\text{макс}}$ при всех расчетах с использованием температурной модели не превышают 1%. Так, однокритериальная оптимизация позволила выровнять амплитуды двух импульсов для всех значений температур. Многокритериальная оптимизация позволила достичь согласования линии с трактом 50 Ом и минимизировать значение $U_{\text{макс}}$. Определены закономерности поведения характеристик 4-слойного 3-С МФ при температуре от минус 50 до 150°C, а также, выявлены и апробированы возможности использования ГА совместно с температурной моделью для оптимизации такого МФ. Значимость полученных результатов заключается в выявленном незначительном влиянии температуры от минус 50°C до 150°C на характеристики 4-слойного 3-С МФ и в отработанной методологии оптимизации ГА с учетом температурной модели.

5. Представлены результаты квазистатического анализа и оптимизации структур 2-проводного МФ и 4-слойного 3-С МФ с четвертьволновыми резонаторами и без них. Их применение позволило улучшить помехоподавляющие свойства ИУ защиты. Так, в случае 2-проводного МФ применение резонаторов позволило получить ослабление в минус 60 дБ в диапазоне от 1 до 10 ГГц. Также, в данной конфигурации удалось улучшить общее ослабление СШП помехи с 3,55 раз (МФ без резонаторов) до 13,88 раз (МФ с резонаторами). В случае 3-С МФ

применение резонаторов позволяет достичь ослабления в минус 25 дБ в диапазоне от 1 до 10 ГГц. В данной конфигурации удалось улучшить общее ослабление СШП помехи с 14,08 раз (МФ без резонаторов) до 27,77 раз (МФ с резонаторами).

6. Представлены результаты исследования и анализа экранированного 4-слойного 3-С МФ с РПМ и без него на внешних слоях ПП. Применение РПМ позволило уменьшить значение f_c исследуемой структуры на 150 МГц, а значение f_1 на 490 МГц. Применение РПМ позволило уменьшить значения всех пяти норм. Так, в случае N_1 получено дополнительное ослабление в 1,87 раза для СШП импульса длительностью 0,8 нс и 2,51 раза для 2,4 нс. Из-за сильной дисперсии значение N_2 в структуре с РПМ сильно меньше, чем в исходной. При этом максимальное ослабление входного воздействия составило 38 раз для СШП импульса длительностью 0,8 нс. Применение РПМ позволило уменьшить значение N_5 не менее чем в 1,74 раза для СШП импульсов, длительностью 0,8 и 2,4 нс.

7. Выполнен анализ эффективности подавления ЭСР для 4-слойного 3-С МФ. Геометрические параметры структуры оптимизировались посредством ГА. Оптимизированные конфигурации 3-С МФ обеспечивают разложение пикового выброса ЭСР при меньшей длине, в сравнении с исходной конфигурацией. Так, при $l=2,5$ м, $I_{\text{макс}}$ не превышает 5 А для конфигурации с исходными материалами диэлектриков, оптимизированной по s и w . Для конфигурации с измененными материалами диэлектриков оптимизация по s и w дает такой же результат при $l=2$ м. При этом, аналогичный результат исходная конфигурация показывает лишь при $l=3,9$ м.

8. Представлены результаты моделирования и измерения целостности сигнала во временной области для структуры 4-слойного 3-С МФ. Даже при скорости 0,5 Гбит/с (значение f_c составляет 280 МГц) исследуемый МФ демонстрирует хорошие характеристики сигнала. Средний уровень вносимых потерь в диапазоне от 0 до 500 МГц не превышает минус 17 дБ. Из глазковых диаграмм видно, что амплитуда сигнала уменьшилась после прохождения через 3-С МФ. Для большинства приложений продемонстрированный уровень

целостности сигнала является приемлемым, что говорит о возможности применения 4-слойного 3-С МФ в сигнальных цепях.

9. Представлены результаты комплексного исследования 3-С полосковых структур с модальными искажениями для защиты РЭУ от СШП помех, полученные посредством квазистатического и электродинамического видов анализа, а также эксперимента. Впервые выполнено экспериментальное исследование, в ходе которого были получены временные отклики на СШП импульс для 3-С МЛ из одного и двух витков. Предложен новый способ определения комбинационных импульсов с помощью постобработки временных откликов. Он позволил продемонстрировать наличие комбинационных импульсов во временном отклике 3-С МЛ из одного витка. Экспериментально показано, что исследуемые 3-С структуры значительно ослабляют СШП импульс. Применение меандровой схемы трассировки позволило улучшить помехоподавление исходного 3-С МФ (N_1 не менее чем в 2,04 раза, N_2 не менее чем в 1,63 раза, N_5 не менее чем в 1,36 раза).

10. Представлены результаты экспериментального исследования структуры с однократным МР до и после отказов. Выявлено, что при электродинамическом моделировании значения f_c для ХХ и КЗ на одном конце резервного проводника отличаются от схемы в рабочем состоянии на 5,2 и 50%, а значения f_1 – на 0,8 и 22%, соответственно. При эксперименте значения f_c для ХХ и КЗ на одном конце резервного проводника отличаются от схемы в рабочем состоянии на 9,8 и 45%, а значения f_1 на – 1,8 и 19%, соответственно. Анализ временного отклика на воздействие СШП импульса длительностью 0,15 нс показал наличие отраженных импульсов. Их амплитуды зависят от конечных нагрузок на концах резервного проводника, при этом значение $U_{\text{макс}}$ остается практически неизменным. Для импульса длительностью 1,5 нс основные импульсы сливаются с отраженными, а значение $U_{\text{макс}}$ увеличивается в 1,5 раза. После отказов, значение $U_{\text{макс}}$ изменяется на 1,2% для импульса 0,15 нс и на 41% для импульса 1,5 нс.

11. Представлены результаты анализа целостности полезного сигнала в структуре с однократным МР до и после отказов. Выявлено, что переданные ранее битовые последовательности могут влиять на фронт и амплитуду последующих

импульсов. Это обусловлено интерференцией падающих и отраженных волн, перекрестными помехами, символьной дисперсией и их различной скоростью распространения вдоль исследуемой структуры. Это приводит к появлению плотности распределения вероятности отклонения фазы и амплитуды полезного сигнала. Тем не менее, полученные результаты показывают, что в случае возникновения отказа, качество сигнала ухудшается незначительно. Так, информационно-зависимые фазовые отклонения изменяются с 12 (50-50) до 19 пс (XX-50). Во всех исследуемых вариантах «глаз» остается открытым, следовательно, вероятность возникновения битовых ошибок при приеме такого сигнала будет низкой. Рассогласование резервной цепи имеет наибольшее влияние на амплитудный шум. В результате, отношение сигнал/шум уменьшается с 57 (50-50) до 28 (XX-50).

12. На основе 3-С структуры предложен новый способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием на четырехслойной печатной плате, отличающийся тем, что опорный проводник выполнен в виде двух проложенных друг под другом внутри диэлектрической подложки и закороченных между собой только на концах, так что проводники резервируемой и резервной цепей вместе с дополнительным опорным проводником образуют пятипроводную связанную линию передачи, а радиоэлектронные компоненты размещаются на внешних сторонах печатной платы.

13. Представлен анализ и систематизация способов многократного МР на основе симметричных структур. Проведена оценка технологичности шести способов МР, эффективности подавления СШП помех с их помощью и области применения. С помощью N -норм выполнена оценка критичности разложенных импульсов для каждой структуры до и после отказа. Выявлено, что все исследуемые структуры с МР позволяют значительно ослабить импульс СШП помехи.

14. Предложена экспериментально-расчетная методика анализа структур с модальной фильтрацией, включающая в себя измерения S -параметров в частотном диапазоне, переход во временную область для вычисления откликов на воздействие

СШП помех и оценку уменьшения их опасности на основе N -норм.

15. Представлены результаты экспериментального исследования МФ на основе МПЛ с двумя боковыми проводниками, заземленными на обоих концах. Приведены аналитические выражения для расчета временного отклика в такой структуре. Для их апробации изготовлен прототип и измерены его характеристики в частотном диапазоне от 0 до 12 ГГц. Результаты для аналитической модели находятся в хорошем согласовании с результатами измерений и моделирования двумя видами анализа. Экспериментально доказано, что исследуемая структура позволяет защитить электрические цепи от СШП импульса за счет его разделения во времени и уменьшения его влияния на компоненты. Анализ N -норм показал, что исследуемый МФ уменьшает значения N_1 в 3,87 раза, N_2 – в 52,29 и N_3 – в 2,14 раза.

16. Рассмотрена защита РЭУ от воздействия СШП помех. Приведено сравнение характеристик КПЛ и МФ во временной и частотной областях. Для сравнения характеристик изготовлен прототип КПЛ длиной 53 мм. Для подтверждения результатов измерения выполнены квазистатический и электродинамический виды анализа. Показано, что КПЛ не позволяет защитить РЭУ от опасного СШП импульса. По результатам измерения, амплитуда импульса на выходе КПЛ составила 441 мВ, что соответствует ослаблению всего в 1,2 раза по отношению к половине ЭДС. После измерения КПЛ в ее опорной плоскости сделаны два выреза симметрично существующим верхним, что позволило образовать МФ. Добавление двух вырезов позволило ослабить распространяющийся импульс СШП помехи. По результатам измерений ослабление составило 2,3 раза (значение $U_{\text{макс}}$ составило 218 мВ) по отношению к половине ЭДС, а разность задержек мод – 0,07 нс. Полоса пропускания по уровню минус 3 дБ составила 2,55 ГГц. Результаты измерения и моделирования двумя видами анализа хорошо согласуются.

17. Выполнен анализ новых схем трассировки, используемых при проектировании высокочастотных ЛП. Изготовлены два прототипа таких ЛП, со структурой проводников в виде меандра и спирали. Рассчитанный уровень дальней

перекрестной наводки не превышает 4,4% от амплитуды полезного сигнала. Выполнен электродинамический анализ и измерение таких ЛП в поперечной ЭМ ячейке в диапазоне частот от 10 МГц до 5,3 ГГц. Результаты экспериментального исследования показывают, что предложенные ЛП уменьшают амплитуду СШП помехи не менее чем в 4 раза, а скорость изменения напряжения – в 10,7 раз и более. Кроме того, эффективное значение напряжения на нагрузке уменьшилось не менее чем в 2,2 раза. Результаты, полученные в ходе электродинамического анализа, находятся в полном согласовании с экспериментальным исследованием.

18. Предложенный подход к улучшению характеристик структур с модальной фильтрацией за счет РПМ позволил уменьшить значение N_1 в 4,31 раза, N_2 – в 6,52 раза, N_5 – в 1,87 раза.

19. Выполнен анализ ЭЭ корпуса фильтра подавления ЭМП для СШЭП КА. Установлено, что наименьшее значение ЭЭ наблюдается для конфигурации с неэкранированными кабелями. При сохранении целостности экранирования достигнуто ослабление не менее 88 дБ в частотном диапазоне от 0 до 20 ГГц. Выполнен анализ влияние ПП МФ и фильтра подавления ЭМП в экранированном объеме на ЭЭ корпуса. Показано, что они оказывают слабое влияние на ЭЭ (минимальное значение без ПП составило 43 дБ, с ПП – 40 дБ).

20. Приведены практические рекомендации по проектированию межсоединений ПП для защиты электрических цепей от СШП помех.

Рекомендации

1. Четвертьволновые резонаторы и РПМ могут быть использованы для улучшения характеристик структур с модальной фильтрацией.
2. Результаты могут использоваться для дальнейших исследований и возможности создания различных конфигураций устройств с МР.
3. Результаты могут быть использованы при проектировании межсоединений ПП для защиты электрических цепей от СШП помех.
4. Примененные подходы к моделированию, оптимизации и экспериментальному исследованию структур с модальной фильтрацией могут быть применены в образовательном процессе высших учебных заведений.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Экспериментальное исследование З-С МФ с четвертьволновыми резонаторами.
2. Комплексное исследование влияния РПМ на характеристики структур с модальной фильтрацией в ближней зоне.
3. Реализация РЭУ с однократным и многократным МР.
4. Исследование схем трассировок высокочастотных линий передачи со структурой проводников в виде спирали и меандра с сильной ЭМ между проводниками.
5. Экспериментальное подтверждение защиты РЭУ от СШП помех большой мощности.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ГА	Генетический алгоритм
З-С МЛ	Зеркально-симметричная меандровая линия
З-С МФ	Зеркально-симметричным модальный фильтр
ИУ	Исследуемое устройство
КА	Космический аппарат
КЗ	Короткое замыкание
КП	Контактная площадка
КПЛ	Копланарная линия передачи
ЛЗ	Линия задержки
ЛП	Линия передачи
МЛ	Меандровая линия
МПЛ	Микрополосковая линия передачи
МПЛП	Многопроводная линия передачи
МР	Модальное резервирование
МФ	Модальный фильтр
НИОКР	Научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы
ПО	Программное обеспечение
ПП	Печатная плата
ПСБП	Псевдослучайная битовая последовательность
РПМ	Радиопоглощающий материал
РЭУ	Радиоэлектронные устройства
СМО	Скрытые металлизированные отверстия
СШЭП	Силовая шина электропитания
ФНЧ	Фильтр низких частот
ФБ	Функциональная безопасность
ХХ	Холостой ход
ЦФ	Целевая функция
ЭМП	Электромагнитные помехи
ЭМС	Электромагнитная совместимость

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Sabath, F. A systematic approach for electromagnetic interference risk management // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2017. – Vol. 6, no. 4. – P. 99–106.
2. Giri, D.V. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics / D.V. Giri, R. Hoad, F. Sabath // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2020. – Vol. 9, no. 2. – P. 37–44.
3. Lavau, L.C. Susceptibility of sensors to IEMI attacks / L.C. Lavau, M. Suhrke, P. Knott // 2021 IEEE International joint EMC/SI/PI and EMC Europe symposium. – 2021. – P. 533–537.
4. Coupling of wideband radiated IEMI to cables above ground / T. Liang, G. Spadacini, F. Grassi, S.A. Pignari // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, no. 2. – P. 589–597.
5. Response of the UAV sensor system to HPEM attacks / G. Lubkowski, M. Lanzrath, L.C. Lavau, M. Suhrke // 2020 International symposium on electromagnetic compatibility – EMC EUROPE. – 2020. – P. 1–6.
6. Mora, N. Contribution to the study of the vulnerability of critical systems to intentional electromagnetic interference: дис. PhD, EPFL, 2016
7. ГОСТ Р 50922-2007. Защита информации. Основные термины и определения.
8. Giri, D.V. Classification of intentional electromagnetic environments (IEME) / D.V. Giri, F.M. Tesche // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2004. – Vol. 46, no. 3. – P. 322–328.
9. Radasky, W. Fear of frying electromagnetic weapons threaten our data networks. Here's how to stop them // IEEE Spectrum. – 2014. Vol. 51, P. 46–51.
10. Susceptibility of power line communication (PLC) channel to DS, AM and jamming intentional electromagnetic interferences / A. Nateghi, M. Schaarschmidt, S. Fisahn, H. Garbe // 2021 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2021, P. 1–4.

11. Devaraj, L. Electromagnetic risk analysis for EMI impact on functional safety with probabilistic graphical models and fuzzy logic / L. Devaraj, A.R. Ruddle, A.P. Duffy // IEEE Letters on electromagnetic compatibility practice and applications. – 2020. – Vol. 2, no. 4. – P. 96–100.
12. Peikert, T. Fuzzy-based risk analysis for IT-systems and their infrastructure // T. Peikert, H. Garbe, S. Potthast // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Vol. 59, no. 4. – P. 1294–1301.
13. A systems-based risk assessment framework for intentional electromagnetic interference (IEMI) on critical infrastructures / B.D. Oakes, L.G. Mattsson, P. Näsman, A.A. Glazunov // Risk analysis. – 2018. – Vol. 38, no. 6, P. 1279.
14. Radasky, W.A. Application of IEC SC 77C standards to IEMI protection // 2012 International conference on electromagnetics in advanced applications. – Cape Town, South Africa, 02-07 September 2012. – P. 1121–1124.
15. ГОСТ IEC 61000-6-4-2016. Стандарт электромагнитной эмиссии для промышленных обстановок.
16. Hoad, R. Overview of HPEM standards produced by IEC SC 77c / R. Hoad, W. Radasky // 2015 Asia electromagnetics (AsiaEM). – 2015. – P. 272–273.
17. IEC 61000-1-5-2004. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 1-5: general – high power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems reference.
18. IEC 61000-5-9-2009. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 5-9: installation and mitigation guidelines – system-level susceptibility assessments for HEMP and HPEM.
19. IEC 61000-4-36-2014. Electromagnetic compatibility (EMC) –part 4-36: Testing and measurement techniques – IEMI immunity test methods for equipment and systems.
20. ITU-T K.81-2014. High-power electromagnetic immunity guide for telecommunication systems – series K: protection against interference.
21. IEEE P1642-2015. Recommended practice for protecting public accessible computer systems from intentional EMI.

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

- electromagnetics in advanced applications (ICEAA). – Turin, Italy, 07–11 September, 2015. – P. 1385–1388.
33. Jolt: a highly directive, very intensive, impulse-like radiator / C.E. Baum, W.L. Baker, W.D. Prather, J.M. Lehr, J.P. O’Loughlin, D.V. Giri, I.D. Smith, R. Altes, J. Fockler, D. McMillan // *Proceedings of the IEEE*. – 2004. – Vol. 92, no. 7. – P. 1096–1109.
 34. Электромагнитные системы и средства преднамеренного воздействия на физические и биологические объекты / Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев, А.А. Потапов [и др.] // *Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии*. – 2014. – Т. 6. – № 2. – С. 129–169.
 35. Scott, Tyo J. Differentially fed high-power microwave antennas using capacitively coupled hyperband inverters / J. Scott Tyo, M.D. Abdalla, M.C. Skipper // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 2019. – Vol. 67, no 8. – P. 5203–5211.
 36. Генерирование высоковольтных импульсов с пикосекундным фронтом при каскадном включении кивотронов / П. А. Бохан, П. П. Гугин, Д. Э. Закревский, М. А. Лаврухин // *Приборы и техника эксперимента*. – 2018. – № 4. – С. 31–35.
 37. Doma, R. S. Radiation of high-power fast rise time pulses by hydrogen spark gap antenna at a high repetition rate / R.S. Doma, S. Azeemuddin // *IEEE Transactions on plasma science*. – 2021. – Vol. 49, no 2. – P. 648–655.
 38. Podgorski A. S. High power microwave weapon. Patent USA, no. 10451388, 2019.
 39. Xiao Shu, Pakhomov A., Schoenbach Karl H. Treatment of biological tissues using subnanosecond electric pulses. Patent USA, no. 10328259, 2019.
 40. Kesar, A.S. 6-kV, 130-ps rise-time pulsed-power circuit featuring cascaded compression by fast recovery and avalanche diodes / A.S. Kesar, L.M. Merensky, M. Ogranovich, A.F. Kardo-Sysoev, D. Shmilovitz // *Electronics letters*. – 2013. – Vol. 49, no. 24. – P. 1539–1540.
 41. Jeong, Y.K. Development of the Hyperband HPEM simulator satisfied with IEC61000-4-36 standard / Y.K. Jeong, D.G. Youn // 2019 Joint international symposium on electromagnetic compatibility, sapporo and asia-pacific international symposium

- on electromagnetic compatibility (EMC Sapporo/APEMC). – IEEE, 2019. – P. 235–238.
42. Design of a subnanosecond rise time, variable pulse duration, variable amplitude, repetitive, high-voltage pulse source / T. Huiskamp, S.J Voeten, E.J.M.van Heesch, A.J.M. Pemen // IEEE Transactions on plasma science. – 2013. – Vol. 42, no. 1. – P. 127–137.
 43. Development of a type of differential switched oscillator system for the radiation of mesoband high-power electromagnetic pulses / S.F. Wang, Y.Z Xie, Z.J. Zhu, Y. X. Qiu // Review of scientific instruments. – 2021. – Vol. 92, no. 1. – P. 014709.
 44. Dražan, L. Design and Testing of a Low-Tech DEW Generator for Determining Electromagnetic Immunity of Standard Electronic Circuits / L. Dražan, R. Križan, M. Popela // Energies. – 2021. – Vol. 14, no. 11. – P. 3090.
 45. Tie, W. Optimized analysis of sharpening characteristics of a compact RF pulse source based on a gyro-magnetic nonlinear transmission line for ultrawideband electromagnetic pulse application / W. Tie, C. Meng, C. Zhao // Plasma science and technology. – 2019. – Vol. 21, no. 9. – P. 095503.
 46. Ryu, J. Single-switch-based high-power bipolar pulse generator with inverted U-shaped parallel-plate transmission line / J. Ryu, J.W. Yu // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2018. – Vol. 66, no. 5. – P. 2425–2432.
 47. Ryu, J. An integrated antenna-source system of very high ultrawide-band gain for radiating high-power wide-band pulses / J. Ryu, J. Lee // IEEE Transactions on plasma science. – 2012. – Vol. 40, no. 4. – P. 1019–1026.
 48. Azeemuddin, S. A comprehensive review of high voltage wideband and ultra-wide band antennas for IEMI // Engineering Research Express. – 2021. – Vol. 3, no. 1. – P. 012001.
 49. Eren, Ö. Investigation and design of impulse radiating antennas driven with marx generator : дис. – Middle East Technical University, 2021.
 50. Blumlein Impulse Generator and TEM Radiator / J.D. Taylor, W.C. Nunally, R.N. Edwards, D.V. Giri // In introduction to ultrawideband radar systems. – 1995. – P. 287.

51. Bowen, L.H., Farr E.G., Prather W.D. A high-voltage cable-fed impulse radiating antenna / L.H. Bowen, E.G. Farr, W.D. Prather // Ultrawideband short pulse electromagnetics. – 2005. – Vol. 8. – P. 9–16.
52. Trends in EMC susceptibility of IT equipment / R. Hoad, N.J. Carter, D. Herke, S.P. Watkins // IEEE Transaction on electromagnetic compatibility. – 2004. – Vol. 46. – P. 390–395.
53. Modeling of a current injection system for susceptibility study / G. Mejeceze, L. Curos, T. Dubois J.-M. Vinassa, F Puybaret // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, no. 6. – P. 2737–2746.
54. Tsyankenka, D. UWB EMP susceptibility testing of general-purpose electronic, radio communication, and industrial equipment / D. Tsyankenka, V. Mordachev, E. Sinkevich // 2021 Asia-pacific international symposium on electromagnetic compatibility (APEMC). – Nusa Dua - Bali, Indonesia. –2021. – P. 1–4.
55. Ultrawideband radiators of high-power pulses / V.I Koshelev, Y.I. Buyanov, Y.A. Andreev, V.V. Plisko, K. Sukhushin // 28th IEEE International conference on plasma science and 13th IEEE International pulsed power conference. – Las Vegas, USA. – 2001.
56. Слюсар, В. Генераторы супермощных электромагнитных импульсов в информационных войнах / В. Слюсар // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2002. – № 5(41). – С. 60–67.
57. Benford, J. High-power microwaves / J. Benford, J.A. Swegle, E. Schamiloglu // New York: Taylor & Francis. – 2007. P. 531.
58. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System design and assessment notes. – 2014. – No. 41. – P. 1–93.
59. Experimental studies and analysis on IEMI source, field propagation and IEMI coupling to power utility system / D. Shyamala, R. Kichouliya, P. Kumar, S.M. Satav, R. Dasari // Progress in electromagnetics research C. – 2018. – Vol. 83. – P. 229–244.

60. The tapered impedance half-impulse radiating antenna / F. Vega, F. Albarracin-Vargas, C. Kasmi, F. Alyafei // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2021. – Vol. 69, no. 2. – P. 715–722.
61. Modified ground plane geometry for a half impulse radiating antenna / C. Romero, N. Mora, B. Daout, and M. Sallin // International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA). – 2017, P. 1696–1699.
62. IEC 61000-2-13-2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – part 2-13: Environment – high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted.
63. High power radiators and E-field sensors for sub-nanosecond EM pulses / V.M. Fedorov, V.E. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // IEEE International symposium on electromagnetic compatibility (EMC). – 2015.
64. High power radiators of ultra-short electromagnetic quasi-unipolar pulses / V.M. Fedorov, V.E. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // Journal of physics: conference series. – Vol. 830, no. 1. – 2017.
65. Measurements of sub-nanosecond pulsed electromagnetic waves by strip-line sensors with long transmitting coaxial cable / V.M. Fedorov, V.E. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // 20th International symposium on high-current electronics (ISHCE). – 2018. – P. 51–56.
66. Antenna Array with TEM-Horn for Radiation of High-Power Ultra Short Electromagnetic Pulses / V.M. Fedorov, M.V. Efanov, V.Y. Ostashev, V.P. Tarakanov, A.V. Ul'yanov // Electronics. – 2021. – Vol. 10, no. 9. – P. 1011.
67. Generation and radiation of ultra-wideband electromagnetic pulses with high stability and effective potential / A.M. Efremov, V.I. Koshelev, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, K.N. Sukhushin // Laser and particle beams. – 2014. – Vol. 32, no. 3. – P. 413–418.
68. Radiation of high-power ultrawideband pulses with elliptical polarization by four-element array of cylindrical helical antennas / Yu.A. Andreev, A.M. Efremov, V.I. Koshelev, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, K.N. Sukhushin, M.Yu. Zorkaltseva // Laser and particle beams. – 2015. – Vol. 33, no. 4. – P. 633–640.

69. RF pulse generation in a gyromagnetic nonlinear transmission line with periodically placed ferrites and permanent magnets / P.V. Priputnev; I.V. Romanchenko; S.N. Maltsev; V.Y. Konev; V.P. Tarakanov // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2022. – Vol. 32, no. 5. – P. 471–474.
70. A high-power synthesized ultrawideband radiation source / A.M. Efremov, V.I. Koshelev, V.V. Plisko, E.A. Sevostyanov // Review of scientific instruments. – 2017. – Vol. 88, no. 9. – P. 094705.
71. Optimizing high-power ultra-wideband combined antennas for maximum radiation within finite aperture area / S. Wang; Y. Xie; M.X. Gao; Y. Qiu; Y.A. Andreev // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2018. – Vol. 67, no. 2. – P. 834–842.
72. Wang, S. A compact narrow-width combined antenna for the radiation of the UWB electromagnetic pulses / S. Wang, Y. Xie, Y. Qiu // Review of scientific instruments. – 2021. – Vol. 92, no. 7. – P. 074701.
73. Lee, K.S. EMP interaction: principles, techniques, and reference data a handbook of technology from the EMP interaction notes // Washington, D.C.: Hemisphere Pub.Corp. – 1986.
74. Методы экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов / А.В. Разумов, А.Ю. Онуфрей, В.В. Какаев, А.Б. Махонин, И.А. Уткин, Т.Л. Рязановский // Технологии электромагнитной совместимости. – 2014. – № 3(50). – С. 3–9.
75. Оценка стойкости сложных технических систем к воздействию мощных электромагнитных излучений / А.В. Разумов, А.Ю. Онуфрей, А.А. Орлов [и др.] // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2022. – № 2. – С. 16–27.
76. Костелецкий, В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех / В.П. Костелецкий // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 37–47.
77. Krzikalla, R. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses / R. Krzikalla, T. Weber, J.L. Ter Haseborg // IEEE

- International symposium on electromagnetic compatibility. – 2003. – Vol. 2. – P. 1313–1316.
78. Патент на полезную модель № 119945 U1 РФ. Электрическая розетка с защитой от помех. – Гизатуллин З.М., Гизатуллин Р.М. – Заявка №2012114040/07; заявлен 10.04.2012; опубликован 27.08.2012.
 79. Analysis of multi-conductor coupled microstrip lines with an aperture in the ground plane for the design of a broadband filter / D. Packiaraj, K.J. Vinoy, M. Ramesh, A.T. Kalghatgi // Journal of electromagnetic waves and applications. – 2013. – Vol. 27, no. 7. – P. 856–867.
 80. Narayanasamy, B. A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters / B. Narayanasamy, F. Luo // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2019. – Vol. 61, no. 6. – P. 2040–2049.
 81. Заболоцкий, А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
 82. Gordeyeva, V. O. Optimization of a 3-conductor modal filter with a circular cross section by evolutionary strategies with limitations / V.O. Gordeyeva, A.O. Belousov, N.O. Vlasova // IEEE 23rd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM). – 2022. – P. 218–222.
 83. Breaking the symmetry of cable structures as an instrument for improving modal decomposition to protect critical equipment against uwb pulses / A.O. Belousov, N.O. Vlasova, V.O. Gordeyeva, T.R. Gazizov // Symmetry. – 2022. – Vol. 14, no. 6. – P. 1228.
 84. Хажибеков, Р. Р. Исследование амплитудно-частотных характеристик модальных фильтров с пассивным проводником в виде последовательности отрезков линий передачи / Р.Р. Хажибеков // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22. – № 2. – С. 31–36.

85. Самойличенко, М.А. Модифицированная микрополосковая линия, защищающая от сверхкороткого импульса / М.А. Самойличенко, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – №. 2. – С. 203–214.
86. Заболоцкий, А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.
87. Пат. на изобретение №2624465 РФ. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко. – Заявка № 2015137546; приоритет 02.09.2015; опубл. 04.07.2017; Бюл. №19.
88. Черникова, Е.Б. Оптимизация параметров зеркальносимметричного модального фильтра по двум критериям / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2017». – 2017. – С. 95–97.
89. Черникова, Е.Б. Параметрическая оптимизация зеркально-симметричных полосковых модальных фильтров по двум критериям / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий // Материалы всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники». – 2017. – С. 3–6.
90. Черникова Е.Б. Трехкритериальная оптимизация как ресурс для совершенствования зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, А.М. // Материалы 23-й международной научно-практической конференции «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири». – 2017. – С. 150–154.
91. Черникова, Е.Б. Моделирование и разработка макета зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий // Материалы 13-й международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – 2017. – С. 5–7.

92. Черникова, Е.Б. Аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018». – 2018. – С. 240–243.
93. Quasi-static and electrodynamic simulation of reflection symmetric modal filter time response on ultra-short pulse excitation / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky // Journal of physics: conference series. – 2018. – Vol. 1015, no. 3. – P. 1–5.
94. Chernikova, E.B. Research of frequency characteristics of a reflection symmetric modal filter / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Proceeding of 2018 IEEE Siberian symposium on data science and engineering. – 2018. – P. 74–78.
95. Chernikova, E.B. Comparative analysis of microstrip and reflection symmetric four-conductor modal filters / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, A.M. Zabolotsky // Proceeding of international Siberian conference on control and communications. – 2019. – P. 1–4.
96. Patel, M.R. Spacecraft power systems. – Boca Raton: CRC Press, 2005. – 691 p.
97. Meany, T. Functional safety and industrie 4.0 // 28th Irish Signals and Systems Conference (ISSC). – 2017. – P. 1–7.
98. Абрамешин, А.Е. Функциональная безопасность бортовых систем летательных аппаратов при ЭСР / А.Е. Абрамешин, Л.Н. Кечиев // Технологии электромагнитной совместимости. – 2012. – № 3. – С. 1–11.
99. Reconfigurable UWB pulse generator based on pulse shaping in a nonlinear optical loop mirror and differential detection / T. Huang, S. Fu, J. Li, L.R. Chen, M. Tang, P. Shum, D. Liu // Optics express. – 2013. – Vol. 21, no. 5. – P. 6401–6408.
100. UWB monocycle generator based on the non-linear effects of an SOA-integrated structure / V. Moreno, M. Rius, J. Mora, M. Muriel, J. Capmany // IEEE Photonics technology letters. – 2014. – Vol. 26, no. 7. – P. 690–693.
101. Rodrigues, E. Industrial applications of power electronics / E. Rodrigues, R. Godina, E. Pouresmaeil // Electronics. – 2020. – Vol. 9, no. 9. – P. 1–5.

102. Techniques and measures to achieve EMI resilience in mission-or safety-critical systems / D. Pissort, J. Lannoo, J. Van Waes, A. Degraeve, J. Boydens // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2017. – Vol. 6, no. 4. – P. 107–114.
103. Functional safety test strategy for automotive microcontrollers during electromagnetic compatibility characterization / M. Unger, G. Fries, T Steinecke, C. Waghmare, R. Ramaswamy // 12th International Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo). – 2019. – P. 49–51.
104. Gazizov, A.T. Measurement and simulation of time response of printed modal filters with broad-side coupling / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotskii, T.R. Gazizov // Journal of communications technology and electronics. – 2018. – Vol. 63, no. 3. – P. 270–276.
105. 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. – Т. 3, № 37. – С. 124–128.
106. Пат. 2 603 850 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – № 2 015 129 253 / 07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.16, Бюл. № 34. – 7 с.
107. Пат. 2 603 851 РФ, МПК Н 04 В 15/00. Способ трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – № 2 015 129 263/07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.16, Бюл. № 34. – 8 с.
108. Пат. 2 614 156 РФ, МПК Н 04 В 15/02, Н 03 Н 03/00, Н 05 К 03/36. Способ компоновки печатных плат для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – № 2 015 137 532; заявл. 02.09.15; опубл. 23.03.17, Бюл. № 7. – 10 с.
109. Пат. 2 624 637 РФ, МПК Н 04 В 15/02, Н 03 Н 03/00, Н 05 К 03/36. Способ внутренней компоновки печатных плат для цепей с резервированием / Т.Р.

- Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – № 2 015 137 548; заявл. 02.09.15; опубл. 05.07.17, Бюл. № 7. – 10 с.
110. Пат. 2 603 848 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ резервирования плоских кабелей / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – № 2 015 156 667 / 07; заявл. 28.12.15; опубл. 10.12.16, Бюл. № 34. – 6 с.
111. Шарафутдинов, В.Р. Новый способ трёхкратного резервирования межсоединений / В.Р. Шарафутдинов, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 26–30.
112. Switching order after failures in symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation / A.O. Belousov, A.V. Medvedev, E.B. Chernikova, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2021. – Vol. 13, no. 6. – P. 1–22.
113. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, M.A. Samoylichenko, A.V. Nosov, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2020. – Vol. 12, no. 7. – P. 1–39.
114. IEC. 61000–2–9-1996. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 9: Description of HEMP environment - Radiated disturbance. Basic EMC publication.
115. IEC. 61000–2–10-2021. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-10: Environment - Description of HEMP environment - Conducted disturbance.
116. Baum, C.E. Norms and eigenvector norms / C.E. Baum // Mathematics Notes. – 1979. – Vol.63. – P. 1–42.
117. Giri, D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications // Cambridge MA: Harvard University Press. – 2004. – P. 212.
118. IEC 61000–4–33-2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–33: Testing and measurement techniques – Measurement methods for high-power transient parameters.
119. Zhechev, Y.S. Research of the new structure of reflection symmetric modal filter / Y.S. Zhechev, E.B. Chernikova, A.O. Belousov // 20th International conference of

- young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices EDM. – Erlagol, Altai, June 29 – July 3, 2019. – P. 108–112.
120. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019618824. Анализ двухпроводного зеркально-симметричного модального фильтра. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Жечев Е.С. Заявка №2019617591. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05.07.2019 г.
 121. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2019618764. Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра. Авторы: Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Жечев Е.С. Заявка №2019617564. Дата поступления 24.06.2019 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 04.07.2019 г.
 122. Жечев, Е.С. Влияние перемычек в опорном проводнике на характеристики зеркально-симметричного модального фильтра / Е.С. Жечев //Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2019. – Т. 1. – № 1-1. – С. 279–281.
 123. Zhechev, Y.S. Experimental study of the buried vias effect on reflection symmetric modal filter performance / Y.S. Zhechev // 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – Erlagol, Altai, June 29 – July 3, 2020. – P. 200–204.
 124. Синельников, А.А. Квазистатическое моделирование четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра при изменении граничных условий на концах пассивных проводников / А.А. Синельников, А.В. Чуб, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2020. – № 1-1. – С. 266–269.
 125. Zhechev, Y.S. The influence of temperature and humidity on four-layer reflection-symmetric modal filter performance / Y.S. Zhechev // TUSUR Scientific Session: Collection of selected papers. – 2021. – No. 1-3. – P. 201–205.
 126. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022616144. Анализ многослойных зеркально-симметричных структур. Авторы: Жечев Е., Козинец А.С., Иванцов И.А., Заболоцкий А.М., Заявка №

2022615113. Дата поступления 29.03.2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05.04.2022 г.
127. Zhechev, Y. The use of quarter-wave resonators to improve modal filters performance / Y.S. Zhechev, A.M. Zabolotsky // 2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Erlagol, Altai, June 29 – July 3, 2021. – P. 204–207.
128. Belousov, A.O. UAVs protection and countermeasures in a complex electromagnetic environment / A.O. Belousov, Y.S. Zhechev, E.B. Chernikova, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // Complexity. – 2022. – P. 1–23.
129. Экспериментальные исследования зеркально-симметричного модального фильтра во временной и частотной областях / Е.С. Жечев, Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – №2. – С. 162–179.
130. Zhechev, Y.S. Multicriteria optimization of a four-layer reflection-symmetric modal filter parameters for ESD protection / Y.S. Zhechev, I.A. Ivantsov, A.M. Zabolotsky // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862, no. 1. – P. 012023.
131. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021680560. Обработка экспериментальных данных зеркально-симметричных структур. Авторы: Жечев Е., Трубченинов В.А., Сурков В.А., Кузьмин Н.О., Заявка №2021669877. Дата поступления 07.12.2021 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13.12.2021 г.
132. Иванцов, И.А. Многокритериальная оптимизация параметров четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра для защиты от электростатического разряда / И.А. Иванцов, Е.С. Жечев // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2020. – № 1-1. – С. 282–285.
133. Zhechev, Y.S. Signal integrity analysis for the four-layer reflection symmetric modal filter / Y.S. Zhechev // Journal of Radio Electronics. – 2022. – № 8. – С. 1–16

134. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, R.R. Ahunov, R.S. Surovtsev, V.K. Salov, Eg.V Lezhnin // *Advances in Intelligent Systems Research (ISSN 1951-6851). Proc. of the 2015 Int. Conf. on Modeling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015)*. – 2015. – С. 293–301.
135. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*. – 2015. – № 2(36). С. 45–50.
136. Djordjevich, A.R. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // *IEEE Trans. on electromagnetic compatibility*. – 2001. – № 4(43). – P. 662–666.
137. Matthaei, G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // *Microwave symposium digest*. – 1992. – С. 1353–1354.
138. Мусабаев, Р.Р. Алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи // *Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2017»*. – 2017. – С. 68–71.
139. 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. – P. 1–15.
140. Dunsmore, J.P. *Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques*. – John Wiley & Sons, 2020.
141. Sagiyeva, I.Y. The Influence of Temperature on Microstrip Transmission Line Characteristics / I.Y. Sagiyeva, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // *21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*. – 2020. – P. 191–194.

142. Черникова, Е. Б. Параметрическая оптимизация зеркально-симметричных полосковых модальных фильтров по двум критериям / Е. Б. Черникова, А. О. Белоусов // Современные проблемы радиоэлектроники : сборник научных трудов участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 122-й годовщине Дня радио, Красноярск, 04–05 мая 2017 года / Сибирский федеральный университет, Институт инженерной физики и радиоэлектроники. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2017. – С. 3–6.
143. IEC 61000-4-30-2003. Electromagnetic Compatibility (EMC)–Part 4: Testing and Measurement Techniques. Power Quality Measurement Methods.
144. Жечев, Е. Моделирование схемы генератора электростатического разряда / Е. Жечев // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР 2018». – 2018. – С. 150–152.
145. Modeling of eye-diagram distortion and data-dependent jitter in meander delay lines on high-speed printed circuit boards (PCBs) based on a time-domain even-mode and odd-mode analysis / G. Kim, D.G. Kam, S.J. Lee, Ja. Kim, M. Ha, K. Koo, Jo. Kim // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2008. – Vol. 56, no. 8. – P. 1962–1972.
146. New methods to characterize deterministic jitter and crosstalk-induced jitter from measurements / C. Sui, S. Bai, T. Zhu, C. Cheng, D.G. Beetner // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2015. – Vol. 57, no.4. – P. 877–884.
147. Kubíček, M. In-system jitter measurement using FPGA / M. Kubíček // 20th International Conference Radioelektronika. – 2010. – P. 1–4.
148. A transmitter with different output timing to compensate for the crosstalk-induced jitter of coupled microstrip lines / H.K. Jung, S.M. Lee, J.Y. Sim, H.J. Park // International SoC design conference. – 2010. – P. 364–367.
149. Lee, J. A crosstalk reduction technique for microstrip MTL using mode velocity equalization / J. Lee, S. Lee, S. Nam // IEEE transactions on electromagnetic compatibility. – 2011. – Vol. 53, no. 2. – P. 366–371.

150. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, M.A. Samoylichenko, A.V. Medvedev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // *Symmetry*. –2020. –Vol. 12, no. 7. – P. 1117.
151. Chernikova, E. Method for detecting additional pulses in the time response of structures with modal decomposition / E. Chernikova, A. Belousov // *International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON)*. – 2019. –P. 0245–0249.
152. Черникова, Е.Б. Зеркально-симметричные модальные фильтры и меандровые линии: дис. ... канд. тех наук: 05.12.04 / Черникова Евгения Борисовна. – Томск, 2021. – 241 с.
153. Chernikova, E.B. Time response analysis for reflection symmetric meander lines using quasistatic and electrodynamic approaches / E.B. Chernikova, Y.S. Zhechev // *2022 International Conference (Actual Problems of Electron Devices)*. – 2022. P. 1–4.
154. Su, Z. Discrete-time representation of band-pass frequency-domain data for Envelope Transient simulation / Z. Su, T.J. Brazil // *IEEE MTT-S International microwave symposium*. – 2010. – P. 552–555.
155. Blackbox macromodel with *S*-parameters and fast convolution / J. Schutt-Aine, J. Tan, C. Kumar, F. Al-Hawari // *12th IEEE workshop on signal propagation on interconnects*. – 2008.
156. Wang, Y. A comparison between discrete-time and vector fitting representations of *S*-parameter data / Y. Wang, T.J. Brazil // *International workshop on integrated nonlinear microwave and millimetre-wave circuits (INMMiC)*. – 2014.
157. Yungseon, Eo. *S*-parameter-measurement-based high-speed signal transient characterization of VLSI interconnects on SiO₂-Si substrate / Eo. Yungseon, W.R. Eisenstadt, J. Shim // *IEEE Transactions on advanced packaging*. – 2000. – Vol. 23, no. 3. – P. 470–479.

158. Griffith, J.M. Time-domain modeling from S -parameters: applicable to hard disk drives / J.M. Griffith, M.V. Toupikov // IEEE Transactions on magnetics. – 2003. – Vol. 39, no. 6. – P. 3581–3586.
159. Experimental time-domain study for bandpass negative group delay analysis with lill-shape microstrip circuit / R. Vauche, R.A.B. Mefteh, F. Haddad, J. Nebhen, W. Rahajandraibe, F. Wan, S. Lallechere, B. Ravelo // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 24155–24167.
160. Medvedev, A.V. Analysis of frequency characteristics of a structure with single modal reservation before and after failure / A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – Vol. 862, no. 2. – P. 022037.
161. Medvedev, A.V. Evaluating modal reservation efficiency before and after failure / A.V. Medvedev, T.R. Gazizov, Y.S. Zhechev // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1488, no. 1. – P. 012015.
162. Medvedev, A.V. Experimental study of a structure with single modal reservation before and after failure / A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2022. – P. 1–18.
163. Хасан, А.А. Оценка излучаемых эмиссий структуры с однократным модальным резервированием / А.А. Хасан, Е.С. Жечев, Т.Р. Газизов // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2020. – № 1-1. – С. 250–253.
164. Hasan, A.A. Estimation of radiated emissions from a structure with a single modal reservation / A.A. Hasan, Y.S. Zhechev, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862, no. 1. – P. 012003.
165. Жечева, А.В. Использование N -норм для анализа устройства с однократным модальным резервированием / А.В. Жечева, Е.С. Жечев // Перспективы развития фундаментальных наук: сборник научных трудов XVII Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых,

- Томск, 21–24 апреля 2020 года. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2020. – С. 41–43.
166. Zhechev, Y.S. Using N -norms for analysing a device with a single modal reservation / Y.S. Zhechev, A.V. Zhecheva, A.V. Medvedev, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1611, no. 1. – P. 012065.
 167. Zhecheva, A.V. Simulating integrated circuit immunity to powerful conducted emissions in circuits with single modal reservation / A.V. Zhecheva, Y.S. Zhechev // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2021. – No. 4. – P. 122–126.
 168. Жечев, Е.С. Влияние рассогласования структуры с сильными модальными искажениями на целостность сигнала / Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2021. – № 4. – С. 162–168.
 169. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2021680554. Анализ четырехслойной зеркально-симметричной полосковой структуры с трехкратным модальным резервированием. Авторы: Жечев Е.С., Заболоцкий А.М. Заявка №2021680034. Дата поступления 08.12.2021 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13.12.2021 г.
 170. Zhechev, Y.S. Using N -norms for analyzing symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation / Y.S. Zhechev, A.V. Zhecheva, A.A. Kvasnikov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2021. – Vol. 13, no. 12.
 171. Жечев, Е.С. Анализ и систематизация способов трассировки печатных проводников на основе симметричных структур с модальной фильтрацией / Е.С. Жечев, И.А. Иванцов, А.С. Козинец // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 1–18.
 172. Патент на изобретение № 2751672 РФ. Способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием. – Жечев Е.С., Белоусов А.О., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Черникова Е.Б. – Заявка № 2020126549; заявлен 10.08.2020; опубликован 15.07.2021.

173. Kosteletskii, V.P. Method for experimental study of circuits with triple modal reservation in time and frequency domains / V.P. Kosteletskii, A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev // International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon 2022). – 2022. P. 1–6.
174. Orlov, P. Contactless modal phenomena based approach to detecting, identifying, and diagnosing of electrical connections / P. Orlov, T. Gazizov // Complexity. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–12.
175. Optimization of stack parameters of multi-layer PCB for circuits with redundancy by genetic algorithm / P.E. Orlov, T.R. Gazizov, V.R. Sharafutdinov, I.F. Kalimulin // 2017 International multi-conference on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON). – Novosibirsk. – 2017. – P. 463–467.
176. IEC 61000-1-5-2004. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1–5: high power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems.
177. Svensson, C. Time domain modeling of lossy interconnects / C. Svensson, G.H. Dermer // IEEE Transactions on advanced packaging. – 2001. – Vol. 24, no. 2. – P. 191–196.
178. Черникова, Е.Б. Зеркально-симметричная меандровая линия, защищающая от сверхкоротких импульсов // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 2. – С. 280–293.
179. Медведев, А.В. Ослабление сверхкороткого импульса после отказа при трехкратном модальном резервировании / А.В. Медведев // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-25–2019): доклады (материалы конференции) 25-й Междунар. науч.-практ. конф., Томск, 19.11.2019 г. – Томск: Изд-во ТУСУРа. – 2019. – С. 162–167.
180. Пат. 2 738 955 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трёхкратного резервирования межсоединений / В.Р. Шарафутдинов, Т.Р. Газизов, А.В. Медведев. – № 2 019 138 502; заявл. 27.11.19; опубл. 21.12.20, Бюл. № 36. – 8 с.
181. Самойличенко, М.А. Модальные фильтры для защиты от сверхкоротких импульсов: исследование возможностей эффективного использования в

- двусторонних печатных платах / М.А. Самойличенко // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – № 4. – С. 58–71.
182. Черникова, Е.Б. Особенности модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Электронные средства и системы управления. – 2018. – № 1(1). – С. 269–272.
183. Черникова, Е.Б. Модальное разложение сверхкороткого импульса в 8-проводных зеркально-симметричных структурах / Е.Б. Черникова, Т.Р. Газизов // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 9. – 17 с.
184. Modal Filter Based on a Microstrip Line with Two Side Conductors Grounded at Both Ends / I. Sagiyeva, T. Gazizov, Y. Zhechev, Z. Kenzhegulova // TechRxiv. – 2022. – P. 1–5.
185. Electrical characteristics of a modal filter with a passive conductor in the reference plane cutout / M.A. Samoylichenko, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2021. – Vol. 63, no. 2. – P. 435–442.
186. Samoylichenko, M.A. Comparing electrical characteristics of coplanar waveguides and modal filters / M.A. Samoylichenko, Y.S. Zhechev // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Erlagol, Altai, June 29 – July 3, 2022. – P. 204–207.
187. Serpentine and spiral routing schemes for microwave transmission lines to ensure UWB interference immunity / A. Belousov, A. Zabolotsky, S. Vlasov, M. Murmansky, N. Pavlov, T. Gazizov // TechRxiv. – 2022. – P. 1–14.
188. Власов, С.В. Использование N -норм для анализа двухпроводного модального фильтра со структурой проводников в виде спирали / С.В. Власов, Н.С. Павлов, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2021. – № 1-2. – С. 76–80.
189. Мурманский, М.С. Разработка макета двухпроводного модального фильтра со структурой проводников в виде меандра / М.С. Мурманский, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2021. – № 1-2. – С. 71–73.

190. Павлов, Н.С. Анализ частотных характеристик двухпроводного модального фильтра со структурой проводников в виде спирали / Н.С. Павлов, С.В. Власов, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2021. – № 1-2. – С. 91–94.
191. Zhechev, Y.S. New technique for improving modal filter performance by using an electromagnetic absorber / Y.S. Zhechev, A.H. Adnan, K.P. Malygin // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 86663–86670.
192. Мурманский, М.С. Применение магнитодиэлектрического покрытия в структуре с двукратным модальным резервированием / М. С. Мурманский, Е. С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1-2. – С. 76–80.
193. Иванов, Д.Б. Проектирование модального фильтра на основе связанной линии в программном обеспечении PathWave Advanced Design System / Д.Б. Иванов, Е.С. Жечев // Всероссийская конференция «Технологии и методики Keysight PathWave Design в проектировании и преподавании» (ТМПП Keysight). – 2022. – № 1. – С. 69–71.
194. Zhechev, Y. The Analysis of Shielding Effectiveness of the enclosure of an EMI-Filter for a Spacecraft Power Bus / Y. Zhechev, A. Zabolotsky // International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing. – 2021. – Vol. 15. – P. 470–475.
195. Maloratsky, L.G. Using modified microstrip lines to improve circuit performance / L.G. Maloratsky // High Frequency Electronics. – 2011. – Vol 10, no. 5. – P. 38–52.
196. Zhechev, Y.S. Quasi-static analysis of a two-conductor modal filter with a thin passive conductor / Y.S. Zhechev, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862, no. 1. – P. 012016.
197. Трубоченинов, В.А. Определение погонных параметров планарных структур в программном обеспечении PathWave Advanced Design System / В.А. Трубоченинов, Н.О. Кузьмин, В.А. Сурков, Е.С. Жечев // Всероссийская конференция «Технологии и методики Keysight PathWave Design в проектировании и преподавании» (ТМПП Keysight). – 2022. – № 1. – С. 71–73.

198. Zhechev, Y.S. A modal filter with a parallel oscillatory circuit in a passive conductor / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii // TUSUR Scientific Session: Collection of selected papers. – 2020. – No. 1-2. – P. 32–326.
199. Иванов, Д.Б. Модальный фильтр с LC -звеньями в пассивном проводнике / Д.Б. Иванов, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1-2. – С. 76-80.
200. Шершнева, Т. А. Сравнительный анализ устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкороткого импульса / Т.А. Шершнева, И.С. Марков, Е.С. Жечев // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2020». – Томск, Россия, 2020
201. Zhechev, Y.S. Two-wire modal filter with a thin passive conductor / Y.S. Zhechev, T.R. Gazizov // Electronic Devices and Control Systems: International Scientific-Practical Conference. – 2020. – No. 1-2. – P. 236–238.
202. Analysis of modified microstrip line and its application / D. Packiaraj, M. Ramesh, A.T. Kalghatgi, K.J. Vinoy // National Conference on Communications (NCC). – 2012. – P. 1–4.
203. Modal filters based on a microstrip line with overhead conductors grounded at both ends / I.Y. Sagiyeva, T.R. Gazizov, Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev // IEEE 22nd international conference of young professionals in electron devices and materials (EDM). – 2021. – P. 176–179.
204. Gazizov, A.T. UWB pulse decomposition in simple printed structures / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2016. – Vol. 58, no. 4. – P. 1136–1142.
205. Sagiyeva, I.Y. Modal analysis of a microstrip line with polygons in the air / I.Y. Sagiyeva, T.R. Gazizov // IEEE 21st international conference of young professionals in electron devices and materials (EDM). – 2020. – P. 183–186.
206. Пат. 2 763 853 РФ, МПК Н 01 Р 3/08. Микрополосковая линия с двумя боковыми заземленными проводниками, защищающая от сверхкоротких

- импульсов / И. Сагиева, Т.Р. Газизов. – № 2 021 105 226; заявл. 02.03.21; опубл. 11.01.22, Бюл. № 2. – 6 с.
207. Самойличенко, М.А. Модальные фильтры для защиты от сверхкоротких импульсов: исследование возможностей эффективного использования в двусторонних печатных платах / М.А. Самойличенко // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – № 4. – С. 58–71.
208. Guo, W.D. Comparison between flat spiral and serpentine differential delay lines on TDR and TDT / W.D. Guo, G.H. Shiue, R.B. Wu // Proc. IEEE 13th Topical Meeting Elect. Perform. Electro. Packag. – 2004. – P. 147–150.
209. Comparisons between serpentine and flat spiral delay lines on transient reflection/transmission waveforms and eye diagrams / W.D. Guo, G.H. Shiue, C.M. Lin, R.B. Wu // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 2006. – Vol. 54, no. 4. – P. 1379–1387.
210. The analysis of transient waveform and common mode noise on differential broadside-coupled delay lines / D.-B. Lin, C.-P. Huang, W.-S. Liu, H.-N. Ke // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2017. – Vol. 31, no 2. – P. 150–165.
211. A Serpentine guard trace to reduce the far-end crosstalk voltage and the crosstalk induced timing jitter of parallel microstrip lines / K. Lee, H. Lee, H. Jung, J. Sim, H. Park // IEEE Transactions on advanced packaging. – 2008. – Vol. 31, no. 4. – P. 809–817.
212. Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits / D.M. Sheen, S.M. Ali, M.D. Abouzahra, J.A. Kong // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 1990. – Vol. 38, no. 7. – P. 849–857.
213. Demakov, A.V. TEM cell for testing low-profile integrated circuits for EMC / A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2020. – P. 154–158.

214. Ternov, S. Influence of the cross-section form of the power bus bar on its parameters / S. Ternov, A. Demakov, M. Komnatnov // Moscow workshop on electronic and networking technologies (MWENT). – 2018. – P. 1–4.
215. Разработка устройства защиты от сверхкоротких импульсов для цепей электропитания бортовой радиоэлектронной аппаратуры / В.П. Костелецкий, Е.Б. Черникова, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Журнал радиоэлектроники. – 2022. – № 8.
216. Жечев, Е.С. Сильноточный помехозащитный фильтр для шины электропитания космического аппарата / Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий // 18-я Международная конференция «Авиация и космонавтика-2019». – 2019. – С. 121–122.
217. Khazhibekov, R.R. A device for an ultrashort pulse attenuation in common and differential modes in the high voltage power supply circuits of the spacecraft / R.R. Khazhibekov, Y.S. Zhechev, A.M. Zabolotsky, V.P. Kosteletskii // 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – Erlagol, Altai, June 29 – July 3, 2020. – P. 179–182.
218. Лакоза, А.М. Исследование характеристик помехоподавляющих фильтров с различной компоновкой индуктивных элементов / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2019. – 1-2. – С. 45–48.
219. Доброславский, С.А. Помехоподавляющий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами для силовой шины электропитания космических аппаратов / С.А. Доброславский, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2019. – № 1-2. – С. 30–33.
220. Лакоза, А.М. Исследование характеристик гибридного помехоподавляющего дросселя / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов

- Международной научно-практической конференции. – 2019. – № 1-2. – С. 36–38.
221. Лакоза, А.М. Исследование частотных характеристик фильтра с комбинированным дросселем / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2020. – № 1-1. – С. 254–257.
222. Лакоза, А.М. Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных помех / А.М. Лакоза, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2020. – № 1-1. – С. 301–303.
223. Лакоза, А.М. Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных / А.М. Лакоза, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Промышленная революция 4.0: взгляд молодежи: Тезисы докладов II Межрегиональной научной конференции, Тула, 05–06 ноября 2020 года. – Тула: Тульский государственный университет, 2020. – С. 25–26.
224. Куксенко, С.П. Моделирование помехозащищенной сети электропитания космического аппарата / С.П. Куксенко // Труды МАИ. – 2019. – № 105. – С. 21.
225. Khazhibekov, R.R. Development of modal filter prototype for spacecraft busbar protection against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560, no. 1. – P. 012145.
226. Zhechev, Y.S. Electromagnetic interference filter for spacecraft power bus / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560, no. 1. – P. 012133.
227. Zhechev, Y.S. Experimental study of a high current electromagnetic interference filter for the spacecraft power bus / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, A.M. Zabolotsky // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862, no. 1. – P. 012024.

228. The calculation and analysis of shielding efficiency / G. Zhang, T. Wei, J. Ding, C. Guo // International applied computational electromagnetics society symposium (ACES). – 2017. P. 1–2.
229. Ivanov, A. Analytical model for estimating the shielding effectiveness of cylindrical connectors / A. Ivanov, M. Komnatnov // IOP Conference series: materials science and engineering. – 2019. – Vol. 560, no. 1. – P. 012020.
230. Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture / M.P. Robinson, J. Turner, D.W. Thomas, J. Dawson, M. Ganley, A. Marvin, S. Porter, T. Benson, C. Christopoulos // Electronics Letters. – 1996. – Vol. 32, no. 17. – P. 1559–1560.
231. Combined model for shielding effectiveness estimation of a metallic enclosure with apertures / F.T. Belkacem, M. Bensetti, A.-G. Boutar, D. Moussaoui, M. Djennah, B. Mazari // IET Science, Measurement & Technology. – 2011. – Vol. 5, no. 3. – P. 88–95.
232. ГОСТ 23752-1979. Печатные платы. Общие технические условия.
233. Кузьмин, Н.О. Получение погонных параметров микрополосковых линий передачи при различном времени травления / Н.О. Кузьмин, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1-2. – С. 76–80.
234. Самотин, И.Е. Подходы к созданию модального фильтра для защиты от сверхкороткого импульса / И.Е. Самотин // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полус». – 2010. – С. 263–266.
235. Самойличенко, М.А. Влияние соединения опорных проводников на разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре на двухсторонней печатной плате / М.А. Самойличенко, Т.Р. Газизов // Журнал радиоэлектроники. – 2021. – № 12.
236. Долганов, Е. С. Использование гибкого печатного кабеля для защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов от высокочастотных

- кондуктивных помех / Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – № 7. – С. 18–27.
237. Газизов, Р.Р. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 4(38). – С. 147–150.
238. Павлов, Н.С. Алгоритм вычисления временного отклика в системе квазистатического моделирования TALGAT на основе S -параметров / Н.С. Павлов, Е.С. Жечев // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – № 1-2. – С. 76–80.
239. ГОСТ 10316-1978. Гетинакс и стеклотекстолит фольгированные. Технические условия.
240. Жечев, Е.С. Универсальный блок управления электроприводом / Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-24-2018): 24-я международная научно-практическая конференция, Томск, 28 ноября 2018 года. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2018. – С. 140–143.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(справочное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ



469

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор –
начальник отделения 600

В.Н. Школьный

« 14 » 02 2022 г.

А К Т

использования РИД

от « 14 » 02 2022 г № 179

Вид РИД: Программа для ЭВМ

Наименование Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра.
Свидетельство № 2019618764 от 04.07.2019 г.
Заявка № 2019617564 от 24.06.2019 г.

Дата начала использования: « 02 » октября 2021 г.

Настоящая программа для ЭВМ использовалась для изделия (КА) 254
Настоящая программа для ЭВМ использовалась согласно технической документации при
разработке КД на блок 254.2222-5000 с выпуском отчета ФЕИТ.ОТ640-712-2022
«Технический отчет о применении четырехслойного зеркально-симметричного модального
фильтра в модуле фильтра Ф100-М1 (254.2222-5000)».

Год использования: 2021

Организация, создавшая РИД: Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники»

Автор: Жечев Е.С.

Начальник УИО

Е.А. Морозов

СОГЛАСОВАНО:

Начальник отдела 640, ведущий менеджер проекта

С.Б. Сунцов



Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва



ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск, ЗАТО Железногорск, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http: //www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

И.о. заместителя генерального
конструктора по электрическому
проектированию и системам управления
КА акционерного общества
«Информационные спутниковые
системы» имени академика
М.Ф. Решетнева (АО «ИСС»)



С.И. Опенько

2022 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Жечева Евгения

Комиссия в составе:

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

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы Е. Жечева:

экспериментально-расчетной методики анализа частотных и временных характеристик помехоподавляющего фильтра для защиты силовой шины электропитания космического аппарата;

электродинамического моделирования эффективности экранирования корпуса помехоподавляющего фильтра для защиты силовой шины электропитания космического аппарата.

Эти результаты отражены в отчетах 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 реализовать устройство помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры в корпусе, выполненного как часть макета силовой шины электропитания космического аппарата, а также успешно пройти экспериментальные исследования, направленные на проверку соответствия электрических характеристик силовой шины электропитания, что подтверждается актами и протоколами проведенных экспериментальных исследований. Также разработаны программа и методика экспериментальных исследований прототипа устройства для измерения уровня кондуктивной помехоэмиссии и уровня восприимчивости элементов и узлов ОСВЭ к кондуктивному воздействию ЕГВА.468822.001 ПМ1, программа и методика экспериментальных исследований прототипа устройства для защиты силовой шины электропитания от сверхкороткого импульса ЕГВА.758782.001 ПМ, а также конструкторская документация на устройство защиты СШЭП от СКИ ЕГВА.758782.001.

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



И.Н. Тульский

Начальник отдела АО «ИСС», к.т.н.



С.Б. Сунцов

Начальник сектора АО «ИСС»



М.М. Иванов

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор ООО «ТРЭМ Инновации»

С.Л. Сорокин
«04» 2019 г.

АКТ



о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы Жечева Евгения Сергеевича

Комиссия в составе:

генерального директора ООО «ТРЭМ Инновации», С.Л. Сорокина,
начальника отдела автоматизации ООО «ТРЭМ Инновации», С.Р. Ибатулина,
начальника конструкторского отдела ООО «ТРЭМ Инновации», С.А. Пупынина
составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в
ООО «ТРЭМ Инновации» следующих результатов диссертационной
работы Жечева Е.С.:

1. Комплекс технических решений для обеспечения электромагнитной совместимости, конструкторских решений основанный на использовании пассивных помехозащитных устройств и устройств конструктивного исполнения, позволяющий осуществлять управления запорно-регулирующей арматурой в условиях сложной электромагнитной обстановки (ЭМО).

2. Результаты исследования устройства ввода информации электронного блока управления (ЭБУ), способного фиксировать изменение электрического поля вблизи матрицы сенсорных панелей, позволившие разработать сенсорную клавиатуру емкостного типа для ЭБУ, соответствующую классу взрывозащиты 1ExdПВТ4, климатическому исполнению УХЛ1 и способную сохранять работоспособность в сложной ЭМО.

3. Высокоскоростной шлейф системы программирования и отладки 32-разрядного промышленного микроконтроллера, позволяющий при наличии источника сильных электромагнитных помех увеличить длину линии передачи данных с сохранением работоспособности.

Перечисленные результаты диссертационной работы применены в ЭБУ в составе клапана запорно-регулирующего осевого типа, успешно прошедшего полигонные испытания на объекте ОАО «Газпром» СТО Газпром 2-4.1-212-2008 (испытательный полигон филиала «Саратоворгдиагностика»). С 10.09.2018 ЭБУ в составе клапана запорно-регулирующего осевого типа проходит опытно-промышленную эксплуатацию в технологическом корпусе ГПУ ООО «Газпром добыча Ямбург». Указанные результаты представлены в технической документации по опытно-конструкторской работе отдела автоматизации. Жечёв Е.С. являлся исполнителем каждого этапа работы.

Генеральный директор

С.Л. Сорокин

Начальник отдела автоматизации

С.Р. Ибатулин

Начальник конструкторского отдела

С.А. Пупынин

И.О. ПРОРЕКТОРА ПО УР
Лариошина И.А.
ПО ПРИКАЗУ №5573 ЛС ОТ 19.09.22



АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

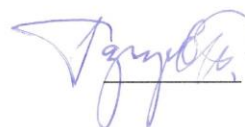
Жечева Евгения

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

1. Результаты электродинамического анализа структур с однократным и трехкратным модальным резервированием использованы для проведения курсовых проектов по дисциплине «Электромагнитная совместимость и управление радиочастотным спектром» в 2019–2020 учебном году бакалавриата по направлению «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

2. Результаты электродинамического анализа и экспериментального исследования структур с модальным резервированием использованы для проведения практических занятий по дисциплине «Проектная деятельность» в 2021–2022 учебном году по направлению подготовки «Радиотехника» профиля «Электромагнитная совместимость» бакалавриата.

Заведующий каф. ТУ

 Т.Р. Газизов

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе

 А.В. Бусыгина

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2751672

СПОСОБ КОМПОНОВКИ ПЕЧАТНЫХ ПРОВОДНИКОВ ДЛЯ ЦЕПЕЙ С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ

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

Авторы: *Жечев Евгений Сергеевич (RU), Белоусов Антон Олегович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Черникова Евгения Борисовна (RU)*

Заявка № 2020126549

Приоритет изобретения 10 августа 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации 15 июля 2021 г.Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 10 августа 2040 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019618764

**«Анализ четырехслойного зеркально-симметричного
модального фильтра»**

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

Авторы: *Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон
Олегович (RU), Жечев Евгений Сергеевич (KZ)*

Заявка № **2019617564**

Дата поступления **24 июня 2019 г.**

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **04 июля 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019618824

**«Анализ двухпроводного зеркально-симметричного
модального фильтра»**

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

Авторы: **Черникова Евгения Борисовна (KZ), Белоусов Антон
Олегович (RU), Жечев Евгений Сергеевич (KZ)**

Заявка № **2019617591**

Дата поступления **24 июня 2019 г.**

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **05 июля 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021680560

Обработка экспериментальных данных зеркально-симметричных структур

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

Авторы: *Жечев Евгений (KZ), Трубченинов Вячеслав Анатольевич (RU), Сурков Вячеслав Андреевич (RU), Кузьмин Никита Олегович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)*

Заявка № 2021669877

Дата поступления 07 декабря 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 13 декабря 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0x02A5CFB008TASCF59A40A2F08092E9A118
Владелец **Ивлиев Григорий Петрович**
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021680554

**Анализ четырехслойной зеркально-симметричной
полосковой структуры с трехкратным модальным
резервированием**

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

Авторы: **Жечев Евгений (KZ), Власов Сергей Владиславович
(RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)**

Заявка № 2021680034

Дата поступления 08 декабря 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 13 декабря 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0x02A5CFBC0081ACF59A40A2F08092E9A118
Владелец **Ивлиев Григорий Петрович**
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022616144

Анализ многослойных зеркально-симметричных структур

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

Авторы: *Жечев Евгений (KZ), Козинец Артём Сергеевич (RU), Иванцов Илья Александрович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)*

Заявка № **2022615113**

Дата поступления **29 марта 2022 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **05 апреля 2022 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 698x930176314c3895a94ed324145e5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Дата выдачи 0.00.2022 по 26.09.2023

Ю.С. Зубов

СВИДЕТЕЛЬСТВО

ЖЕЧЕВ

ЕВГЕНИЙ

Аспирант кафедры ТУ,
за высокие достижения в научно-исследовательской деятельности
включен в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа

Ректор



В.М. Рулевский

Проректор по НРИ

А.Г. Лощилов

18 декабря 2019 г.

ДИПЛОМ



За высокие достижения в учебной и научной деятельности
стипендии президента Томского государственного
университета систем управления и радиоэлектроники
в 2021 – 2022 учебном году удостоен

Жечев Евгений

аспирант кафедры телевидения и управления ТУСУРА

Конкурс
на назначение
стипендий
президента
ТУСУРА
2021 – 2022



Президент ТУСУРА *А.А. Шелупанов* А.А. Шелупанов

Ноябрь 2021



21st International Conference of Young Specialists
on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices

June 29 - July 3, 2020

DIPLOMA

first place

awarded to

Yevgeniy S. Zhechev

for the report

**Experimental Stude of Buried Vias Effect on Reflection
Symmetric Modal Filter Performance**

at the section

**Section 2. Radio and Microwave Technology. Computer Science
and Telecommunications**

Sergey Kharitonov
Program Organizing
Committee Chair



Novosibirsk State
Technical University
NETI





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



СЕРТИФИКАТ

№ 100220200113884177

Настоящий сертификат удостоверяет, что

Жечев

Евгений Сергеевич

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

ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники»
(ТУСУР)

БЛАГОДАРСТВЕННОЕ ПИСЬМО

ассистенту кафедры ТУ ТУСУРа

Жечеву Евгению

за оказание содействия в реализации
инновационной дисциплины ТУСУРа
«Основы проектной деятельности»
и выступление в качестве спикера
для студентов 1 курса в 1-м семестре

Ректор



В.М. Рулевский

Томск - 2021