

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

На правах рукописи



Иванцов Илья Александрович

Помехозащитные полосковые фильтры в печатном и интегральном исполнениях
с магнитодиэлектрическим заполнением

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
к.т.н., доцент каф. СВЧиКР
Жечев Евгений

Томск 2026

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1 ОБЗОР ПАССИВНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ И МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ	11
1.1 Кондуктивные сверхширокополосные помехи и требования к фильтрам	11
1.2 Фильтры отражающего и поглощающего типов.....	16
1.3 Модальная фильтрация в полосковых структурах.....	20
1.4 Магнитодиэлектрические материалы в полосковых структурах	22
1.5 Печатное и интегральное исполнение фильтров	24
1.6 Методы определения комплексных относительных проницаемостей материалов	26
1.7 Цель и задачи исследования.....	29
2 ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЕЙ МАТЕРИАЛОВ В СТЕМ-КАМЕРЕ	32
2.1 Совершенствование метода на основе многослойного перцептрона	32
2.2 Совершенствование метода на основе дезэмбединга	35
2.3 Проверка по результатам моделирования.....	40
2.4 Проверка с помощью измерений	45
2.5 Основные результаты раздела.....	48
3 РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРОВ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА И В ПЕЧАТНОМ ИСПОЛНЕНИИ.....	49
3.1 Моделирование и измерение фильтров.....	49
3.2 Использование широкополосного СШП-поглотителя	56
3.3 Разработка фильтров в печатном исполнении.....	59
3.4 Разработка фильтров для поверхностного монтажа.....	93
3.5 Сравнение с аналогами.....	100
3.6 Основные результаты раздела.....	107
4 ФИЛЬТРЫ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ	110
4.1 Воздействие СШП-помех на пассивный удвоитель частоты.....	110

4.2	Интегральные фильтры поглощающего типа.....	113
4.3	Интегральные фильтры с нанесенным поглотителем	120
4.4	Сравнение с аналогами.....	125
4.5	Основные результаты раздела.....	128
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....		129
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....		132
СПИСОК ИСТОЧНИКОВ		134
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....		154
ПРИЛОЖЕНИЕ Б		158
ПРИЛОЖЕНИЕ В.....		161
ПРИЛОЖЕНИЕ Г		163
ПРИЛОЖЕНИЕ Д.....		165
ПРИЛОЖЕНИЕ Е		167

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Кондуктивные сверхширокополосные (СШП) помехи большой амплитуды могут нарушить работу аппаратуры и повредить ее. Применяемые для защиты ограничители напряжения при коротких импульсах дополняют фильтрами. Примечательны модальные фильтры (МФ), раскладывающие исходный импульс на импульсы меньшей амплитуды за счет разности задержек мод. При неизменном поперечном сечении разность времени прихода мод увеличивается с длиной линии, поэтому длина МФ может достигать сотен миллиметров. Уменьшить длину МФ и дополнительно ослабить помеху позволяет применение магнитодиэлектрика с поглощающими свойствами, увеличивающего задержки и затухание мод. Это позволяет объединить модальное разложение импульса с рассеянием части его энергии. Такой подход применим к печатным и интегральным полосковым фильтрам, в которых поглотитель может быть размещен непосредственно на кристалле. Для расчета таких фильтров необходимы частотные зависимости комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей поглотителя. Их определяют по измеренным S -параметрам линии передачи с исследуемым образцом материала. Для этого может использоваться коаксиальная ТЕМ-камера. Однако исследуемый образец в ней находится между коническими переходами, влияние которых входит в измеренные S -параметры. Это влияние необходимо исключать с помощью деэмбединга. Рассмотренная процедура разработана для полосковой ячейки; для исследуемой коаксиальной ТЕМ-камеры требуется учесть ее переходные участки. Поэтому необходимо совершенствование определения комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей образца в такой камере. Таким образом, актуально применение магнитодиэлектриков в печатных и интегральных полосковых фильтрах для защиты от СШП-помех с определением их комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей.

Степень разработанности темы

Воздействие мощных электромагнитных помех на аппаратуру исследовали W. A. Radasky, M. G. Bäckström и другие, а модальную фильтрацию СШП-помех развивает школа Т. Р. Газизова и А. М. Заболоцкого. Класс неотражающих фильтров с внутренними резисторами предложили M. A. Morgan и T. A. Boyd, а развили D. Psychogiou и X. Wu с соавторами. Неотражающие фильтры на связанных полосковых линиях и теорию этих линий с неоднородным заполнением, подбором которого управляют скоростями мод, развивает школа Н. Д. Малютина. Модальное разложение с поглотителем в печатных фильтрах исследовал Е. Жечев. Однако применение поглотителя в интегральных модальных фильтрах и влияние магнитодиэлектрика на погонные задержки, поля и затухание мод изучены мало.

Метод NRW определения комплексных проницаемостей развили J. Baker-Jarvis с соавторами, а нейросетевой способ предложили T. Mosavirik с соавторами. Деэмбеддинг переходных участков измерительной ячейки улучшили G. W. Hanson с соавторами, а ТЕМ-камеры для измерения эффективности экранирования применяли P. F. Wilson, M. T. Ma и М. Е. Комнатнов. Для рассматриваемой коаксиальной ТЕМ-камеры (СТЕМ-камеры) с нерегулярным поперечным сечением требуется учесть влияние переходных участков при определении обеих комплексных относительных проницаемостей образца.

Цель и задачи исследования

Цель работы – разработать полосковые фильтры с магнитодиэлектрическим заполнением в печатном и интегральном исполнениях для подавления кондуктивных импульсных СШП-помех. Для её достижения надо решить следующие **задачи**:

1. Усовершенствовать определение комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов в СТЕМ-камере с нерегулярным поперечным сечением.
2. Исследовать влияние магнитодиэлектрических материалов на параметры мод связанных полосковых линий и разработать на этой основе печатные фильтры и фильтры для поверхностного монтажа.
3. Разработать и исследовать интегральные фильтры на подложках Al_2O_3 и GaAs, в том числе с нанесенным поглотителем, и сравнить характеристики разработанных фильтров с аналогами.
4. Разработать библиотеку моделей и топологических ячеек пассивных элементов для технологии на подложке Al_2O_3 , а также интегральные фильтры на Al_2O_3 и GaAs, исследовать их характеристики при наличии и отсутствии магнитодиэлектрического покрытия и сравнить с аналогами.

Научная новизна

1. Для коаксиальной ТЕМ-камеры с нерегулярным поперечным сечением предложены два алгоритма определения комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов, один из которых сочетает исключение влияния одинаковых согласованных переходов при центральном размещении исследуемого материала с методом Николсона-Росса-Вейра (NRW), а другой использует обученный по результатам электродинамического моделирования многослойный перцептрон с учетом частоты, комплексных S -параметров камеры, толщины и продольного смещения слоя исследуемого материала.

2. Предложен способ удаленной трассировки проводников в структурах модальных фильтров, отличающийся тем, что над его проводниками располагается связывающий их проводник так, что он имеет обеспечивающую модальное разложение электромагнитную связь с этими проводниками.

3. Предложен способ получения характеристики фильтра нижних частот поглощающего типа для четырехпроводной зеркально-симметричной полосковой линии в корпусе с магнитоэлектрическим заполнением, отличающийся избирательным подавлением основных мод.

4. Разработаны фильтры нижних частот в интегральном исполнении, отличающиеся сочетанием модальной фильтрации с каскадным соединением секций различной длины либо с применением магнитоэлектрического покрытия.

Теоретическая значимость

1. Представление СТЕМ-камеры каскадным соединением четырехполюсников двух переходов и участка с исследуемым материалом позволяет при центральном размещении исследуемого слоя и одинаковых согласованных переходах определять параметры участка с материалом по характеристикам пустой и заполненной камер для восстановления проницаемостей.

2. Получены расчетные зависимости минимальной разности погонных задержек основных мод и характеристического сопротивления четырехпроводной полосковой структуры от толщин подложки и магнитоэлектрического слоя, ширины проводников и зазоров между ними, позволяющие выбирать параметры поперечного сечения с учетом временного разнесения импульсов разложения и согласования с сигнальным трактом.

Практическая значимость

1. Для технологии на подложке Al_2O_3 разработана библиотека пассивных элементов, включающая топологические ячейки, схемотехнические и электродинамические модели, по которым созданы и исследованы три варианта интегральных фильтров нижних частот.

2. Создан фильтр нижних частот с магнитоэлектрическим заполнением в корпусе, обеспечивающий сверхширокую полосу подавления.

3. Разработаны одиночные и каскадно-соединенные модальные фильтры на подложках GaAs размером $3,4 \times 1,5$ мм.

4. Усовершенствованы методики определения комплексных относительных проницаемостей материалов в СТЕМ-камере.

Методология и методы исследования

Работа основана на теории многопроводных линий передачи и использовании матрицы рассеяния. Фильтры рассчитаны квазистатическим и полноволновым моделированием, а их сечения выбраны с помощью параметрической оптимизации эвристическим поиском и генетическим алгоритмом. Параметры материалов определены по измеренным S -параметрам СТЕМ-камеры после деэмбединга ее переходных участков, а многослойный перцептрон обучен и проверен на результатах полноволнового моделирования. Временные отклики интегральных фильтров измерены стробоскопическим осциллографом с генератором сверхкоротких импульсов, а печатных – рассчитаны по S -параметрам, измеренным векторным анализатором цепей. Подавление помех оценено по пиковому напряжению и N -нормам, передача полезного сигнала – по полосе пропускания и глазковым диаграммам, а согласие расчета с экспериментом – по методу выделения особенностей (от англ. Feature Selective Validation, FSV).

Положения, выносимые на защиту

1. В каскадной модели коаксиальной ТЕМ-камеры с центральным расположением слоя исследуемого материала и одинаковыми согласованными переходными участками определение комплексных относительных проницаемостей материала сводится к применению метода NRW к однородному участку коаксиальной линии после исключения влияния переходов по S -параметрам пустой и заполненной камер и модели воздушного участка с длиной исследуемого слоя.

2. Добавление связывающего проводника над магнитоэлектрическим слоем двухпроводного микрополоскового модального фильтра способно увеличить максимальную разность погонных задержек мод с 0,3 до 9,6 нс/м при неизменном расстоянии между двумя сигнальными проводниками.

3. В расчетной модели четырехпроводного зеркально-симметричного фильтра длиной 100 мм с учетом потерь в материалах заполнение пространства между подложкой и опорными проводниками магнитоэлектрическими слоями толщиной по 3 мм способно уменьшить пиковое напряжение отклика на трапецеидальный импульс длительностью 300 пс при э.д.с. источника 2 В в 3,3 раза по сравнению с вариантом без заполнения.

4. Каскадное соединение трех модальных фильтров в интегральном исполнении на подложке GaAs толщиной 100 мкм способно обеспечить вносимые потери не более 3 дБ в диапазоне от постоянного тока до 350 МГц и не менее 20 дБ в диапазоне от 2 до 20 ГГц, а также возвратные потери не менее 15 дБ в диапазоне от постоянного тока до 9 ГГц.

Соответствие паспорту специальности. Содержание работы соответствует паспорту научной специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»: п.7 «Разработка и исследование методов обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических систем и устройств, включая системы связи и телевидения» и п.15 «Разработка и исследование физических, математических и гибридных имитационных моделей радиотехнических устройств и систем, включая системы и устройства аналогового и цифрового телевидения и оптикоэлектронных устройств».

Достоверность результатов. Достоверность результатов обеспечена применением апробированных методов квазистатического и электродинамического моделирования, измерением прототипов на векторном анализаторе цепей после калибровки и на зондовой станции, а также согласованностью расчетных и измеренных частотных характеристик по оценке методом FSV.

Использование результатов исследований. Результаты работы использованы в учебном процессе ТУСУР, при разработке и совершенствовании технологии проектирования пассивных СВЧ-устройств в компании ООО «МСТ», а также при выполнении ряда НИР и НИОКР (акты внедрения приведены в приложении А):

1. 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 гг.

2. Х/д «Разработка математического обеспечения и программного модуля для моделирования радиотехнических характеристик антенного элемента» №ДП2021-60 от 15 апреля 2021 г.

3. Проект «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях» в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования. Проект FEWM-2022-0001 от 14.01.2022, 2022–2023 гг.

4. НИР «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей», грант РНФ 20-19-00446-П, 2023–2024 гг.

5. НИР «Модальное резервирование электрических цепей критичных радиоэлектронных средств и систем», грант РНФ 19-19-00424-П, 2022–2023 гг.

6. Х/д «Комплексные исследования в интересах создания ключевых элементов технологии расчета и измерения радиотехнических характеристик цифровых антенных решеток с учетом обтекателей для высокоскоростных летательных аппаратов» № ДП2022-78 от 27 июня 2022 г.

7. НИР «Проведение поисковых научных исследований с целью совершенствования модальной фильтрации за счет применения сверхширокополосных радиопоглощающих материалов», грант РФФИ 23-29-00486, 2023–2024 гг.

8. Разработка СВЧ ЭКБ на основе кремния и средств проектирования для GaN технологии, 2021 г.

9. Разработка среды проектирования и программных модулей базовой версии полного маршрута автоматизированного проектирования СВЧ АЗВ5 МИС и ГИС, 2025-2026 гг.

10. Исследование путей создания пространственно-распределенных многоцелевых информационно-телекоммуникационных систем радиомониторинга и связи, включающих оптические каналы, их ключевых компонент на основе численных и экспериментальных методов анализа СВЧ и оптических сигналов в процессе их формирования, преобразования и обработки в радиочастотных устройствах, приемных и передающих фотонных интегральных модулях и при распространении в неоднородных средах. Проект FEWM-2023-0014, 2023-2025

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

12. Проект Методология автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей в условиях деструктивных воздействий. Проект FEWM-2024-0005 от 17.01.2022, 2024–2026 гг.

Апробация результатов. Основные результаты работы докладывались и обсуждались на международных конференциях SIBIRCON (Екатеринбург, 2022), EDM (Новосибирск, 2023 и 2026), APEIE (Новосибирск, 2023) и «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2020).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 24 работы (1 без соавторов): 1 статья в журнале, индексируемом Scopus (Q1), 3 статьи в журналах, индексируемых в WoS и Scopus, 4 статьи в изданиях из перечня ВАК, 5 докладов в трудах международных конференций, индексируемых в WoS и Scopus, 2 доклада в трудах конференций, индексируемых РИНЦ, 3 патента РФ на изобретения, 2 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ, 2 свидетельства о регистрации топологии интегральной микросхемы и 2 свидетельства о регистрации базы данных.

Личный вклад. Автору принадлежат разработка конструкций фильтров и их конфигураций, математическое моделирование, проведение экспериментальных исследований и разработка библиотеки пассивных элементов для технологии на подложке Al_2O_3 . Постановка задач и обсуждение результатов выполнены совместно с научным руководителем, часть результатов получена совместно с соавторами публикаций.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 разделов, заключения, списка сокращений, списка использованных источников и 6 приложений. Список использованных источников содержит 192 наименования. Объем диссертации с приложениями составляет 170 с., в том числе 99 рисунков и 49 таблиц.

Краткое содержание работы. Во введении представлена основная характеристика работы. В разделе 1 выполнен обзор кондуктивных СШП-помех и пассивных фильтров для их подавления, рассмотрены модальная фильтрация, применение магнитоэлектрических материалов в полосковых структурах, печатное и интегральное исполнения фильтров и методы определения комплексных проницаемостей материалов, сформулированы критерии сравнения фильтров и задачи исследования. В разделе 2 представлено совершенствование определения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей образцов в коаксиальной ТЕМ-камере с нерегулярными участками. В разделе 3 исследован широкополосный СШП-поглотитель, примененный в разработанных фильтрах: измерены его комплексные проницаемости и оценено его влияние на перекрестные наводки и целостность сигналов в связанных линиях. Разработаны и исследованы печатные фильтры поглощающего типа: полосно-пропускающий фильтр на основе микрополосковых резонансных структур, покрытых поглотителем, фильтры со связывающими проводниками, многомодовый фильтр в корпусе и фильтры с T -резонаторами. Исследована четырехслойная зеркально-симметричная структура с поглотителем, разработаны фильтры для поверхностного монтажа, сопоставленные по характеристикам с аналогами. В разделе 4 для оценки уязвимости интегральных схем к СШП-помехам исследовано их воздействие на пассивный удвоитель частоты. Разработаны библиотека элементов для технологии на подложке Al_2O_3 и интегральные фильтры на Al_2O_3 и GaAs, исследовано влияние поглотителя, нанесенного после разварки, и выполнено сравнение с аналогами. В заключении приведены основные результаты работы, рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы.

1 ОБЗОР ПАССИВНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ И МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

В разделе рассмотрены особенности воздействия кондуктивных сверхширокополосных помех (СШП) на радиоэлектронную аппаратуру и способы защиты от них. Проведён анализ фильтров отражающего и поглощающего типов, принципов модальной фильтрации и конструктивных решений, применяемых для повышения эффективности подавления импульсных воздействий. Рассмотрены возможности использования магнитодиэлектрических материалов для изменения характеристик полосковых фильтров, особенности их реализации в печатном и интегральном исполнениях, а также методы экспериментального определения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей. На основании выполненного обзора определены критерии сравнения помехозащитных фильтров, сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

1.1 Кондуктивные сверхширокополосные помехи и требования к фильтрам

1.1.1 Импульсные электромагнитные помехи и особенности защиты радиоэлектронной аппаратуры

Электромагнитная совместимость характеризует способность технического средства удовлетворительно функционировать в заданной электромагнитной обстановке и не создавать недопустимых помех другим средствам [1]. Электромагнитные помехи могут воздействовать на радиоэлектронную аппаратуру посредством излучения или распространяться по подключённым к ней проводящим цепям. Особое внимание уделяется кондуктивным помехам, распространяющимся по сигнальным цепям наряду с полезным сигналом.

Опасность для аппаратуры представляют мощные электромагнитные импульсы, в том числе СШП импульсы с наносекундной и субнаносекундной длительностью [2, 3]. В исследованиях [4, 5] показано, что воздействие мощных СШП и сверхвысокочастотных (СВЧ) импульсов может приводить к нарушениям работы и отказам вычислительного и сетевого оборудования. При этом устойчивость оборудования к таким воздействиям зависит как от параметров электромагнитных импульсов, так и от конструктивных особенностей самого оборудования. Для оценки уязвимости радиотехнических объектов к преднамеренным электромагнитным воздействиям разработаны методы классификации объектов и оценки связанных с ними рисков [6, 7].

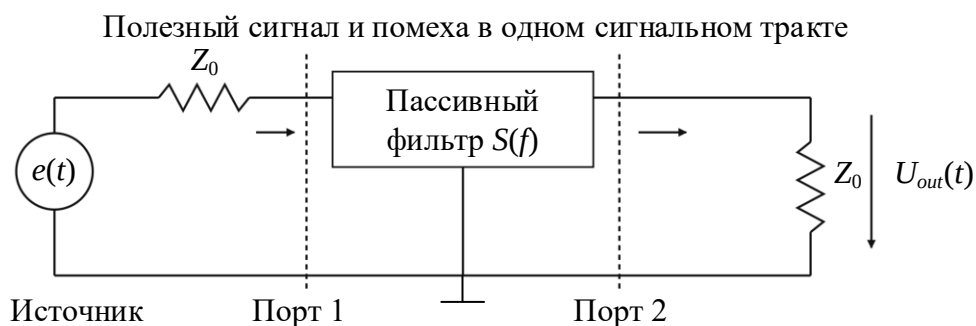
Особое значение для радиотехнических устройств имеет защита входных каскадов, которые могут подвергаться воздействию импульсных помех различного происхождения. Одним из источников таких помех являются грозовые разряды, способные наводить в сигнальных цепях импульсные перенапряжения, которые могут приводить к повреждению

малошумящих усилителей [8]. Воздействие электромагнитных импульсов может приводить к повреждению усилителей мощности на основе GaN-транзисторов [9]. В работе [10] исследованы переходные процессы, возникающие в радиочастотных усилителях под действием преднамеренных электромагнитных помех. Так как характер возникающих нарушений и пороги повреждения зависят от схемотехнических особенностей и режимов работы усилителей, при выборе средств защиты необходимо учитывать характеристики защищаемых устройств.

Для защиты радиоэлектронной аппаратуры от импульсных помех широко применяются разрядники, варисторы и защитные диоды [11]. Принцип их действия основан на ограничении напряжения за счёт изменения электрических характеристик при превышении определённого порогового уровня. Разрядники обеспечивают отвод импульсных токов при возникновении электрического пробоя, тогда как варисторы и защитные диоды характеризуются нелинейной зависимостью тока от приложенного напряжения. Однако эффективность таких устройств существенно зависит от амплитуды, длительности и скорости нарастания воздействующего импульса. В работе [12] показано, что традиционные защитные элементы не всегда обеспечивают достаточное ослабление коротких электромагнитных импульсов. Кроме того, применение полупроводниковых ограничителей в высокочастотных сигнальных цепях может приводить к ухудшению характеристик передачи полезного сигнала. В частности, паразитная ёмкость защитных диодов создаёт дополнительную нагрузку на сигнальный тракт, увеличивает вносимые потери и может ограничивать полосу пропускания [13].

Оценка эффективности традиционных средств защиты требует проведения испытаний при воздействии импульсных помех с заданными параметрами. Методы таких испытаний радиоэлектронной аппаратуры регламентируются стандартами серии ИЕС 61000-4. В частности, стандарт ИЕС 61000-4-2 устанавливает требования к проведению испытаний на устойчивость к электростатическим разрядам [14], ИЕС 61000-4-4 – к наносекундным импульсным помехам в виде пачек [15], а ИЕС 61000-4-5 – к импульсным перенапряжениям [16]. Особенности воздействия электростатических разрядов на электронные средства и методы защиты от них подробно рассмотрены в работах Л.Н. Кечиева [11] и З.М. Гизатуллина с соавторами [17]. Отдельное внимание уделяется преднамеренным электромагнитным воздействиям, методы испытаний на устойчивость к которым приведены в стандарте ИЕС 61000-4-36 [18]. Рассматриваемые виды воздействий различаются амплитудой, формой, длительностью и временем нарастания импульсов, а также характеристиками источников помех. Указанные различия необходимо учитывать при исследовании эффективности помехозащитных фильтров, поскольку степень ослабления помех зависит от параметров воздействующих импульсов.

При использовании пассивных фильтров необходимо учитывать, что полезные сигналы и электромагнитные помехи могут распространяться по одной сигнальной цепи. На рисунке 1.1 представлена схема подключения пассивного фильтра между источником сигнала и нагрузкой. В линейном режиме воздействие фильтра на полезный сигнал и помеху определяется одной передаточной функцией. Поэтому при перекрытии их спектров ослабление помехи сопровождается ослаблением соответствующих спектральных составляющих полезного сигнала. Кроме того, неравномерность амплитудно-частотной и нелинейность фазочастотной характеристик фильтра могут приводить к искажению формы передаваемого сигнала. Таким образом, при проектировании помехозащитных фильтров необходимо учитывать не только эффективность подавления помех, но и требования к полосе пропускания, допустимым потерям и искажениям полезного сигнала.



Одинаковые вещественные сопротивления источника и нагрузки

Рисунок 1.1 – Сигнальная цепь с источником, пассивным фильтром и нагрузкой

Спектральный состав импульсной помехи определяется её формой и временными параметрами. В частности, уменьшение длительности нарастания импульса при неизменности остальных его параметров приводит к расширению спектра. В связи с этим при исследовании фильтров, предназначенных для защиты от СШП-воздействий, необходимо рассматривать диапазон частот, значительно превышающий полосу пропускания полезного сигнала. Эффективность подавления таких помех зависит не только от ширины полосы заграждения и уровня ослабления в ней, но и от наличия побочных полос пропускания, обусловленных резонансными явлениями в полосковых структурах. Подходы к расширению полосы заграждения и подавлению паразитных резонансов в полосковых фильтрах рассмотрены в работах [19, 20].

1.1.2 Характеристики фильтров и критерии их сравнения

Для оценки эффективности помехозащитных фильтров необходимо исследовать их характеристики как в частотной, так и во временной областях. Частотные характеристики фильтра описывают матрицей рассеяния, которая связывает амплитуды падающих на порты и выходящих из портов волн [21, 22]:

$$\mathbf{b}(f) = \mathbf{S}(f)\mathbf{a}(f), \quad (1.1)$$

где $\mathbf{a}$ и $\mathbf{b}$ – векторы падающих и отраженных волн, $\mathbf{S}$ – матрица рассеяния, f – частота. Элемент S_{ij} равен отношению амплитуды волны, выходящей из порта i , к амплитуде волны, падающей на порт j , при согласованных нагрузках остальных портов.

Для двухпортового фильтра коэффициент S_{11} характеризует отражение на входе, а коэффициент S_{21} характеризует передачу на выход. В согласованном тракте вносимые (от англ. *IL* – Insertion Loss) и возвратные (от англ. *RL* – Return Loss) потери выражают в децибелах:

$$IL(f) = -20 \log |S_{21}(f)|, \quad RL(f) = -20 \log |S_{11}(f)|. \quad (1.2)$$

Вносимые потери характеризуют ослабление передаваемой мощности, а возвратные – согласование фильтра на входе. Полосу пропускания фильтра нижних частот (ФНЧ) ограничивает частота среза, которую определяют по уровню передачи минус 3 дБ. Искажения полезного сигнала в полосе пропускания оценивают по групповой задержке

$$\tau(\omega) = -\frac{d \arg(H(\omega))}{d\omega}, \quad \omega = 2\pi f, \quad (1.3)$$

где H – комплексная передаточная функция фильтра. Неравномерность групповой задержки в полосе пропускания искажает форму цифровых и импульсных сигналов, поэтому ее рассматривают вместе с глазковой диаграммой.

Подавление импульсной помехи оценивают во временной области. Основным показателем служит коэффициент ослабления пикового напряжения

$$K_{pk} = \frac{\max_{t \in T} |U_0(t)|}{\max_{t \in T} |U_{out}(t)|}, \quad (1.4)$$

где u_0 – напряжение на нагрузке без фильтра, u_{out} – напряжение на той же нагрузке после включения фильтра.

Для оценки импульсных воздействий также используют 5 N -норм: пиковое напряжение, пиковую производную напряжения, пиковый и выпрямленный интегралы напряжения, а также корень квадратный из интеграла действия [23]. Каждая из этих норм характеризует определённые особенности воздействия и может быть связана с различными механизмами нарушения работоспособности аппаратуры. В частности, пиковое напряжение связано с возможностью электрического пробоя и возникновения сбоев, пиковая производная напряжения – с искрением, пиковый интеграл напряжения – с диэлектрическим пробоем, выпрямленный интеграл – с повреждением электронного оборудования, а интеграл действия – с тепловым повреждением компонентов. При этом указанные нормы позволяют оценивать

потенциальную опасность импульсных воздействий, но не определяют однозначно характер возникающих повреждений.

Отклик фильтра на импульс рассчитывают по его частотной характеристике. В согласованном тракте с сопротивлением Z_0 выходное напряжение равно

$$U_0(t) = F^{-1}\{S_{21}(f)U_0(f)\}, \quad (1.5)$$

где U_0 – спектр напряжения u_0 на согласованной нагрузке без фильтра. Для такого расчета используют комплексные S -параметры в диапазоне частот, который охватывает спектр импульса. Если S -параметры измерены, рассчитанный по ним отклик основан на экспериментальных данных, однако остается результатом расчета, а прямым измерением отклика служит регистрация напряжения осциллографом.

Достоверность результатов численного моделирования оценивают их сопоставлением с экспериментальными данными. Для измерения частотных характеристик используют векторный анализатор цепей, предварительно выполняя его калибровку. При необходимости влияние измерительных переходов и соединительных участков исключают из результатов измерений с помощью процедуры исключения влияния измерительной оснастки – деэмбединга (от англ. de-embedding). Для количественной оценки согласованности рассчитанных и измеренных частотных зависимостей применяют метод выборочной валидации по характерным особенностям (от англ. Feature Selective Validation, FSV), позволяющий оценивать различия по амплитуде и форме сравниваемых зависимостей [24].

Для сопоставления характеристик помехоподавляющих фильтров в работе используются критерии, приведённые в таблице 1.1. Они позволяют оценивать эффективность ослабления импульсных помех, влияние фильтра на полезный сигнал, согласование с трактом и габаритные характеристики конструкции. Для обеспечения корректности сравнения коэффициент ослабления пикового напряжения и N -нормы определяют при одинаковых параметрах воздействующего импульса, сопротивлениях источника и нагрузки, а также интервале наблюдения. При сравнении размеров учитывают конструктивное исполнение фильтра, поскольку габариты отдельных полосковых структур, кристаллов и законченных устройств могут существенно различаться.

Приведённые критерии позволяют комплексно оценивать характеристики помехоподавляющих фильтров и сопоставлять различные конструктивные решения с учётом эффективности ослабления импульсных помех, сохранения характеристик полезного сигнала и габаритных ограничений.

Таблица 1.1 – Критерии сравнения помехоподавляющих фильтров

Характеристика	Условия определения	Назначение
Пиковое напряжение и коэффициент K_{pk}	Одинаковые воздействие, нагрузка и интервал наблюдения	Основной показатель ослабления помехи
N -нормы отклика	Формула и нормировка каждой нормы	Оценка опасности помехи по механизмам отказа
Полоса пропускания и вносимые потери	Уровень, по которому определена граница полосы	Влияние фильтра на полезный сигнал
Возвратные потери	Порт измерения и нагрузки остальных портов	Согласование с трактом
Групповая задержка и глазковая диаграмма	Параметры полезного сигнала	Искажения полезного сигнала
Размеры	Состав конструкции: топология, кристалл, элемент или корпус	Сравнение компактности
Допустимая амплитуда помехи	Форма воздействия и состояние образца после испытания	Граница применения фильтра

1.2 Фильтры отражающего и поглощающего типов

1.2.1 Фильтры на сосредоточенных и распределенных элементах

Фильтры на сосредоточенных элементах строятся на основе катушек индуктивности, конденсаторов и резисторов, сочетание которых позволяет формировать требуемые частотные характеристики. Такие фильтры широко применяются для подавления кондуктивных помех, в частности в цепях питания радиоэлектронной аппаратуры. Их характеристики определяются номиналами и схемой соединения элементов, однако с повышением частоты возрастает влияние паразитных параметров компонентов и монтажа. Межвитковая ёмкость катушек индуктивности, собственная индуктивность конденсаторов и паразитные связи между проводниками могут вызывать дополнительные резонансы и изменять частотные характеристики фильтров. В работе [25] предложена схема синфазного дросселя, учитывающая паразитные параметры, и рассмотрена методика определения её элементов. Для уменьшения габаритов и реализации фильтров в планарном исполнении применяют интегрированные индуктивно-ёмкостные структуры. В частности, в работе [26] предложен планарный фильтр на основе кольцевого индуктивно-ёмкостного элемента, разработана методика проектирования и исследованы характеристики подавления синфазных помех.

Влияние паразитных параметров ограничивает применение фильтров на сосредоточенных элементах в высокочастотных цепях. В связи с этим для работы на высоких частотах широко применяются фильтры на распределённых элементах, характеристики которых определяются геометрическими размерами проводников, параметрами используемых материалов и электромагнитной связью между отдельными участками линий передачи.

В таких конструкциях учитывается распределение электромагнитного поля вдоль проводников, а требуемые характеристики достигаются изменением их электрической длины, волнового сопротивления и взаимного расположения. Для реализации фильтров широко используются микрополосковые и полосковые линии передачи и межсоединения, позволяющие формировать компактные структуры с заданными частотными характеристиками. Основы расчёта и проектирования фильтров на связанных полосковых линиях рассмотрели E.M.T. Jones и J.T. Bolljahn [27]. Возможность применения полосковых фильтров для защиты от СШП-воздействий исследовали R. Krzikalla, T. Weber и J.L. ter Haseborg [28]. Авторами исследованы полосно-пропускающие фильтры с встречно-штыревым профилем проводников, отличающиеся высокой избирательностью и компактными размерами. Для оценки эффективности защиты проведён анализ их частотных характеристик и временных откликов при воздействии СШП-импульсов.

При проектировании полосковых фильтров значительное внимание уделяется уменьшению габаритов и расширению полосы заграждения. Для этого применяются резонаторы различной конфигурации, неоднородные участки линий передачи и дополнительные связи между проводниками. В работе [29] предложен компактный заграждающий фильтр на основе заземлённого резонатора. Для расширения полосы заграждения фильтров нижних частот используются шпилечные структуры со ступенчатым волновым сопротивлением и дополнительные шлейфы [19, 20, 30]. В частности, V.K. Velidi и S. Sanyal [30] предложили фильтр на основе связанных шпилечных линий с дополнительными шлейфами, обеспечивающий увеличение крутизны спада частотной характеристики и расширение полосы заграждения. Изменение электромагнитной связи между проводниками также достигается введением неоднородностей в опорную плоскость. В работе [31] исследованы многопроводные связанные микрополосковые линии с вырезом в опорном проводнике и рассмотрена возможность их применения при проектировании широкополосных фильтров.

Рассмотренные полосковые фильтры преимущественно относятся к устройствам отражающего типа, в которых подавление нежелательных спектральных составляющих достигается за счёт рассогласования вне полосы пропускания. В полосе заграждения отражённая волна распространяется в сторону источника помехи и при определённых условиях может вызывать дополнительные переотражения в сигнальном тракте. Кроме того, в фильтрах на отрезках линий передачи возможно появление побочных полос пропускания, обусловленных резонансными свойствами полосковых структур. Наличие таких полос снижает эффективность подавления СШП-импульсов, спектр которых может охватывать несколько резонансных частот фильтра. Расширение полосы заграждения позволяет

уменьшить влияние побочных резонансов, однако не устраняет отражение энергии помехи. Для дополнительного ослабления электромагнитных воздействий могут применяться фильтры поглощающего типа, в которых энергия помехи рассеивается в материалах конструкции.

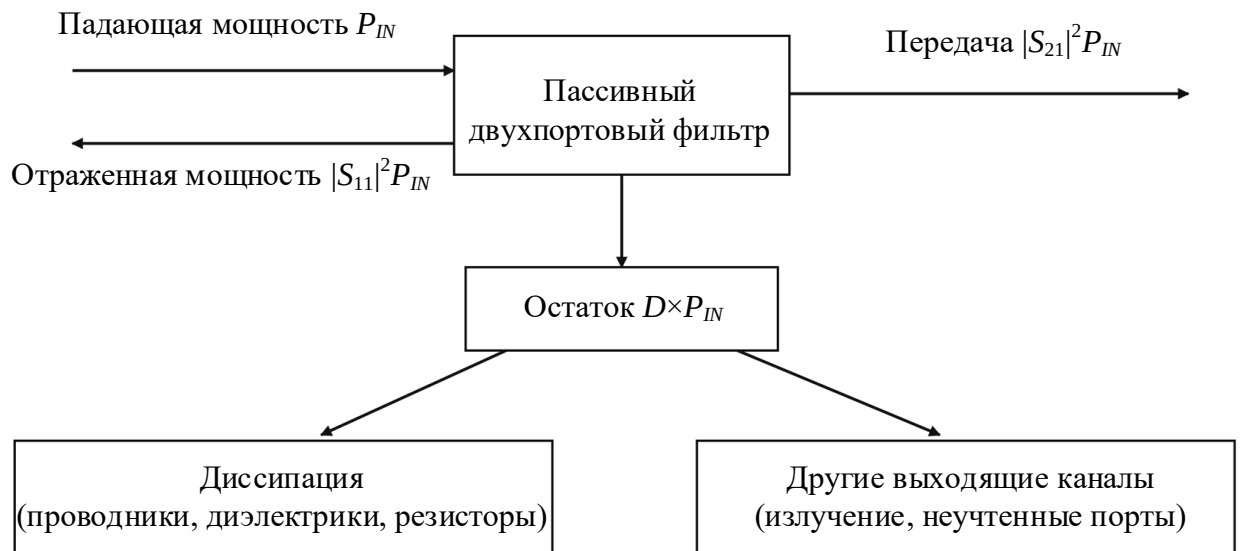
1.2.2 Фильтры поглощающего типа

В фильтрах поглощающего типа ослабление нежелательных спектральных составляющих достигается за счёт их поглощения в резистивных элементах или материалах с потерями. К таким устройствам относятся, в частности, неотражающие фильтры, рассмотренные в работе [32]. Для двухпортового фильтра при энергетической нормировке волн и согласованной нагрузке доля падающей мощности, которая не передаётся на выход и не отражается от входа, определяется выражением

$$D(f) = 1 - S_{11}(f)^2 - S_{21}(f)^2, \quad (1.6)$$

где D – коэффициент диссипативных потерь.

В замкнутой структуре при отсутствии излучения эта величина соответствует доле поглощённой мощности. Однако в открытых печатных структурах часть электромагнитной энергии может рассеиваться в окружающее пространство. Поэтому при оценке поглощения необходимо отдельно учитывать потери на излучение, как показано на рисунке 1.2.



Поглощение выделяется после учета всех выходящих каналов
Рисунок 1.2 – Баланс мощности на портах двухпортового фильтра

Значительный вклад в развитие неотражающих фильтров внесли М.А. Morgan и Т.А. Boyd, предложившие конструкции, у которых при использовании идеальных элементов коэффициенты отражения на входе и выходе равны нулю во всём диапазоне частот [33]. В отличие от традиционных фильтров отражающего типа, энергия подавляемых спектральных составляющих в таких устройствах рассеивается во внутренних резистивных элементах. В последующих исследованиях авторами рассмотрены различные структуры неотражающих

фильтров [34], а также разработаны топологии, позволяющие использовать произвольные лестничные прототипы фильтров нижних частот [35]. Дальнейшее развитие этого направления связано с созданием перестраиваемых и частично поглощающих конструкций. В частности, D. Psychogiou и R. Gómez-García предложили перестраиваемые полосно-пропускающие и полосно-заграждающие фильтры с низким уровнем отражения [36]. В работе X. Wu, Y. Li и X. Liu исследованы микрополосковые полосно-пропускающие фильтры на связанных линиях, дополненные поглощающими секциями на основе резисторов и короткозамкнутых четвертьволновых отрезков [37]. Аналогичный принцип использован в квазиэллиптическом микрополосковом фильтре, для которого обеспечен широкий диапазон частот с низким уровнем отражения [38].

В отечественных исследованиях значительное внимание уделяется разработке фильтров поглощающего типа на основе связанных полосковых линий. В частности, такие исследования проводятся в ТУСУРе научной школой Н.Д. Малютина [32, 39]. В работах Т.Т. Чиня [40, 41] разработаны математические модели и конструкции неотражающих СВЧ-фильтров на связанных полосковых линиях с сосредоточенными RLC-цепями. Также решена обратная задача определения импедансов этих цепей для обеспечения требуемых характеристик фильтра. А.Г. Лошилов с соавторами [42] исследовали применение неотражающих частотно-селективных цепей в межкаскадных соединениях систем связи и показали возможность уменьшения отражений и подавления внеполосных колебаний. В работе [43] представлены результаты моделирования и экспериментального исследования неотражающего фильтра на основе трёхпроводной связанной полосковой линии, в которой дополнительный проводник позволяет изменять электромагнитную связь между линиями. В патенте В.М. Осипенкова и С.Г. Веснина предложена конструкция полоскового неотражающего полосно-заграждающего фильтра [44].

При использовании фильтров поглощающего типа необходимо учитывать ограничения, связанные с рассеянием энергии электромагнитных помех в резистивных элементах и материалах с потерями. Допустимая амплитуда импульсного воздействия определяется электрической прочностью элементов, предельными значениями тока и рассеиваемой энергии, а также их тепловыми характеристиками. При этом результаты измерения S -параметров в малосигнальном режиме не позволяют оценить стойкость фильтра к мощным импульсным воздействиям. Для определения допустимых уровней воздействия необходимы дополнительные испытания с контролем изменения характеристик и состояния элементов фильтра.

К недостаткам фильтров поглощающего типа относится низкая крутизна спада АЧХ. Однако, плавное групповое время задержки (ГВЗ) и высокая крутизна спада АЧХ – это

конкурирующие требования. Для того, чтобы внеполосная мощность рассеивалась внутри фильтра и не возвращалась к источнику нужны низкодобротные демпфированные звенья. В то же время высокая добротность резонансных контуров дает крутой спад АЧХ.

1.3 Модальная фильтрация в полосковых структурах

1.3.1 Модальное разложение импульса

Одним из способов защиты радиоэлектронной аппаратуры от импульсных помех является использование модального разложения, возникающего при распространении электромагнитных импульсов в многопроводных линиях передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением. Для описания этого процесса может использоваться квази-ТЕМ-модель, учитывающая распространение нескольких мод с различными погонными задержками и волновыми сопротивлениями. В такой многопроводной линии передачи из N проводников, не считая опорного, рассматривают N основных мод, модальные параметры которых при неоднородном диэлектрическом заполнении в общем случае различаются [45]. Импульс, поданный на вход такой линии, возбуждает несколько мод, и каждая из них создает на выходе свою составляющую отклика. В линии без дисперсии задержка моды равна произведению длины линии на погонную задержку этой моды, поэтому составляющие приходят на выход в разное время.

В приближении без дисперсионного уширения, если минимальная разность времен прихода модальных составляющих превышает длительность импульса, на выходе наблюдается последовательность импульсов меньшей амплитуды. Это явление называют модальным разложением, а импульсы этой последовательности называют импульсами разложения. Устройства, основанные на модальном разложении, называют модальными фильтрами (МФ). На рисунке 1.3 показан отклик из двух составляющих с равными амплитудами: при малой разности задержек составляющие перекрываются, а при большой разделяются, и максимум отклика уменьшается вдвое.

Амплитуды составляющих зависят от возбуждения мод, нагрузок на концах линии и потерь. Поэтому для эффективного разложения кроме различия погонных задержек подбирают нагрузки, при которых амплитуды составляющих близки [45, 46].

Значительный вклад в развитие модальной фильтрации внесли Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и их ученики [45, 46]. Одним из направлений этих исследований стало применение меандровых полосковых линий для защиты от импульсных помех. В работе [47] показана возможность ослабления СШП-импульсов за счёт модального разложения в витке меандровой микрополосковой линии. Дальнейшее исследование этого подхода связано с определением условий разложения коротких импульсов в меандровых линиях с различными

типами электромагнитной связи, рассмотренных А.В. Носовым [48]. Развитие этих исследований позволило расширить представления об особенностях модального разложения в полосковых меандровых линиях. Полученные результаты систематизированы и обобщены в докторской диссертации Р.С. Суровцева [49], посвящённой защите радиоэлектронных средств от кондуктивных импульсных помех субнаносекундной длительности в полосковых меандровых линиях.

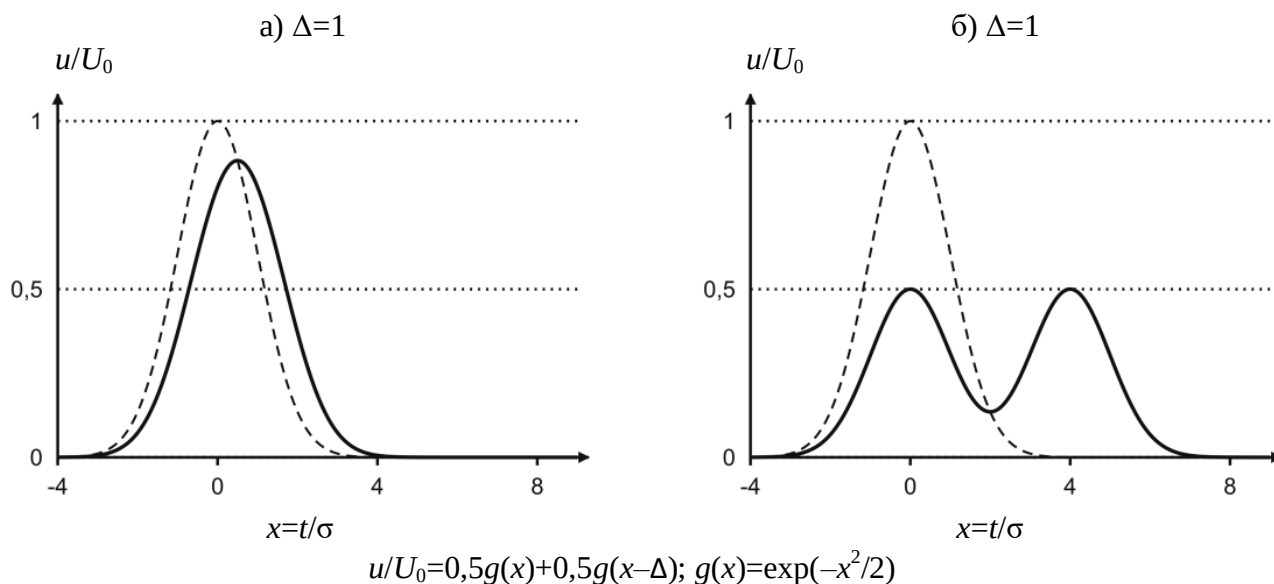


Рисунок 1.3 – Импульс на входе (---) и суммы двух составляющих импульсов (—) при относительных задержках $\Delta=1$ (а) и $\Delta=4$ (б)

1.3.2 Конструктивные способы совершенствования модальных фильтров

Характеристики МФ улучшают изменением симметрии структуры, схемами соединения проводников и введением дополнительных элементов. Е. Б. Черникова с соавторами использовали зеркальную симметрию для повышения ослабления сверхкоротких импульсов (СКИ) [50], а переход к асимметричным структурам позволил использовать дополнительные импульсы разложения [51].

Состав мод и частотную характеристику МФ можно изменить за счет дополнительных проводников и резонаторов. М.А. Самойличенко с соавторами исследовали МФ с пассивным проводником в вырезе опорной плоскости [52]. Е. Жечев и А.М. Заболоцкий применили четвертьволновые резонаторы для увеличения затухания МФ в полосе заграждения [53]. К.П. Малыгин улучшил характеристики витка меандровой линии дополнительными проводниками и поглощающим покрытием [54]. Р.Р. Хажибеков исследовал каскадное соединение МФ [55], позволившее увеличить вносимые потери.

Одним из направлений развития модальной фильтрации является её применение в цепях с резервированием, где дублирование цепей совмещают с защитой от импульсных помех. При этом электромагнитная связь между резервируемой и резервной цепями

обеспечивает модальное разложение импульсного воздействия. Такой подход называют модальным резервированием. Близкое расположение сигнальных проводников повышает риск одновременного повреждения обеих цепей при механических и тепловых воздействиях. Увеличение расстояния между сигнальными проводниками позволяет снизить этот риск, однако приводит к ослаблению электромагнитной связи между ними и может ухудшать условия временного разделения модальных составляющих импульсного отклика. В диссертации рассматривается возможность дальнейшего совершенствования данного способа и структур на его основе за счёт применения магнитодиэлектрического заполнения.

1.3.3 Связанные линии с неоднородным заполнением

Одним из способов изменения характеристик МФ является использование неоднородного заполнения, позволяющего влиять на условия распространения мод и их временные задержки. Характеристики связанных линий зависят от распределения диэлектрика в поперечном сечении. Теория связанных полосковых линий с неоднородным заполнением и устройств на их основе развита Н.Д. Малютиным, А.Н. Сычевым, Э.В. Семеновым и А.Г. Лощиловым [39]. Для таких линий разработаны алгоритмы синтеза устройств на нерегулярных связанных линиях по заданным частотным характеристикам [56] и метод извлечения первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией по измеренным S -параметрам [57].

В работе [58] решена задача синтеза связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением по заданному отношению фазовых скоростей синфазной и противофазной волн. В дальнейшем этими авторами разработан расчётно-экспериментальный метод определения частотных зависимостей фазовых скоростей указанных волн в линиях с неуравновешенной электромагнитной связью [59]. Результаты исследований подтверждают возможность управления фазовыми скоростями распространяющихся волн путём изменения диэлектрического заполнения связанных линий. Применение магнитодиэлектрических материалов позволяет дополнительно влиять на характеристики распространения за счёт изменения не только диэлектрической, но и магнитной проницаемости среды.

1.4 Магнитодиэлектрические материалы в полосковых структурах

Среди материалов, применяемых в СВЧ-технике, отдельное место занимают магнитодиэлектрики, обладающие одновременно диэлектрическими и магнитными свойствами. Их использование позволяет изменять условия распространения электромагнитных волн за счёт выбора диэлектрической и магнитной проницаемостей материала. Электромагнитные свойства магнитодиэлектриков характеризуются относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями, зависящими от частоты.

В приближении однородной изотропной среды с малыми потерями фазовая скорость волны уменьшается в $\sqrt{(\epsilon_r \mu_r)}$ раз по сравнению со скоростью света в вакууме, а волновое сопротивление пропорционально $\sqrt{(\mu_r / \epsilon_r)}$ [60, 61]. Таким образом, магнитодиэлектрик обеспечивает такое же замедление волны, как и диэлектрик с относительной проницаемостью $\epsilon_r \mu_r$, но при $\mu_r > 1$ вызывает меньшее снижение волнового сопротивления. Эти свойства используются для уменьшения габаритов антенн и СВЧ-устройств [61, 62]. Вместе с тем Р.М.Т. Иконен с соавторами показали, что возможности уменьшения размеров ограничиваются частотной дисперсией магнитной проницаемости и магнитными потерями, характерными для реальных материалов [62].

Комплексные проницаемости $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ и $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$ описывают и замедление, и потери в материале. Мнимые части характеризуют диэлектрические и магнитные потери, которые выражают тангенсами углов потерь $\tan \delta_\epsilon = \epsilon_r'' / \epsilon_r'$ и $\tan \delta_\mu = \mu_r'' / \mu_r'$. Магнитодиэлектрик с большими потерями в СВЧ-диапазоне называют магнитодиэлектрическим поглотителем, далее для краткости поглотителем. Поглотитель ослабляет высокочастотные составляющие сигнала, а для расчета его проницаемости задают как частотно-зависимые [63].

Помимо изменения скорости распространения электромагнитных волн, магнитодиэлектрические материалы могут использоваться для ослабления помех за счёт магнитных и диэлектрических потерь. В частности, радиопоглощающие материалы применяются для снижения уровня электромагнитных помех в печатных узлах радиоэлектронной аппаратуры. В работе Т. Tobana с соавторами [64] исследовано влияние магнитного поглотителя, размещённого вдоль микрополосковой линии, на уровень электромагнитного излучения печатной платы. Q. Liu с соавторами [63] разработали модели поглощающих материалов для расчёта подавления электромагнитных помех. Возможность ослабления кондуктивных помех в микрополосковой линии с использованием магнитных плёнок рассмотрена Т. Mikami с соавторами [65]. В исследованиях С.Б. Бибикова с соавторами [66] также изучено применение радиопоглощающих материалов для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры. В рассмотренных работах снижение уровня помех достигается преимущественно за счёт поглощения электромагнитной энергии, тогда как возможность одновременного использования поглощающих свойств материалов и модального разложения импульсных воздействий не исследуется.

Применение магнитодиэлектрического заполнения в МФ позволяет совместить два механизма ослабления импульсных помех. Первый связан с изменением погонных задержек мод вследствие влияния материала на условия распространения электромагнитных волн, а второй – с дополнительным затуханием мод за счёт магнитных и диэлектрических потерь.

В работе Е. Жечева, А.Х. Аднан и К.П. Малыгина [67] исследована возможность повышения эффективности модальной фильтрации при использовании электромагнитного поглотителя. Дальнейшие исследования, выполненные Е. Жечевым, показали эффективность совместного использования модального разложения и поглощения электромагнитной энергии в неотражающем фильтре нижних частот [68].

В связанных полосковых линиях электромагнитные поля отдельных мод по-разному распределяются между диэлектрической подложкой и магнитодиэлектрическим материалом. В результате изменение электрофизических параметров заполнения неодинаково влияет на погонные задержки, волновое сопротивление, распространение и затухание мод. Это позволяет изменять временные интервалы между составляющими импульсного отклика и обеспечивать их дополнительное ослабление за счёт потерь в подложке и поглотителе. Однако количественные зависимости этих характеристик от параметров и расположения магнитодиэлектрического заполнения для различных конструкций полосковых фильтров изучены недостаточно. Их исследование необходимо для определения условий, при которых достигается эффективное ослабление импульсных помех при сохранении требуемых характеристик полезного сигнала.

1.5 Печатное и интегральное исполнение фильтров

Помехоподавляющие фильтры могут изготавливаться в печатном, интегральном и гибридном исполнениях. Печатные МФ отличаются относительной простотой изготовления и возможностью реализации различных конфигураций связанных линий передачи. Однако для обеспечения необходимой разности задержек мод требуется определённая длина проводников, которая может достигать десятков и сотен миллиметров. Уменьшение габаритов за счёт меандровой трассировки позволяет разместить протяжённую линию на меньшей площади, но приводит к появлению дополнительных электромагнитных связей между соседними участками проводников, что влияет на характеристики фильтра [48, 54]. В частности, в неотражающем МФ нижних частот с поглощающим материалом и меандровой трассировкой длина сигнальных проводников составляет 100 мм [68]. Для установки помехоподавляющих фильтров на печатные платы радиоэлектронной аппаратуры может использоваться модульное исполнение, при котором проводящие структуры и диэлектрические слои объединяются в отдельный конструктивно законченный компонент. Такой элемент имеет контактные площадки для поверхностного монтажа и устанавливается непосредственно на печатную плату защищаемого устройства.

Уменьшение размеров полосковых фильтров достигается не только изменением трассировки проводников, но и применением специальных конструкций линий передачи.

В работе Б.А. Беляева с соавторами [69] предложен миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на подвешенной диэлектрической подложке. Другой подход рассмотрен Z. Ma с соавторами [70], разработавшими квазисосредоточенный фильтр на основе подвешенной линии, интегрированной в многослойную печатную плату. Авторами исследован переход от эквивалентной электрической схемы к конструктивной реализации фильтра с учётом особенностей используемой технологии.

Дальнейшее уменьшение габаритов возможно при переходе к интегральному исполнению, позволяющему размещать пассивные элементы и полосковые структуры непосредственно на подложке или кристалле. Для изготовления таких фильтров применяются тонкоплёночные технологии на диэлектрических подложках, в частности из поликора (Al_2O_3), а также полупроводниковые технологии, например, на основе GaAs. В интегральном исполнении реализованы различные частотно-селективные устройства, включая неотражающие фильтры [34]. Их характеристики зависят от геометрии проводников, электрофизических свойств подложки, параметров резистивных элементов и контактных площадок. При проектировании интегральных устройств необходимо учитывать ограничения технологического процесса, для чего используются технологические комплекты средств проектирования (от англ. Process Design Kit, PDK), содержащие модели элементов и правила их топологической реализации.

Применение магнитодиэлектрических материалов представляет интерес и для интегральных полосковых фильтров, поскольку поглощающее покрытие может размещаться непосредственно на поверхности кристалла. При этом толщина материала и его расположение относительно проводников влияют на распределение электромагнитного поля и характеристики распространения волн. В работах В.А. Трубоченинова, С.В. Власова и Е. Жечева [71, 72] исследовано влияние толщины электромагнитного поглотителя на характеристики интегральной дифференциальной линии передачи и фильтра на связанных линиях. Полученные результаты представляют интерес для выбора параметров поглощающего покрытия при разработке интегральных помехоподавляющих устройств.

При сопоставлении фильтров различного конструктивного исполнения необходимо учитывать, что размеры полосковой топологии, подложки или кристалла, корпуса и измерительной платы могут существенно различаться. Поэтому оценку габаритных характеристик следует проводить с указанием элементов конструкции, включённых в рассматриваемые размеры.

1.6 Методы определения комплексных относительных проницаемостей материалов

1.6.1 Методы на основе отражения и прохождения волн

При проектировании помехоподавляющих фильтров с магнитодиэлектрическим заполнением необходимо учитывать электрофизические свойства используемых материалов, поскольку они влияют на условия распространения и затухания электромагнитных волн. Особое значение имеет определение частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, характеризующих дисперсионные и поглощающие свойства материала. Для их экспериментального определения применяются методы, основанные на измерении S -параметров отрезков линий передачи или волноводов с исследуемыми образцами и последующем решении обратной электродинамической задачи. Одним из наиболее распространённых является метод Николсона – Россса – Вейра (от англ. Nicolson – Ross – Weir, NRW), позволяющий определять комплексные относительные диэлектрическую и магнитную проницаемости по измеренным коэффициентам отражения и передачи [73, 74]. Особенности применения этого метода, источники погрешностей и способы повышения точности определения электрофизических параметров материалов рассмотрели J.Baker-Jarvis с соавторами [75, 76].

Наряду с методом NRW разработаны другие подходы к определению электрофизических характеристик материалов. В частности, J. Hinojosa с соавторами [77] предложили метод извлечения параметров диэлектрической подложки на основе широкополосных измерений S -параметров микрополосковой линии. В работе С. Yang, Н. Huang и М. Peng [78] разработан неитерационный метод одновременного определения комплексной диэлектрической проницаемости и толщины материала по измеренному коэффициенту отражения. Рассмотренные методы различаются используемыми измерительными структурами, математическими моделями и составом определяемых параметров. При этом точность получаемых результатов зависит от соответствия расчётной модели реальной измерительной структуре, качества калибровки и учёта влияния измерительных переходов. Поэтому выбор метода определения электрофизических параметров должен учитывать свойства исследуемого материала, диапазон частот и особенности измерительной установки.

1.6.2 ТЕМ-камеры и исключение влияния переходов

Для экспериментального определения электрофизических характеристик материалов могут использоваться измерительные структуры, обеспечивающие распространение электромагнитных волн с известным распределением поля. К таким структурам относятся ТЕМ-камеры, получившие широкое применение при исследованиях ЭМС. В частности,

P.F. Wilson и M.T. Ma [79] предложили использовать сдвоенную ТЕМ-камеру для измерения эффективности экранирования материалов. В работе М.Е. Комнатнова [80] рассмотрены модели и методы расчёта и экспериментального определения эффективности экранирования с применением сдвоенных и коаксиальных ТЕМ-камер. Однако эффективность экранирования и комплексные относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости характеризуют различные свойства материалов. Поэтому определение электрофизических параметров по результатам измерений в ТЕМ-камере требует решения отдельной обратной электродинамической задачи.

Для исследования полосковых фильтров с магнитодиэлектрическим заполнением необходимо располагать достоверными частотными зависимостями параметров используемых материалов. Эти зависимости определяют фазовые скорости и затухание распространяющихся мод, от которых зависит эффективность ослабления импульсных помех. Для измерения электрофизических параметров магнитодиэлектриков в диссертации используется коаксиальная ТЕМ-камера (СТЕМ-камера) с нерегулярным поперечным сечением. Её конструкция включает рабочую область для размещения исследуемого образца и конические переходные участки, соединяющие рабочую область с измерительными соединителями. Поскольку измеренные S -параметры характеризуют всю структуру, влияние переходных участков необходимо учитывать при извлечении электрофизических параметров материала. Непосредственное применение классических методов, разработанных для однородных измерительных линий, может приводить к дополнительным погрешностям. Для исключения влияния переходных участков применяется процедура деэмбединга (de-embedding). В работе G.W. Hanson, J.M. Grimm и D.P. Nyquist [81] предложен усовершенствованный метод деэмбединга для полосковой измерительной ячейки, предназначенной для определения комплексных электрофизических параметров материалов. Однако для СТЕМ-камеры с нерегулярным поперечным сечением требуется разработка модели переходных участков и методики определения их характеристик. Решение этой задачи необходимо для повышения точности определения параметров магнитодиэлектрического заполнения, используемых при моделировании и проектировании помехозащитных полосковых фильтров.

1.6.3 Нейросетевые методы

Наряду с аналитическими и численными методами решения обратной электродинамической задачи для определения электрофизических параметров материалов применяются искусственные нейронные сети. Такой подход основан на установлении зависимости между измеряемыми характеристиками образца в заданной измерительной структуре и его относительной диэлектрической и магнитной проницаемостями. В отличие от

традиционных методов, предполагающих решение обратной задачи непосредственно при обработке каждого измерения, нейросетевая модель позволяет определять искомые параметры на основе зависимостей, установленных в процессе предварительного обучения. Это представляет интерес при использовании измерительных ячеек со сложной геометрией, для которых получение аналитических соотношений между S -параметрами и электрофизическими характеристиками материала затруднено.

Возможность применения искусственных нейронных сетей для определения параметров материалов рассмотрена Т. Mosavirik с соавторами [82]. Ими предложен метод, основанный на измерении мощности и использовании нейронной сети для извлечения характеристик исследуемого образца. Такой подход позволяет использовать результаты измерений без непосредственного решения обратной электродинамической задачи для каждого набора исходных данных. При этом точность определения параметров зависит от используемой измерительной структуры, состава обучающей выборки и способности нейронной сети воспроизводить зависимости между измеряемыми и искомыми величинами.

Для обучения нейронных сетей могут использоваться базы данных, сформированные путём электродинамического моделирования измерительной структуры при различных значениях электрофизических параметров материала. В этом случае каждому набору диэлектрической и магнитной проницаемостей соответствуют вычисленные характеристики измерительной камеры. На основе полученных данных нейронная сеть обучается определять параметры материала по измеряемым величинам. Такой подход позволяет учитывать влияние геометрии измерительной структуры непосредственно при формировании обучающей выборки. Однако достоверность получаемых результатов зависит от точности электродинамической модели, диапазона изменения параметров материалов и полноты обучающих данных. При использовании экспериментальных результатов дополнительное влияние могут оказывать погрешности измерений и различия между расчётной моделью и реальной измерительной установкой.

Вместе с тем использование нейронной сети не устраняет необходимости точного описания измерительной структуры. Погрешности электродинамической модели могут переноситься в обучающую выборку и влиять на результаты определения электрофизических параметров. Кроме того, применение обученной сети к материалам, характеристики которых выходят за пределы рассмотренного диапазона, может сопровождаться увеличением погрешности. Поэтому при разработке нейросетевого метода необходимо обосновать состав и диапазон обучающих данных, выбрать архитектуру сети и оценить точность определения комплексных проницаемостей на независимых тестовых примерах.

Использование нейросетевого подхода для обработки результатов измерений в СТЕМ-камере представляет интерес при исследовании магнитодиэлектрических материалов, применяемых в помехозащитных полосковых фильтрах. Определение частотных зависимостей их комплексных относительных проницаемостей необходимо для расчёта задержек, волновых сопротивлений, распространения и затухания мод, а также оценки влияния поглощающего заполнения на характеристики фильтров. Разработка и исследование метода извлечения электрофизических параметров с использованием многослойного перцептрона рассматриваются в диссертации.

1.7 Цель и задачи исследования

Выполненный обзор позволяет сделать следующие выводы.

1. Пассивные фильтры защищают сигнальные цепи от СШП-помех самостоятельно или совместно с ограничителями. Фильтры сравнивают по пиковому напряжению и N -нормам отклика, полосе пропускания, потерям, согласованию, искажениям полезного сигнала и размерам при одинаковых условиях.

2. Традиционные полосковые фильтры преимущественно относятся к устройствам отражающего типа, в которых подавление нежелательных спектральных составляющих сопровождается отражением электромагнитной энергии в сторону источника. Кроме того, в фильтрах на распределённых элементах возможно появление побочных полос пропускания, снижающих эффективность защиты от СШП-воздействий. Применение фильтров поглощающего типа позволяет уменьшить отражение за счёт рассеяния энергии помехи в резистивных элементах и материалах с потерями. Однако допустимый уровень импульсного воздействия ограничивается электрическими и тепловыми характеристиками поглощающих элементов.

3. Модальные фильтры обеспечивают ослабление коротких импульсов за счёт их разложения на составляющие меньшей амплитуды, однако для достижения необходимой разности задержек мод требуется увеличение длины связанных линий передачи. Применение магнитодиэлектрического заполнения позволяет изменять погонные задержки мод и обеспечивать их дополнительное затухание за счёт потерь в материале. При этом влияние электрофизических параметров и расположения магнитодиэлектрика на задержки и затухание отдельных мод, а также на эффективность подавления импульсных помех требует дальнейшего исследования.

4. Печатные МФ могут иметь длину проводников, достигающую десятков и сотен миллиметров, что затрудняет их применение в современной радиоэлектронной аппаратуре. Уменьшение занимаемой площади достигается изменением трассировки проводников,

использованием элементов поверхностного монтажа и переходом к интегральному исполнению. Размещение магнитодиэлектрического поглотителя непосредственно на кристалле представляет интерес для создания компактных помехозащитных фильтров. Однако влияние такого заполнения на характеристики интегральных МФ изучено недостаточно.

5. Для достоверного моделирования полосковых фильтров с магнитодиэлектрическим заполнением необходимы частотные зависимости комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей используемых материалов. Применение классических методов извлечения этих параметров к результатам измерений в СТЕМ-камере с нерегулярным поперечным сечением требует учёта влияния переходных участков. Использование искусственных нейронных сетей позволяет учитывать геометрию измерительной структуры при определении электрофизических параметров без отдельной процедуры деэмбеддинга. Вместе с тем точность такого подхода зависит от электродинамической модели камеры, состава обучающих данных и выбранной архитектуры нейронной сети, что требует дополнительного исследования.

Связь известных результатов с вопросами настоящей работы показана в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Известные результаты и вопросы исследования

Направление	Известные результаты	Вопрос настоящей работы
Фильтры поглощающего типа	Рассеяние энергии в резисторах и RLC -цепях [33, 37, 40]	Как совместить поглощение с модальным разложением в полосковой структуре?
Модальная фильтрация	Разложение импульса в связанных и меандровых линиях [47, 48, 50]	Как сохранить разложение при разнесении сигнальных проводников?
Магнитодиэлектрики	Уменьшение размеров устройств и подавление помех поглотителями [61, 64, 67]	Как магнитодиэлектрик изменяет параметры отдельных мод?
Интегральное исполнение	Неотражающие фильтры, поглотитель на интегральной линии [34, 71]	Как реализовать модальный фильтр с поглотителем в интегральном исполнении?
Определение параметров материалов	Метод NRW, деэмбеддинг и нейросетевые методы [73, 81, 82]	Как определить ϵ_r и μ_r образца в СТЕМ-камере с нерегулярным сечением?

Цель работы – разработать полосковые фильтры с магнитодиэлектрическим заполнением в печатном и интегральном исполнениях для подавления кондуктивных импульсных СШП-помех. Для её достижения надо решить следующие задачи:

1. Усовершенствовать определение комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов в СТЕМ-камере с нерегулярным поперечным сечением.

2. Исследовать влияние магнитодиэлектрических материалов на параметры мод связанных полосковых линий и разработать на этой основе печатные фильтры и фильтры для поверхностного монтажа.

3. Разработать и исследовать интегральные фильтры на подложках Al_2O_3 и GaAs, в том числе с нанесенным поглотителем, и сравнить характеристики разработанных фильтров с аналогами.

4. Разработать библиотеку моделей и топологических ячеек пассивных элементов для технологии на подложке Al_2O_3 , а также интегральные фильтры на Al_2O_3 и GaAs, исследовать их характеристики при наличии и отсутствии магнитодиэлектрического покрытия и сравнить с аналогами.

2 ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЕЙ МАТЕРИАЛОВ В СТЕМ-КАМЕРЕ

В данном разделе представлены два метода определения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей образца в СТЕМ-камере. Первый метод основан на многослойном перцептроне, который вычисляет проницаемости образца по S -параметрам камеры, толщине и смещению образца [83]. Второй метод исключает влияние переходных участков деэмбеддингом, после чего параметры образца извлекаются методом NRW, неитерационным методом NNIM (от англ. New Non-Iterative Method) или по модели коаксиальной линии передачи.

2.1 Совершенствование метода на основе многослойного перцептрона

Разработан метод для измерения электрофизических параметров образцов материалов (композитных и магнитоэлектрических) в СТЕМ-камере (рисунок 2.1) с нерегулярным поперечным сечением на основе многослойного перцептрона [83]. Между внешними соединителями и рабочей областью камеры с образцом материала расположены конические переходные участки. Классический подход, основанный на оценке проходящей и отраженной волн с помощью измерения S -параметров векторным анализатором цепей, неприменим, поскольку даёт общую оценку камеры вместе с переходными участками и образцом измеряемого материала.

Перцептрон обучается на базе данных, сформированной полноволновым моделированием камеры, а затем вычисляет комплексные относительные проницаемости образца по S -параметрам камеры с образцом внутри неё. Ниже представлены процесс формирования базы данных, архитектура перцептрона и процесс его обучения.

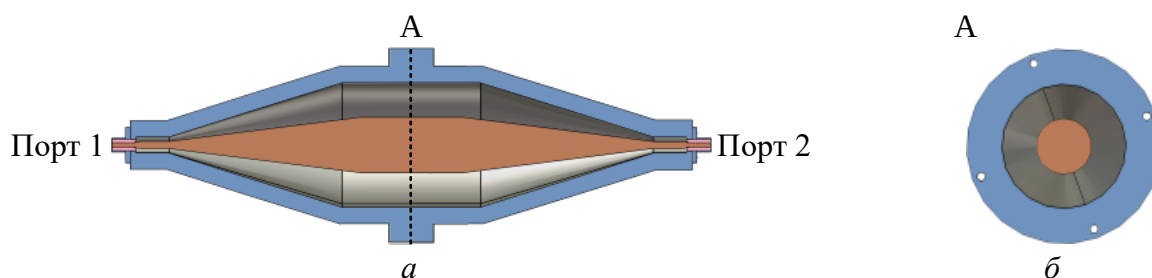


Рисунок 2.1 – Продольное (а) и поперечное (б) сечения СТЕМ-камеры

2.1.1 Формирование базы данных

База данных формируется по результатам моделирования камеры с образцом внутри с помощью метода конечных элементов (МКЭ). При моделировании варьируются частота f , действительная и мнимая части относительной диэлектрической (ϵ_r' и ϵ_r'') и магнитной (μ_r' и μ_r'') проницаемостей исследуемого образца, его толщина L и смещение B относительно центра

рабочей области (таблица 2.1). Значения ε_r' , ε_r'' и μ_r' , μ_r'' выбраны с учетом характеристик распространенных композитных и магнитодиэлектрических материалов. Общий объем базы данных равен произведению чисел значений всех варьируемых параметров и составляет 9 009 000 записей. Каждая запись соответствует одной частотной точке одной модели.

Таблица 2.1 – Значения варьируемых параметров для заполнения базы данных

Параметр	Значения	Число значений
f , ГГц	0,1–3	1001
ε_r'	1; 2,1; 4,3; 10; 20; 23	6
ε_r''	0,00042; 0,05; 0,1075; 2; 5	5
μ_r'	1; 2; 3; 4; 5	5
μ_r''	0,00001; 0,001; 0,1; 1,2; 2	5
L , мм	0,5; 1; 2	3
B , мм	0; 0,25; 0,5; 1	4

Перед обучением перцептрона из базы данных удаляют записи, не удовлетворяющие принятым критериям отбора. Сначала выполняется необходимая, но недостаточная проверка пассивности модели: модули S -параметров во всем диапазоне частот должны удовлетворять условию $0 \leq |S_{ij}| \leq 1$. Затем оценивается взаимность: по теореме взаимности Лоренца коэффициенты $S_{12}=S_{21}$, поэтому их относительное расхождение не должно превышать 10^{-3} :

$$\frac{|S_{12} - S_{21}|}{0,5(|S_{12}| + |S_{21}|)} \leq 10^{-3}. \quad (2.1)$$

Из базы данных также удаляются записи с резким изменением частотных характеристик по дополнительному эвристическому критерию. Для этого первая производная уровня $20\log|S_{ij}|$ по частоте не должна менять знак более n раз на скользящем интервале из m частотных точек. При этом знак производной в p -й частотной точке равен

$$\sigma_i = \text{sign}(g_i) = \begin{cases} 1, & \text{если } \sigma_i > 0 \\ 0, & \text{если } \sigma_i = 0, \\ -1, & \text{если } \sigma_i < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

где g_p – конечно-разностная оценка первой производной уровня $20\log|S_{ij}|$ в p -й частотной точке. На интервале из m точек, который начинается с точки k ($1 \leq k \leq N_f - m + 1$), число смен знака равно

$$C_k = \sum_{i=k}^{k+m-2} \mathbf{1}\{\sigma_i \neq 0, \sigma_{i+1} \neq 0, \sigma_i \neq \sigma_{i+1}\}, \quad (2.3)$$

где N_f – число частотных точек, $\mathbf{1}\{\cdot\}$ – индикаторная функция, равная 1 при выполнении условия в скобках и нулю в противном случае. Запись в p -й частотной точке сохраняют, если на всех интервалах, содержащих эту точку, число смен знака не превышает n :

$$h_p = \prod_{k=\max(1, i-m+1)}^{\min(i, N-m+1)} \mathbf{1}\{C_k \leq n\}. \quad (2.4)$$

Запись, для которой $h_p=0$ или нарушено условие пассивности либо взаимности, удаляют из базы данных. Модель камеры взаимна, поэтому из коэффициентов передачи в базе данных сохранен только S_{21} . Вектор входных признаков содержит 9 величин: частоту f , действительные и мнимые части S_{11} , S_{21} и S_{22} , толщину L и смещение B образца. Вектор целевых величин содержит ε_r' , ε_r'' , μ_r' и μ_r'' . Входные признаки и целевые величины нормализуют в интервал $[0, 1]$ с помощью линейного масштабирования по выражению

$$x_{\text{norm}} = \frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}}, \quad (2.5)$$

где $x_{\min}$ и $x_{\max}$ – минимальное и максимальное значения признака в обучающей выборке.

Полученная база данных случайным образом разделена на обучающую, тестовую и валидационную выборки в соотношении 8:1:1.

2.1.2 Архитектура и обучение перцептрона

Многослойный перцептрон (MLP) является полносвязной нейронной сетью прямого распространения. Входной слой содержит 9 нейронов по числу признаков, пять скрытых слоев содержат по 128 нейронов, а выходной слой содержит 4 нейрона, соответствующих ε_r' , ε_r'' , μ_r' и μ_r'' (рисунок 2.2). В скрытых слоях применяется функция активации $\text{ReLU}(x)=\max(0, x)$. Перцептрон реализован на языке Python с библиотекой TensorFlow.

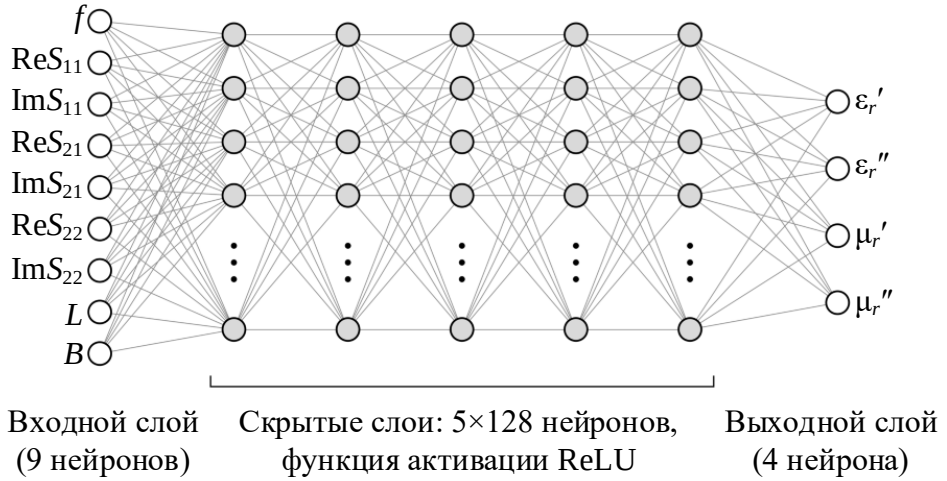


Рисунок 2.2 – Архитектура многослойного перцептрона

Функция потерь (F) дополняет средний квадрат ошибки (MSE) штрафом за выход за принятые границы параметров обучающей выборки, в которой действительные части ε_r и μ_r не меньше единицы, а мнимые части неотрицательны:

$$F_{\text{loss}} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 (y_i - y'_i)^2 + \lambda_{\text{phys}} P, \quad (2.6)$$

$$P = \text{ReLU}(1 - \varepsilon_r') + \text{ReLU}(-\varepsilon_r'') + \text{ReLU}(1 - \mu_r') + \text{ReLU}(-\mu_r''), \quad (2.7)$$

где y_i и $\hat{y}_i$ – целевые величины из базы данных и их оценки перцептроном, P – штраф, вычисляемый по оценкам проницаемостей, $\lambda_{\text{phys}}=10^{-2}$ – весовой коэффициент штрафа.

Перцептрон обучался 200 эпох на процессоре Intel Core i9-13900KF с оперативной памятью DDR5 6000 МГц объёмом 32 Гб, обучение заняло 45 мин 26 с. Качество обучения оценивалось по средней абсолютной ошибке (MAE) и коэффициенту детерминации R^2 на обучающей и валидационной выборках (рисунок 2.3). К 200-й эпохе MAE приближается к нулю, а R^2 к единице, причем значения на обеих выборках близки, что характеризует согласованность метрик на этих двух выборках.

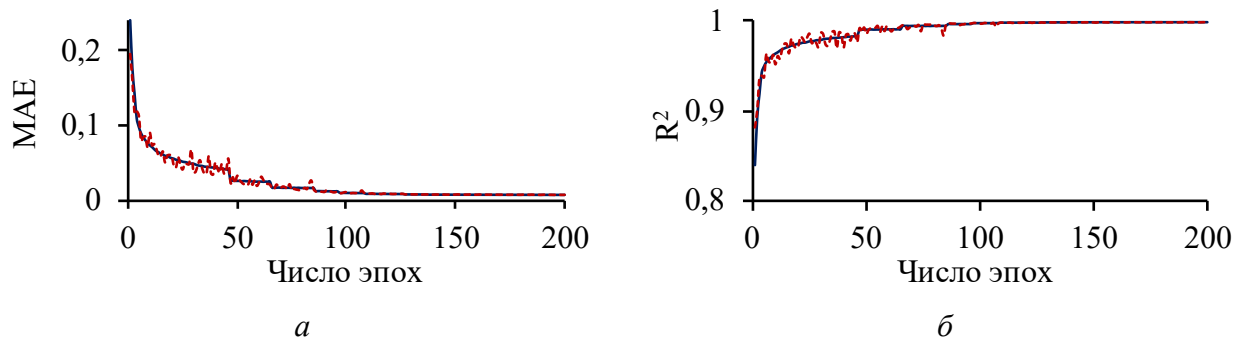


Рисунок 2.3 – Зависимости MAE и R^2 от числа эпох для обучающей (—) и валидационной (---) выборок

На тестовой выборке расчетных данных максимальное относительное отклонение восстановленных ε_r' , ε_r'' , μ_r' и μ_r'' не превысило 3,24% в диапазоне частот от 0,1 до 3 ГГц.

2.2 Совершенствование метода на основе деэмбеддинга

Деэмбеддинг – это один из способов оценки S -параметров объекта, который позволяет исключить влияние измерительной оснастки, кабелей, переходников и паразитных цепей из результатов измерений [84, 85]. Таким образом, методы экстракции параметров материалов на основе деэмбеддинга переносят опорные плоскости от плоскостей калибровки ВАЦ к поверхностям исследуемого образца, а затем извлекают параметры материала одним из известных методов. Для переноса плоскостей разработана процедура деэмбеддинга, а для извлечения параметров применены методы NRW и NNIM и модель коаксиальной линии передачи (от англ. Coaxial Transmission Line Model, CTLM).

2.2.1 Исключение влияния переходных участков

Плоскости калибровки ВАЦ не совпадают с поверхностями образца, так как между ними расположены конические переходные участки СТЕМ-камеры. Переходные участки согласованы с трактом 50 Ом и с рабочей областью камеры, однако вносят фазовый сдвиг и затухание, а их остаточное рассогласование вызывает переотражения [73, 81]. Поправка на линейную фазовую задержку учитывает только электрическую длину переходных участков, поэтому их матрицу передачи находят по измерениям камеры без образца внутри.

Камеру между плоскостями калибровки ВАЦ представляют каскадным соединением трех четырехполюсников: входного переходного участка, участка с исследуемым образцом материала и выходного переходного участка (рисунок 2.4). Переходный участок – это участок между плоскостью калибровки и поверхностью образца, а его длина с образцом равна толщине L образца. Поскольку СТЕМ-камера является симметричной относительно центра, то входной и выходной переходные участки одинаковы. Матрица передачи каскада ($ABCD$ -матрица) равна произведению матриц его звеньев, поэтому деэмбеддинг, как правило, выполняют на основе $ABCD$ -параметров, но также известны другие реализации деэмбеддинга, например, через Z - и Y -параметры [84, 85].

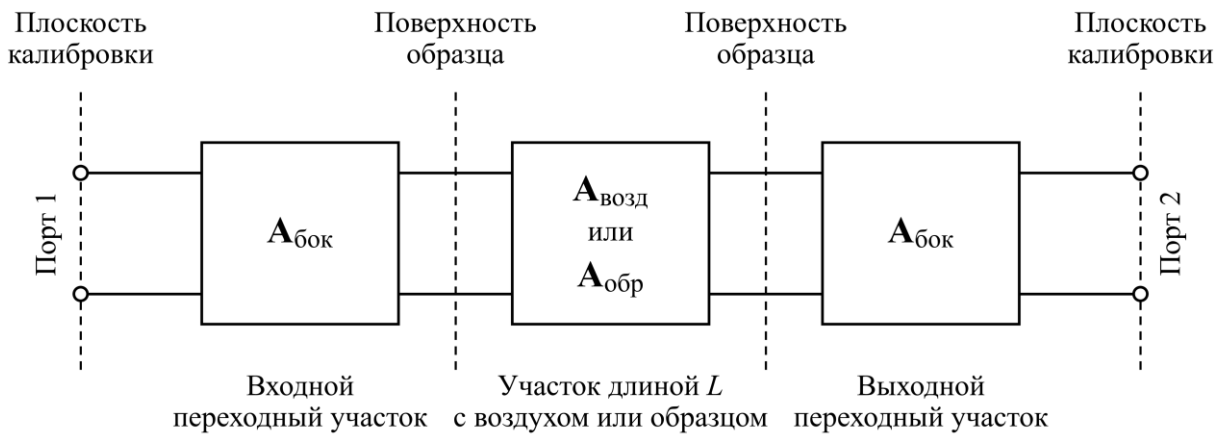


Рисунок 2.4 – Каскадная модель коаксиальной СТЕМ-камеры: переходные участки ($A_{бок}$) и участок длиной L с воздухом ($A_{возд}$) или образцом ($A_{обр}$)

Для деэмбеддинга измеряют S -параметры пустой камеры и камеры с образцом и преобразуют их в матрицы передачи $A_{пуст}$ и $A_{зап}$. Согласно каскадной модели (рисунок 2.5)

$$A_{пуст} = A_{бок} A_{возд} A_{бок}, \quad (2.8)$$

$$A_{зап} = A_{бок} A_{обр} A_{бок}, \quad (2.9)$$

где $A_{бок}$ – матрица передачи переходного участка, $A_{возд}$ – матрица воздушного участка длиной L , в котором воздух при измерении параметров заменяется образцом, $A_{обр}$ – искомая матрица участка с образцом. Матрицу $A_{возд}$ вычисляют аналитически на основе первичных погонных параметров коаксиальной линии передачи.

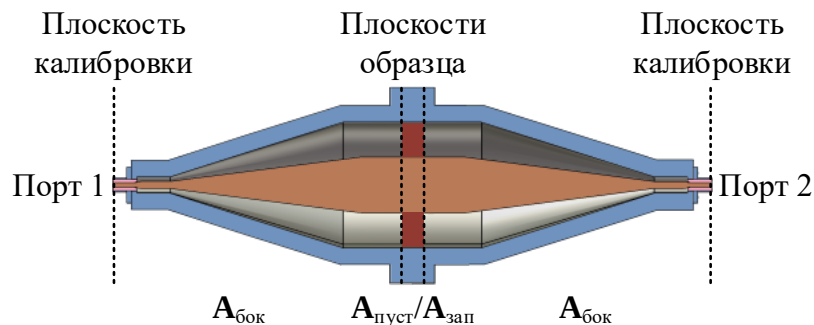


Рисунок 2.5 – Продольное сечение СТЕМ-камеры с образцом

Если переходный участок согласован, его матрица передачи, как и матрица $\mathbf{A}_{\text{возд}}$, имеет вид матрицы однородного отрезка линии с волновым сопротивлением 50 Ом. Тогда из (2.8) следует

$$\mathbf{A}_{\text{бок}} = \sqrt{\mathbf{A}_{\text{пуст}}} \sqrt{\mathbf{A}_{\text{возд}}}^{-1}, \quad (2.10)$$

а из (2.9) находят матрицу участка с образцом:

$$\mathbf{A}_{\text{обр}} = \mathbf{A}_{\text{бок}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{зап}} \mathbf{A}_{\text{бок}}^{-1}. \quad (2.11)$$

Далее $\mathbf{A}_{\text{обр}}$ преобразуют в матрицу S -параметров, которая является исходной для методов экстракции параметров, описанных ниже.

2.2.2 Метод NRW

Метод NRW вычисляет комплексные проницаемости по коэффициентам отражения S_{11} и передачи S_{21} образца. Для этого сначала находят коэффициент отражения ТЕМ-волны от границы образца (коэффициент Γ) [73, 74] по выражению

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1}, \quad (2.12)$$

где Γ – коэффициент отражения от границы раздела воздуха и образца, K – вспомогательный параметр.

$$K = \frac{S_{12}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}}. \quad (2.13)$$

Знак коэффициента Γ выбирают из условия $|\Gamma| \leq 1$. Затем находят коэффициент передачи волны в образце по выражению

$$T = \frac{(S_{11} + S_{21}) - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma}. \quad (2.14)$$

Для ТЕМ-волны в коаксиальной камере критическая длина волны бесконечна, поэтому относительные проницаемости образца определяются, как

$$\epsilon_r = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r \frac{1}{\Lambda^2}}, \quad (2.15)$$

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{(1 - \Gamma)\Lambda \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_0^2}\right)}}, \quad (2.16)$$

где L – толщина образца, $\lambda_0 = c/f$ – длина волны в свободном пространстве, c – скорость света, а Λ связан с коэффициентом передачи T и физической длиной образца L соотношением

$$\frac{1}{\Lambda^2} = -\left[\frac{1}{2\pi D} \ln\left(\frac{1}{T}\right) \right]^2, \quad (2.17)$$

Натуральный логарифм в (2.17) является многозначной функцией. Для рассмотренных образцов ($L \leq 3,5$ мм, $\varepsilon_r' \leq 30$) на частотах до 400 МГц набег фазы в образце не превышает 0,07 рад.

2.2.3 Метод NNIM

Неитерационный метод NNIM определяет комплексную диэлектрическую проницаемость немагнитных материалов с малыми потерями [86]. Метод использует коэффициенты Γ и T , найденные по (2.12)–(2.14), и принимает эффективную относительную магнитную проницаемость равной единице: $\mu_{r\text{eff}} = 1$. Фазу множителя распространения T разворачивают по частоте по выражению

$$\ln\left(\frac{1}{T}\right) = \ln\left(\frac{1}{|T|}\right) + j \cdot \text{unwrap}(\arg(T)) \quad (2.18)$$

после чего длину волны в образце Λ находят по (2.17). Затем вычисляют длину волны в линии передачи без диэлектрика, эффективную и относительную диэлектрические проницаемости:

$$\lambda_{og} = \left(\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right)^{-1/2}, \quad (2.19)$$

$$\varepsilon_{r\text{eff}} = \left(\frac{\lambda_{og}}{\lambda_g} \right)^2, \quad (2.20)$$

$$\varepsilon_r = \left(1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \right) \varepsilon_{r\text{eff}} + \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \cdot \frac{1}{\mu_{r\text{eff}}}, \quad (2.21)$$

где λ_c – критическая длина волны. Для ТЕМ-волны $\lambda_c \rightarrow \infty$, поэтому $\lambda_{og} = \lambda_0$ и (2.21) сводится к $\varepsilon_r = (\lambda_0/\Lambda)^2$.

2.2.4 Модель коаксиальной линии передачи

Модель СТЛМ в прямой постановке вычисляет первичные погонные параметры линии по ее размерам и параметрам заполнения: сопротивление R , индуктивность L , емкость C и проводимость G [87]. Предложенная модель обеспечивает обратный процесс: по погонным параметрам участка с образцом и радиусам внутреннего r_1 и внешнего r_2 проводников вычисляются параметры заполнения

$$\mu_r = \frac{2\pi L}{\mu_0 \ln(r_2/r)}, \quad (2.22)$$

$$\varepsilon_r = \frac{C \ln(r_2/r)}{2\pi\varepsilon_0}, \quad (2.23)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{G \ln(r_2 / r)}{4\pi^2 f \varepsilon_0 \varepsilon_r}, \quad (2.24)$$

где μ_0 и ε_0 – магнитная и электрическая постоянные, $\omega=2\pi f$. Мнимая часть относительной магнитной проницаемости в модели не учитывается, поэтому алгоритм метода определяет только ε_r' , ε_r'' и μ_r' .

Погонные параметры участка с образцом находят по его S -параметрам [88]. Сначала вычисляют вспомогательные величины U и V , волновое сопротивление Z_c и коэффициент распространения γ :

$$U = (1 + S_{11})^2 - S_{21}^2, \quad V = (1 - S_{11})^2 - S_{21}^2, \quad (2.25)$$

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\frac{U}{V}}, \quad (2.26)$$

$$e^{\gamma l} = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2 + \sqrt{UV}}{2S_{21}}, \quad (2.27)$$

$$\gamma = \frac{1}{L} \left[\ln |e^{\gamma l}| + j \arg e^{\gamma l} \right], \quad (2.28)$$

где $Z_0=50$ Ом – волновое сопротивление тракта; L – длина участка с образцом, равная его толщине. Затем находят погонные параметры:

$$R = \operatorname{Re}(\gamma Z_c), \quad L = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}(\gamma Z_c), \quad (2.29)$$

$$G = \operatorname{Re}\left(\frac{\gamma}{Z_c}\right), \quad C = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\left(\frac{\gamma}{Z_c}\right). \quad (2.30)$$

2.2.5 Алгоритмы определения параметров

На основе описанных методов разработаны и программно реализованы 4 алгоритма: MLP, DE+NRW, DE+NNIM и DE+CTLM, где DE – обозначение деэмбединга. Здесь эти алгоритмы не приведены. Последовательность действий, определяемые величины и условия применимости алгоритмов приведены в таблице 2.2. Все алгоритмы определяют комплексную относительную диэлектрическую проницаемость и различаются определением относительной магнитной проницаемости.

Таблица 2.2 – Действия, определяемые величины и условия применимости алгоритмов

Признак	MLP	DE+NRW	DE+NNIM	DE+CTLM
Измерения				
S -параметры камеры без образца	–	да	да	да
S -параметры камеры с образцом	да	да	да	да
Обработка				
Многослойный перцептрон	да	–	–	–
Деэмбеддинг	–	да	да	да
Метод извлечения	–	NRW	NNIM	CTLM
Определяемые величины				
ε_r' и ε_r''	да	да	да	да
μ_r'	да	да	–	да
μ_r''	да	да	–	–
Условия применимости				
$\mu_r' \approx 1, \mu_r'' \approx 0$	да	да	да	да
$\mu_r' > 1, \mu_r'' \approx 0$	да	да	–	да
$\mu_r' > 1, \mu_r'' > 0$	да	да	–	–

2.3 Проверка по результатам моделирования

Выполнена валидация алгоритмов по S -параметрам камеры, рассчитанным МКЭ, то есть тем же методом, которым сформирована база данных перцептрона. Такая проверка характеризует восстановление параметров в рамках принятой модели (экспериментальная проверка приведена отдельно).

Образец имеет форму шайбы с диаметрами D_1 и D_2 , толщиной L и смещением B относительно центра рабочей области (рисунок 2.6). В основных расчетах $L=1$ мм и $B=0$. Рассмотрены образцы из политетрафторэтилена (PTFE), FR4 и магнетодиэлектрика MS с $\varepsilon_r'=10$ и $\mu_r'=3$. Заданные в моделях параметры приведены в таблице 2.3 и служат опорными значениями.

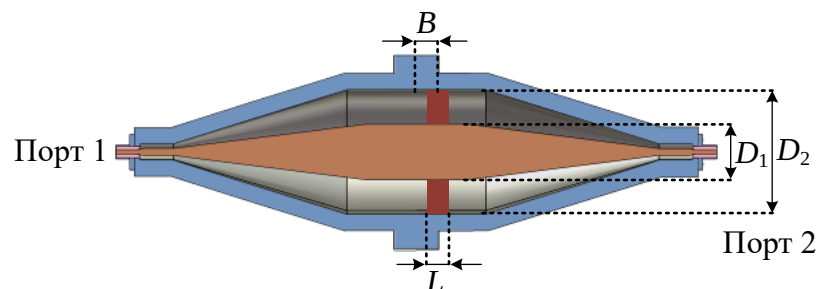


Рисунок 2.6 – Продольное сечение СТЭМ-камеры со смещенным образцом

Таблица 2.3 – Параметры образцов, заданные в моделях

Материал	f , ГГц	ε_r'	$\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$	μ_r'	μ_r''/μ_r'
PTFE	0,05	2,101	0,00004	1	0
	0,10	2,101	0,000079	1	0
	0,40	2,101	0,000271	1	0
FR4	0,05	4,554	0,010304	1	0
	0,10	4,553	0,019681	1	0
	0,40	4,529	0,069395	1	0
MS	0,05	10	0,005	3	0
	0,10	10	0,005	3	0
	0,40	10	0,005	3	0

Частотные зависимости электрофизических параметров, вычисленные 4 алгоритмами при $B=0$, показаны на рисунках 2.7–2.9 (диапазоны частот алгоритмов указаны в таблице 2.4). Для перцептрона дополнительно рассмотрено смещение образца при $B=1$ мм (рисунки 2.10–2.12), а опорные параметры образцов на рисунках отличаются от параметров таблицы 2.3.

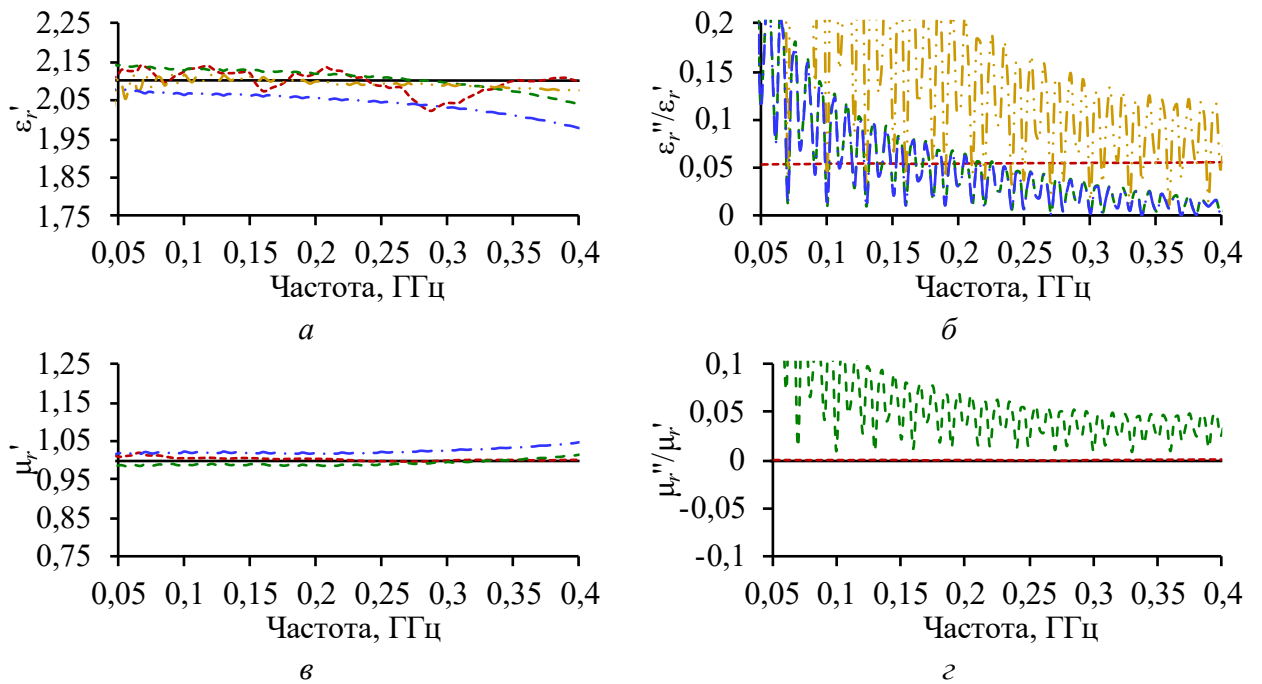


Рисунок 2.7 – Опорные (—) и вычисленные при помощи MLP (· · ·), DE+NRW (—), DE+NNIM (— · —) и DE+CTLM (— · —) частотные зависимости ε_r' (а), $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала PTFE при $L=1$ мм, $B=0$ мм

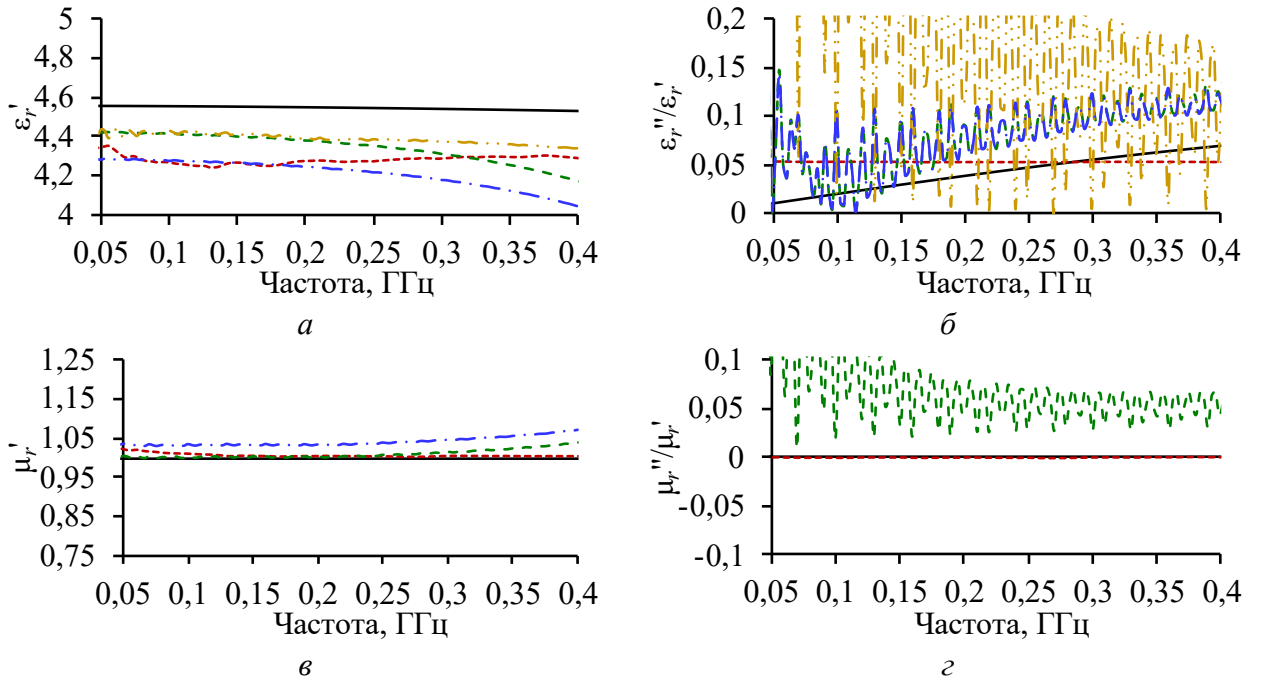


Рисунок 2.8 – Опорные (—) и вычисленные при помощи MLP (---), DE+NRW (—), DE+NNIM (---) и DE+CTLM (---) частотные зависимости ε_r' (a), $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала FR4 при $L=1$ мм, $B=0$ мм

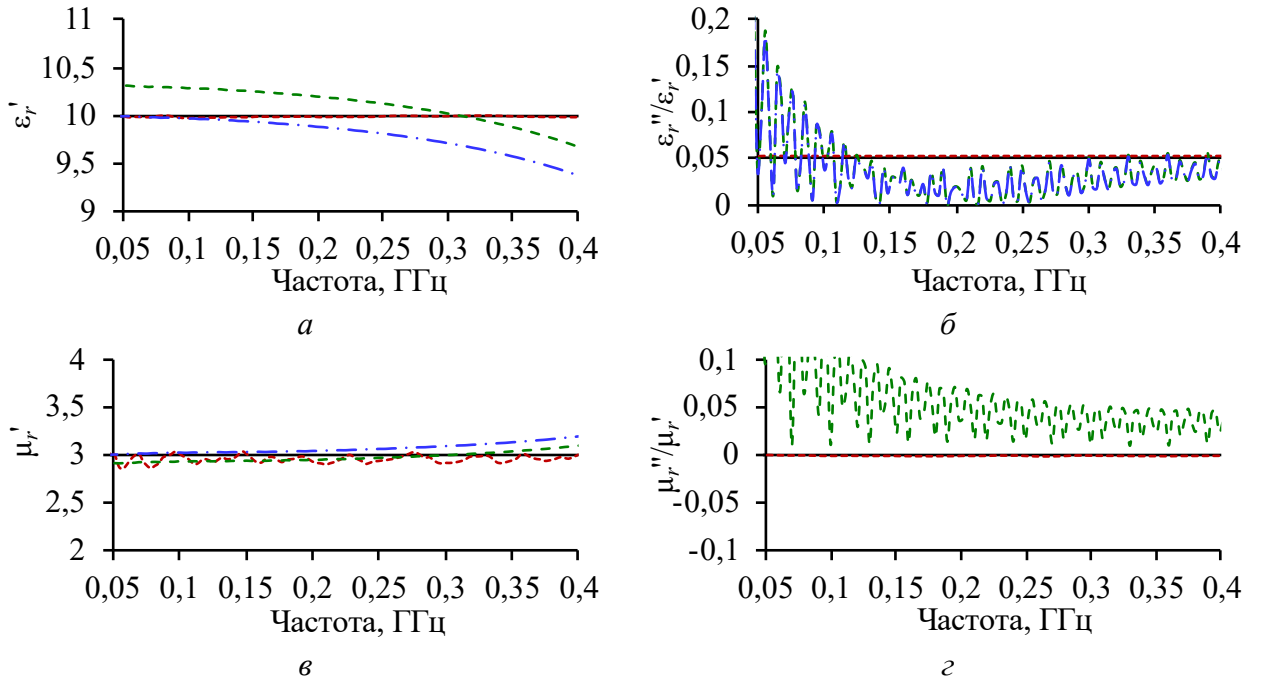


Рисунок 2.9 – Опорные (—) и вычисленные при помощи MLP (---), DE+NRW (—), DE+NNIM (---) и DE+CTLM (---) частотные зависимости ε_r' (a), $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала MS при $L=1$ мм, $B=0$ мм

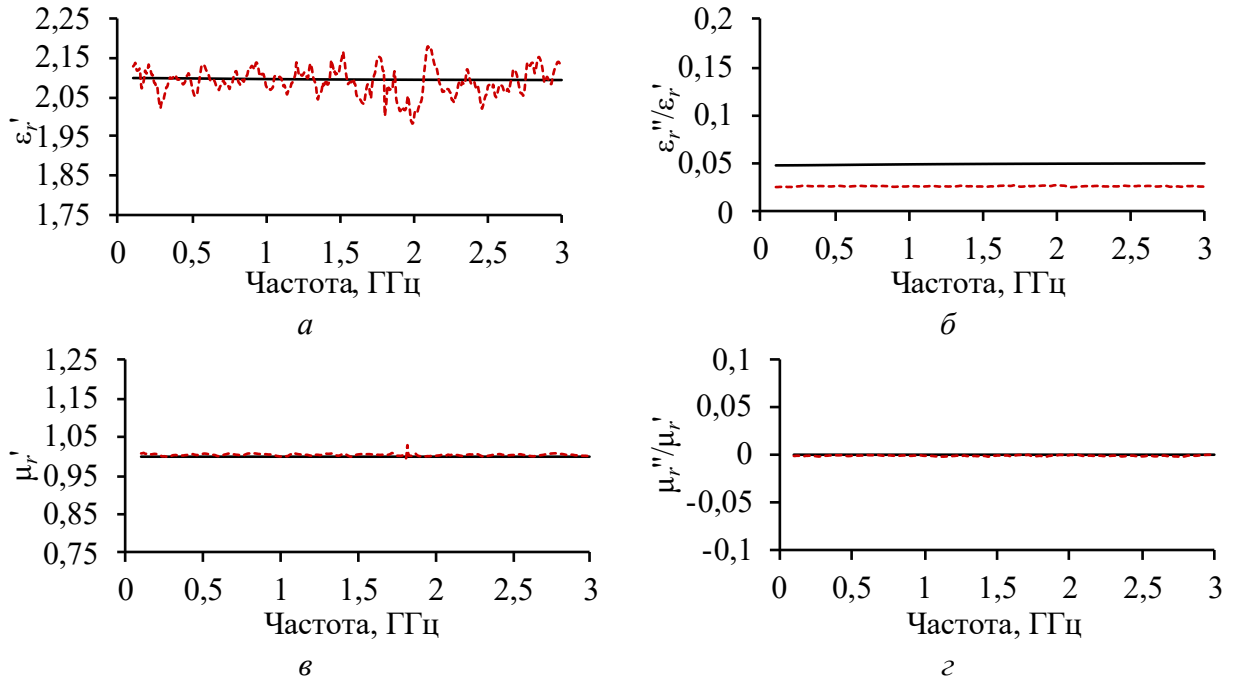


Рисунок 2.10 – Опорные (—) и вычисленные при помощи MLP (•••) частотные зависимости ϵ_r' (а), ϵ_r''/ϵ_r' (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала PTFE при $L=1$ мм, $B=1$ мм

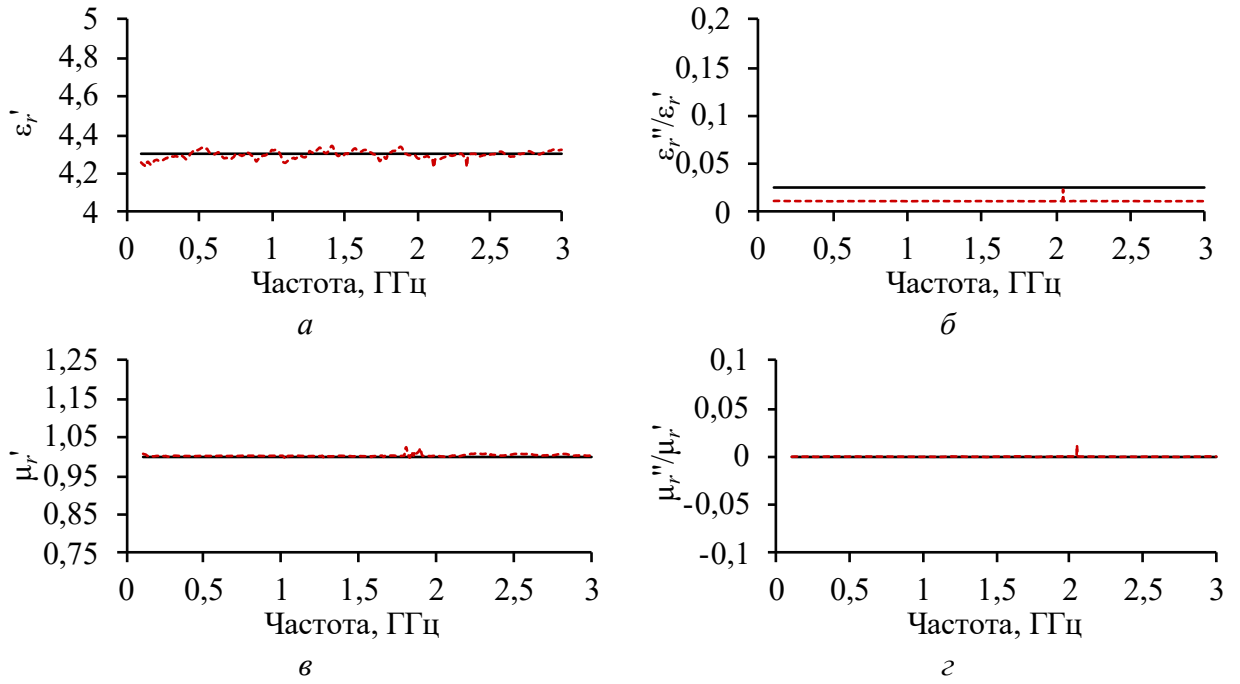


Рисунок 2.11 – Опорные (—) и вычисленные при помощи MLP (•••) частотные зависимости ϵ_r' (а), ϵ_r''/ϵ_r' (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала FR4 при $L=1$ мм, $B=1$ мм

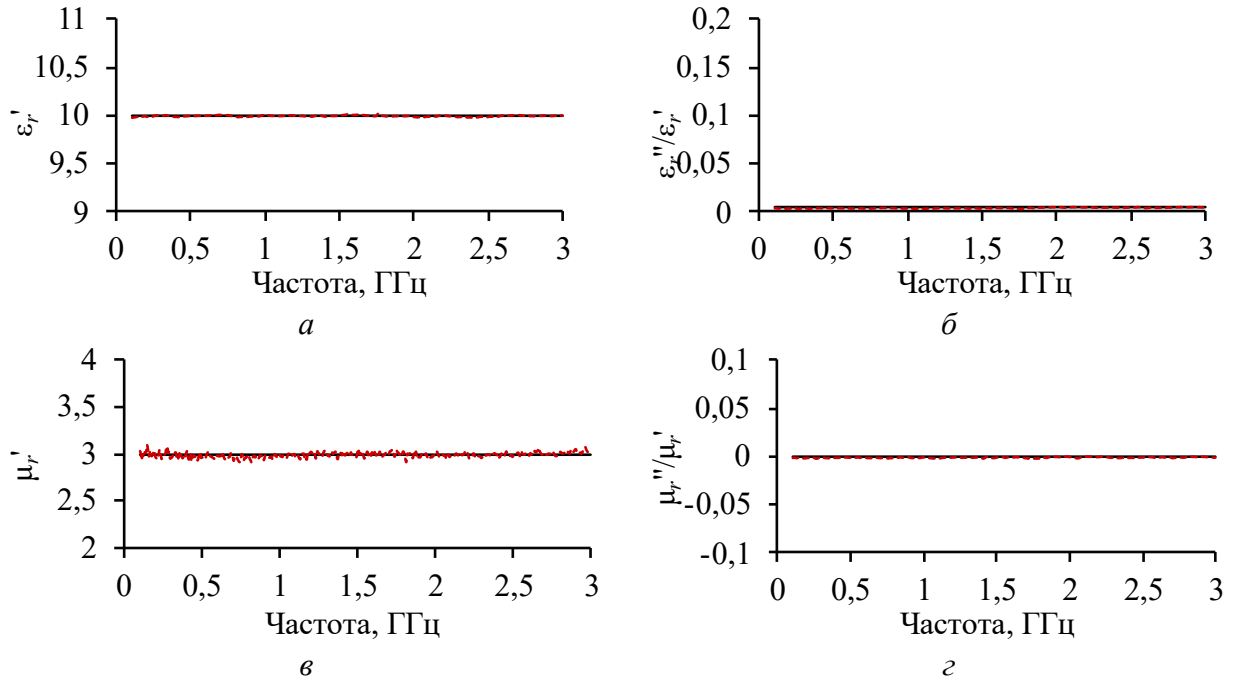


Рисунок 2.12 – Опорные (—) и вычисленные при помощи MLP (■ ■ ■) частотные зависимости ε_r' (а), $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала MS при $L=1$ мм, $B=1$ мм

Отклонение вычисленных зависимостей от опорных оценивается среднеквадратичной ошибкой (RMSE), которая сильнее средней абсолютной ошибки реагирует на выбросы:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}, \quad (2.31)$$

где n – число частотных точек в диапазоне сравнения, y_p и $\hat{y}_p$ – опорное и вычисленные значения параметра, соответственно. Сравниваемые величины ε_r' , μ_r' , $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ и μ_r''/μ_r' безразмерны, поэтому безразмерна и RMSE.

Таблица 2.4 – RMSE параметров, вычисленных по результатам моделирования

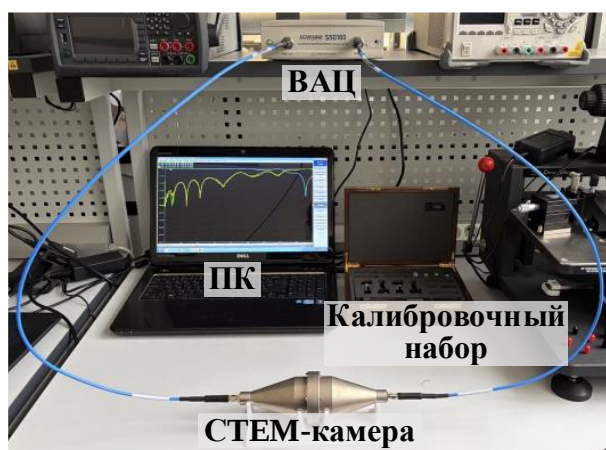
Материал	Метод	RMSE			
		ε_r'	$\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$	μ_r'	μ_r''/μ_r'
PTFE	MLP (10–3000 МГц)	0,0575	0,0545	0,0316	0,000310
	MLP (10–3000 МГц), $B=1$ мм	0,0364	0,0249	0,00418	0,000310
	DE+NRW (50–400 МГц)	0,0304	0,160	0,00897	0,149
	DE+NNIM (50–400 МГц)	0,0935	0,478	–	–
	DE+CTLM (50–400 МГц)	0,0590	0,155	0,0273	–
FR4	MLP (10–3000 МГц)	0,158	0,0484	0,00653	0,000416
	MLP (10–3000 МГц), $B=1$ мм	0,0201	0,0130	0,00482	0,000547
	DE+NRW (50–400 МГц)	0,199	0,126	0,0126	0,146
	DE+NNIM (50–400 МГц)	0,183	0,726	–	–
	DE+CTLM (50–400 МГц)	0,328	0,122	0,0409	–
MS	MLP (10–3000 МГц)	0,00991	0,00307	0,0321	0,000268
	MLP (10–3000 МГц), $B=1$ мм	0,00876	0,000311	0,0262	0,0000886
	DE+NRW (50–400 МГц)	0,225	0,114	0,0547	0,146
	DE+NNIM (50–400 МГц)	–	–	–	–
	DE+CTLM (50–400 МГц)	0,246	0,110	0,0903	–

Значения RMSE приведены в таблице 2.4. Для FR4 перцептрон определяет ε_r' с RMSE=0,158, а алгоритмы DE+NNIM, DE+NRW и DE+CTLM с RMSE=0,183, 0,199 и 0,328 соответственно. Для MS RMSE ε_r' перцептрона составила 0,00991, а для алгоритмов DE+NRW и DE+CTLM 0,225 и 0,246, соответственно. Для PTFE наименьшую ошибку ε_r' дает алгоритм DE+NRW (0,0304), а у перцептрона она составила 0,0575. При смещении $B=1$ мм RMSE для ε_r' перцептрона для PTFE, FR4 и MS составляет 0,0364, 0,0201 и 0,00876, соответственно.

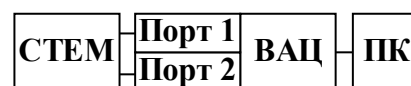
Перцептрон определяет μ_r' с RMSE не более 0,0321, алгоритм DE+NRW – 0,0547, а алгоритм DE+CTLM – 0,0903. $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ определяются хуже: для PTFE и FR4, у которых опорные значения $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ не превышают 0,07, RMSE $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ составляет от 0,0484 до 0,0545 у перцептрона, 0,122–0,160 – у алгоритмов DE+NRW и DE+CTLM и 0,478–0,726 – у алгоритма DE+NNIM.

2.4 Проверка с помощью измерений

Измерительная установка состоит из двухпортового ВАЦ Planar S50180, СТЕМ-камеры, высокочастотных кабелей, образцов и набора калибровочных мер (рисунок 2.13). Перед измерениями выполнена двухпортовая SOLT-калибровка. Измерены образцы PTFE толщиной 1 и 2,15 мм и образец стеклотекстолита толщиной 3,5 мм с $\varepsilon_r' \approx 5$, $\varepsilon_r''/\varepsilon_r' \approx 0,025$, $\mu_r' \approx 1$ и $\mu_r''/\mu_r' \approx 0$.



а



б



в

Рисунок 2.13 – Измерительная установка (а), схема включения (б) и образцы материалов (в)

Применение перцептрона к измеренным S -параметрам не рассмотрено, поэтому его применимость к измерительному тракту не оценивалась. С помощью измерений проверены только алгоритмы с деэмбеддингом в диапазоне частот от 50 до 400 МГц.

Вычисленные частотные зависимости электрофизических параметров образцов PTFE и стеклотекстолита показаны на рисунках 2.14–2.16, а значения RMSE относительно опорных значений приведены в таблице 2.5.

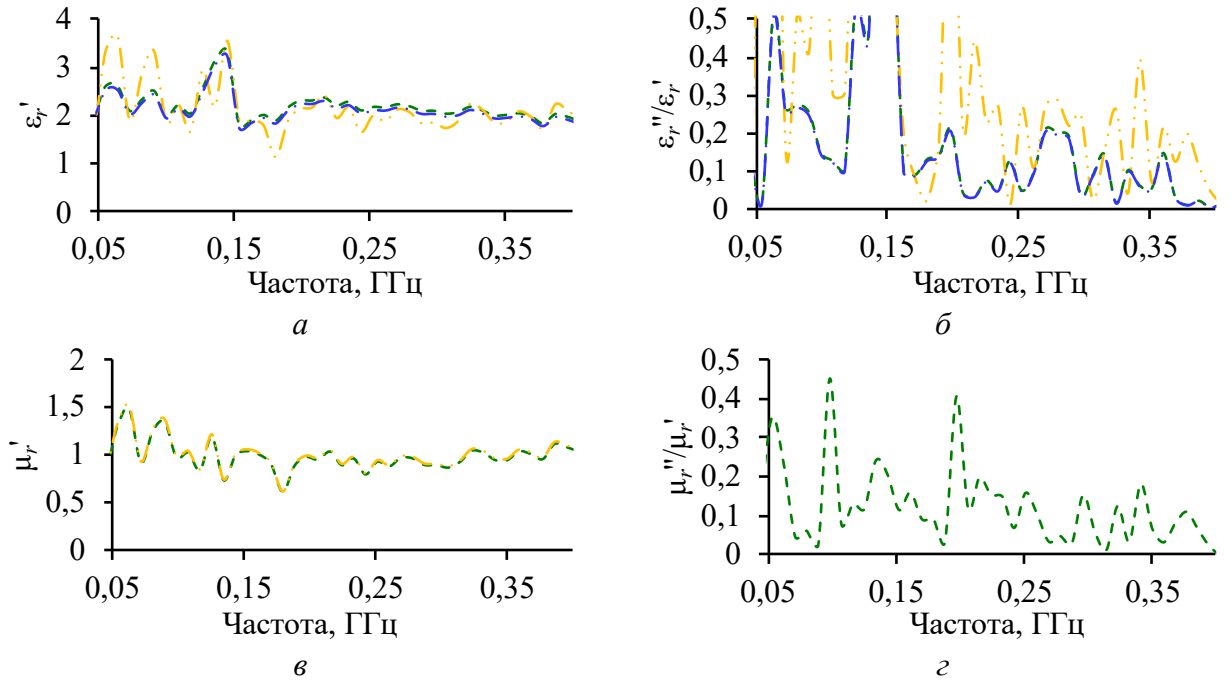


Рисунок 2.14 – Вычисленные при помощи DE+NRW (—), DE+NNIM (---) и DE+CTLM (-.-) частотные зависимости ϵ_r' (а), ϵ_r''/ϵ_r' (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала PTFE при $L=1$ мм

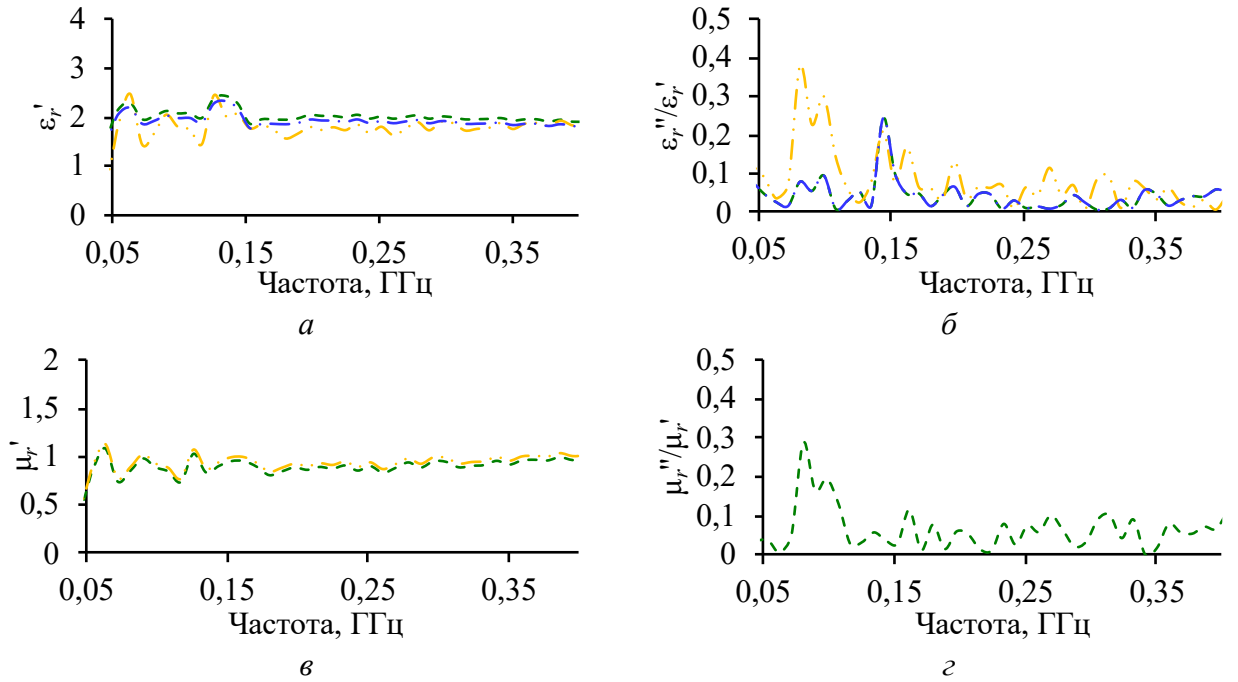


Рисунок 2.15 – Вычисленные при помощи DE+NRW (—), DE+NNIM (---) и DE+CTLM (-.-) частотные зависимости ϵ_r' (а), ϵ_r''/ϵ_r' (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала PTFE при $L=2,15$ мм

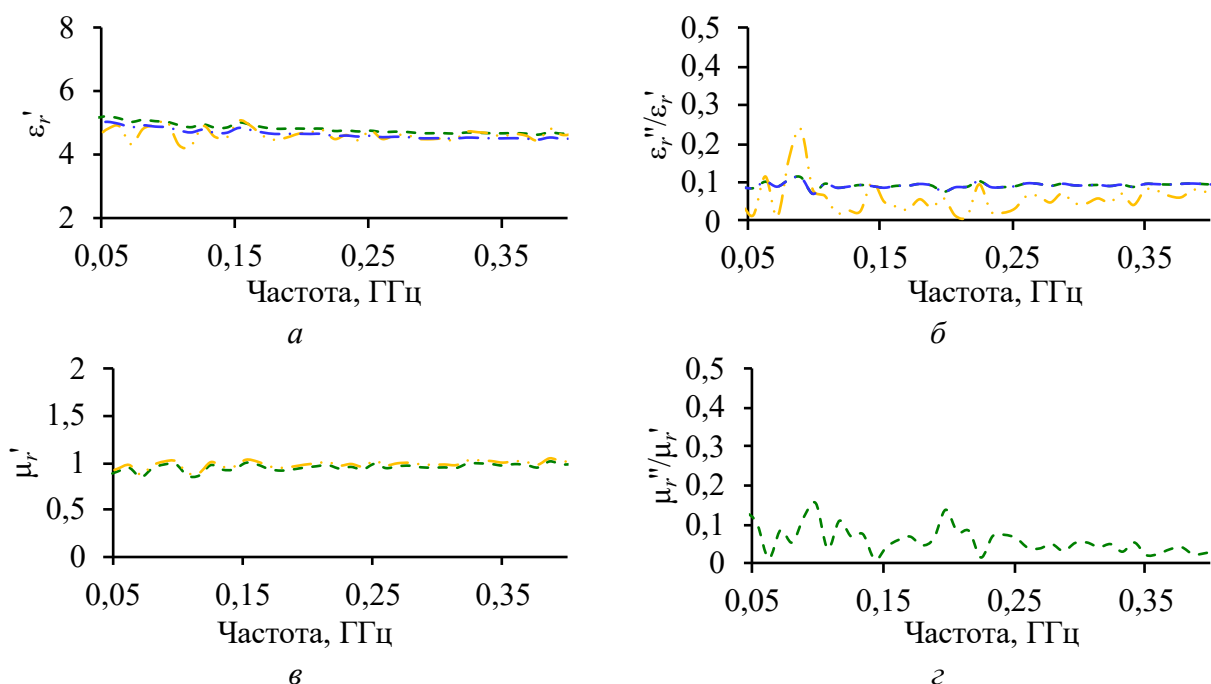


Рисунок 2.16 – Вычисленные при помощи DE+NRW (—), DE+NNIM (---) и DE+CTLM (-.-) частотные зависимости ε_r' (а), $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ (б), μ_r' (в), μ_r''/μ_r' (г) для образца материала PTFE при $L=3,5$ мм

Таблица 2.5 – RMSE параметров, вычисленных по результатам измерений

Материал	Метод	RMSE			
		ε_r'	$\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$	μ_r'	μ_r''/μ_r'
PTFE, $L=1$ мм	DE+NRW (50–400 МГц)	0,314	0,309	0,131	0,149
	DE+NNIM (50–400 МГц)	0,434	0,421	—	—
	DE+CTLM (50–400 МГц)	0,299	0,299	0,128	—
PTFE, $L=2,15$ мм	DE+NRW (50–400 МГц)	0,157	0,0590	0,103	0,0766
	DE+NNIM (50–400 МГц)	0,317	0,0961	—	—
	DE+CTLM (50–400 МГц)	0,200	0,0590	0,0824	—
Стеклотекстолит, $L=3,5$ мм	DE+NRW (50–400 МГц)	0,232	0,0695	0,0468	0,0626
	DE+NNIM (50–400 МГц)	0,386	0,0491	—	—
	DE+CTLM (50–400 МГц)	0,366	0,0695	0,0343	—

Для двух исследованных образцов PTFE при большей толщине получены меньшие отклонения: алгоритм DE+NRW дает RMSE ε_r' и μ_r' 0,157 и 0,103 для образца толщиной 2,15 мм, и 0,314 и 0,131 – для образца толщиной 1 мм. Возможной причиной является меньший набег фазы в более тонком образце на частотах до 400 МГц и связанная с ним чувствительность результата к погрешностям измерения S -параметров.

Среди алгоритмов с деэмбедингом применение DE+NRW дает наименьшую ошибку ε_r' для PTFE толщиной 2,15 мм и стеклотекстолита (0,157 и 0,232, соответственно), а DE+CTLM – для PTFE толщиной 1 мм (0,299). Алгоритм DE+NNIM во всех случаях дает наибольшую ошибку ε_r' (0,317–0,434). Ошибки μ_r' алгоритмов DE+NRW и DE+CTLM близки и составляют 0,0343–0,131. RMSE для $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ составляет 0,0491–0,0961 для образцов толщиной 2,15 и 3,5 мм и 0,299–0,421 – для образца толщиной 1 мм.

2.5 Основные результаты раздела

Выполненные исследования позволили получить следующие результаты.

1. Для СТЕМ-камеры с нерегулярным поперечным сечением разработаны два метода определения комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей исследуемого образца материала: на основе многослойного перцептрона и на основе деэмбеддинга переходных участков с последующей экстракцией параметров методами NRW, NNIM или CTLM.

2. Перцептрон обучен на базе данных, полученной с помощью МКЭ моделирования элементов (9 009 000 записей до удаления нефизичных результатов). На тестовой выборке в диапазоне частот от 0,1 до 3 ГГц максимальное относительное отклонение восстановленных ϵ_r' , ϵ_r'' , μ_r' и μ_r'' не превысило 3,24%, а по рассчитанным S -параметрам камеры с образцами PTFE, FR-4 и MS RMSE ϵ' не превысила 0,158, а $\mu_r' - 0,0321$.

3. Деэмбеддинг сводит задачу к экстракции параметров однородного участка коаксиальной линии. По S -параметрам, измеренным в диапазоне от 50 до 400 МГц, алгоритм DE+NRW определяет ϵ_r' и μ_r' образца PTFE толщиной 2,15 мм с RMSE 0,157 и 0,103, соответственно, а для образца толщиной 1 мм RMSE для ϵ_r' вдвое больше (0,314).

4. Тангенсы угла потерь материалов с малыми потерями определяются с RMSE, сопоставимой с самими значениями тангенса или превышающей их: по вычисленным S -параметрам образцов PTFE и FR4, у которых опорные значения ϵ''/ϵ' не превышают 0,07, RMSE для ϵ''/ϵ' составляет от 0,0484 до 0,726, а по измеренным S -параметрам образцов PTFE и стеклотекстолита – от 0,0491 до 0,421.

5. Выполнена проверка эффективности перцептрона на данных, полученных с помощью моделирования. Для его применения к измеренным данным нужно дообучение на образцах с известными параметрами. При замене СТЕМ-камеры нужны новая база данных и новое обучение, а обученный перцептрон применим только в диапазонах параметров базы данных.

Предложенные в данном разделе методы и полученные с их помощью частотные зависимости параметров материалов применены при проектировании фильтров с поглотителями в следующих разделах.

3 РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРОВ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА И В ПЕЧАТНОМ ИСПОЛНЕНИИ

В разделе представлены результаты исследования СШП-поглотителя [89]. Разработан и экспериментально исследован полосно-пропускающий фильтр (ППФ) с витками меандровой линии, что позволило избавиться от побочных полос пропускания [90–94]. Представлены способы удаленной трассировки печатных проводников с сохранением эффекта модальной фильтрации за счет добавления связывающих проводников [95–97]. На основе предложенного способа разработаны ФНЧ с удаленной трассировкой проводников с применением СШП-поглотителя и связывающего проводника. Разработан и исследован ряд ФНЧ на основе 4-проводных зеркально-симметричных структур [98]. Представлены результаты проектирования [99] и исследования [100] прототипов фильтров поглощающего типа на основе структур с модальной фильтрацией и T -резонаторов. Разработан и исследован элемент для поверхностного монтажа на основе структуры с модальной фильтрацией, с добавлением связывающего проводника и СШП-поглотителя. Предложена конструкция ФНЧ на основе структуры с модальной фильтрацией с применением встречно-штыревой структуры в продольной плоскости. Для ряда изготовленных прототипов фильтров показано сравнение с аналогичными решениями других авторов. Подходы и методы подраздела 3.1 [101, 102] применяются и к фильтрам в интегральном исполнении из раздела 4. Для поиска оптимальных геометрических параметров топологий применялась оптимизация, в том числе при помощи генетических алгоритмов [103–105]. Способы трассировки печатных проводников на основе симметричных структур с модальной фильтрацией систематизированы в работе [106]. Ряд этих структур представлен в базе данных [107].

3.1 Моделирование и измерение фильтров

Сечения фильтров предварительно моделировались двумерным методом моментов (2D MoM) в программе TUSUR.EMC [45], с равномерным разбиением границ проводников и диэлектриков на сегменты длиной в треть толщины проводника. С помощью квазистатического решателя вычислялись $RLCG$ -параметры.

Погонные задержки мод вычислены как квадратные корни из собственных значений произведения матриц $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$. Собственные векторы этого произведения образуют матрицу модальных напряжений, а сопротивления мод рассчитывались как квадратные корни из собственных значений произведения $\mathbf{LC}^{-1}$. S -параметры вычислялись из $RLCG$ -параметров по аналитическим выражениям [101, 102], вычисляя постоянную распространения, характеристическое сопротивление, матрицы $ABCD$ и Z -параметров отрезка линии и, при

одинаковых опорных сопротивлений портов 50 Ом и соответствующей диагональной матрице Z_0 , матрицу рассеяния

$$S(f) = (Z - Z_0)(Z + Z_0)^{-1} \quad (3.1)$$

Полноволновой расчет S -параметров выполнен методом моментов (2.5D MoM), методом конечных элементов (FEM) и методом конечных разностей во временной области (FDTD). Расчетная область имела открытые границы, поэтому расчет учитывал потери на излучение даже при моделировании без потерь в проводниках и диэлектриках, а опорные сопротивления всех портов были равны 50 Ом.

Сходимость проверялась уплотнением сетки, шаг которой не превышал $\lambda/20$ для наименьшей длины волны в диэлектрике на верхней частоте расчета и дополнительно уменьшался у краев проводников и в зазорах. Итоговой считалась сетка, при уплотнении которой модули S -параметров менялись не более чем на 0,1–0,5 дБ. Относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь диэлектриков задавались по модели Джорджевича [108], и для FR4 их частотные зависимости показаны на рисунке 3.1. Квазистатический анализ учитывает только квази-ТЕМ-волны [109], поэтому служит для предварительного моделирования поперечного сечения, а полноволновой анализ учитывает также высшие типы волн и потери на излучение.

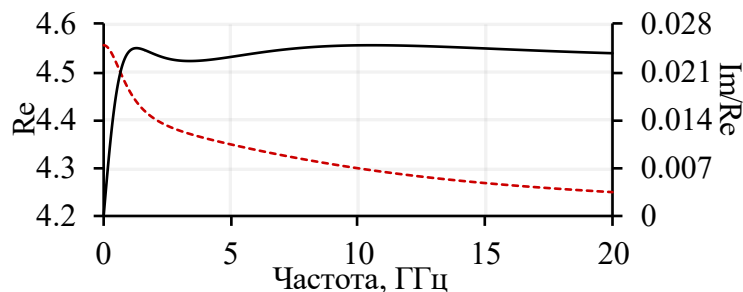


Рисунок 3.1 – Частотные зависимости действительной части относительной диэлектрической проницаемости (---) и тангенса угла диэлектрических потерь (—) материала FR4

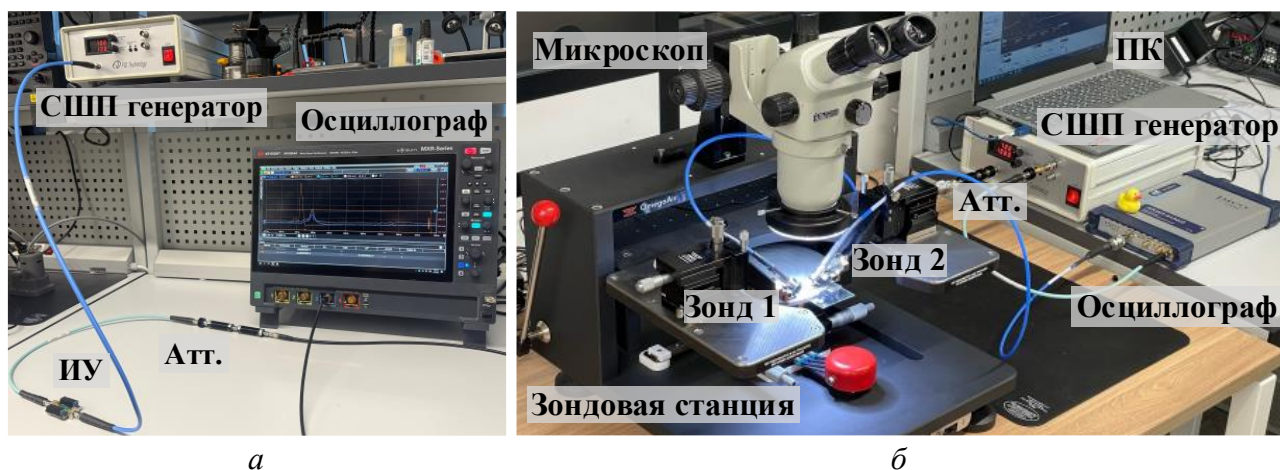
S -параметры печатных фильтров и фильтров поверхностного монтажа измерялись с помощью ВАЦ Panorama P4226, Planar S50180 и Rohde&Schwarz ZVA40 после калибровки обоих портов набором НКММ-13-13Р [110]. Для ряда прототипов выполнена трассировка на печатных платах (ПП) с размерами 100×100 мм². Для них выполнены измерения на излучаемые помехоэмиссии в uТЕМ-камере с ВАЦ Panorama P4226.

S -параметры фильтров в интегральном исполнении измерялись ВАЦ Planar S50180 на зондовой станции (рисунок 3.2) после калибровки SOLT набором EOULU Sea chip E-001G, а положение СВЧ-зондов на магнитных манипуляторах НИИПП контролировалось аналоговым микроскопом.



Рисунок 3.2 – Зондовая станция (а), установка для измерения S -параметров ИС (б), ИС с подключенными зондами (в) и схема измерительной установки (г)

Прямые измерения временных откликов выполнялись стробоскопическим осциллографом при воздействии генератора СКИ с пиковым напряжением 1 кВ, частотой повторения 1 кГц и длительностью воздействия, измеренного по уровню 0,5 около 0,5 нс (рисунок 3.3а). На первом этапе импульс генератора подавался на осциллограф через аттенюаторы (рисунок 3.3б), затем в цепь последовательно включался фильтр, а аттенюаторы устанавливались на выходе генератора обеспечивая режим малого сигнала (рисунок 3.3в) или на входе осциллографа обеспечивая режим большого сигнала (рисунок 3.3г). Аттенюаторы с суммарным ослаблением 60 дБ защищали вход осциллографа. Эта методика использовалась в том числе для измерения ИС на зондовой станции. S -параметры после измерения сравнивались с расчетом и использовались для расчета временных откликов по методике пункта 3.1.2.



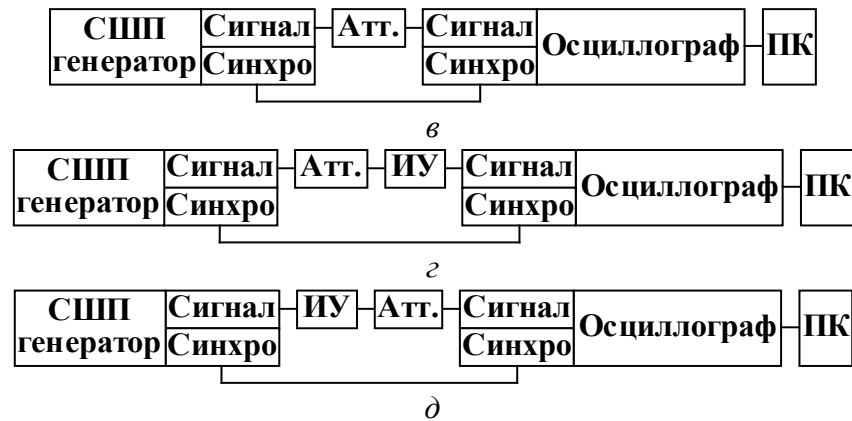


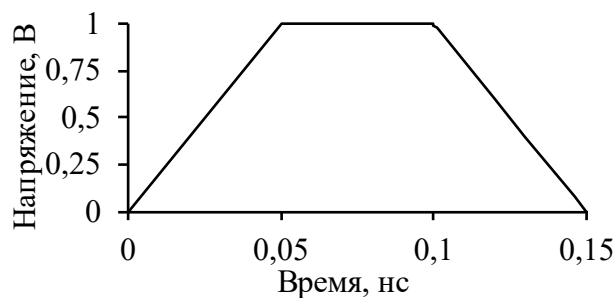
Рисунок 3.3 – Установки для измерений во временной области для ПП (а), для ИС (б) и схемы включения оборудования на первом (в), втором (г) и третьем (д) этапах измерений

3.1.1 Помеховые воздействия

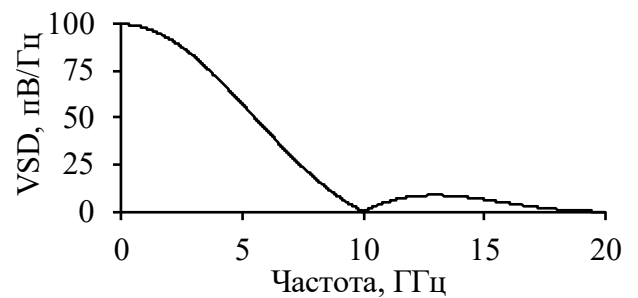
Помехоподавляющие характеристики фильтров исследовались при СШП и узкополосных (УП) воздействиях, параметры которых приведены в таблице 3.1, а формы четырех из них показаны на рисунках 3.4–3.7, где VSD – спектральная плотность напряжения. В таблице 3.1 U_{max} – пиковое напряжение на выходе генератора, β – коэффициент затухания, а r – частота повторения помехового сигнала.

Таблица 3.1 – Помеховые воздействия

№	Воздействие	Тип	$U_{\max}$, В	Длительность, полоса или частота	β , 1/нс	r , Гц
1	Трапецеидальный импульс	СШП	1	150 пс	—	—
2			1	300 пс	—	—
3	Гауссов импульс		1	0,1–6 ГГц	—	—
4	Импульс генератора СКИ		500	—	—	10
5			550	—	—	
6			600	—	—	до 1000
7	Затухающая помеха [111]	УП	$30 \cdot 10^3$	$\approx 0,85$ ГГц	≈ 10	—
8	Затухающая синусоида		1	0,85 ГГц	1	—
9			1	2,5 ГГц	1	—
10			1	4 ГГц	1	—
11			1	5 ГГц	1	—



а



б

Рисунок 3.4 – Форма напряжения (а) и спектральная плотность (б) трапецеидального импульса длительностью 150 пс

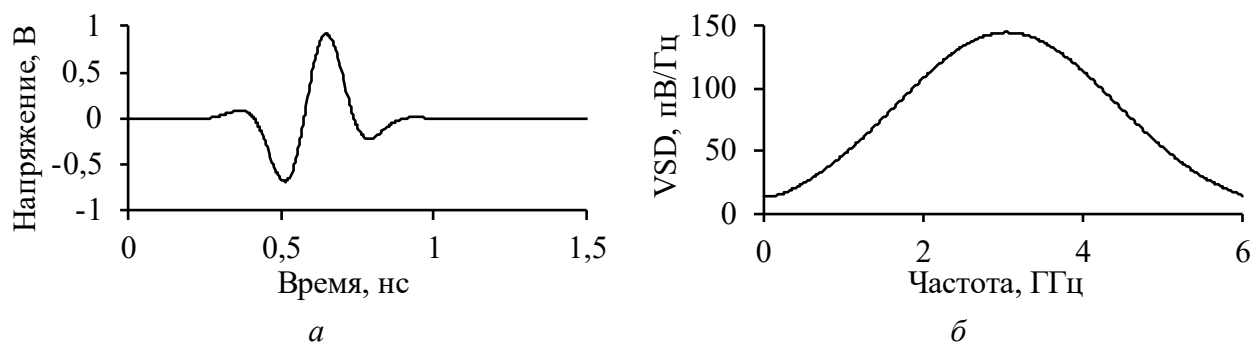


Рисунок 3.5 – Форма напряжения (а) и спектральная плотность (б) Гауссова импульса с полосой от 0,1 до 6 ГГц

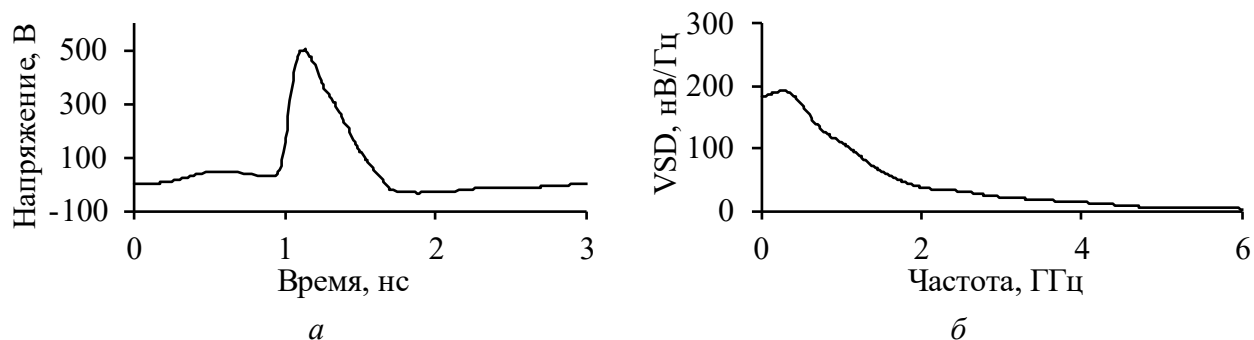


Рисунок 3.6 – Форма напряжения (а) и спектральная плотность (б) импульса генератора СКИ с напряжением 600 В

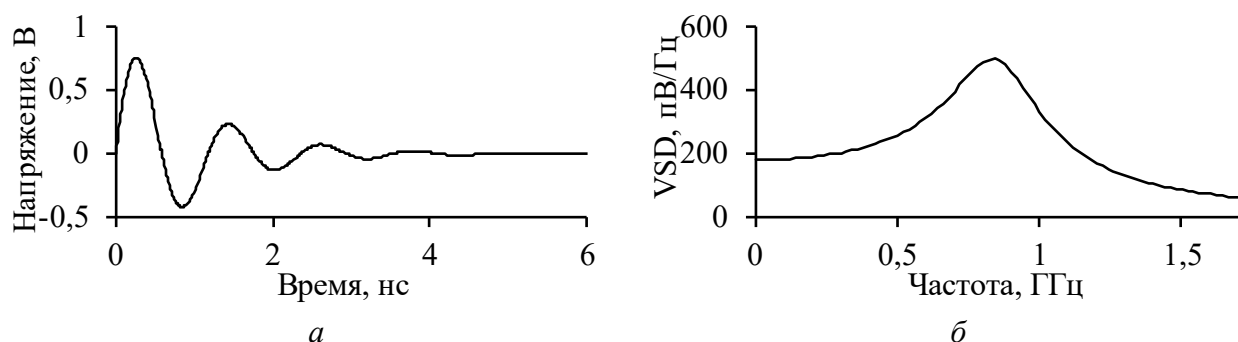


Рисунок 3.7 – Форма напряжения (а) и спектральная плотность (б) затухающей синусоиды с частотой 0,85 ГГц

Трапецеидальный импульс часто применяют при анализе устройств на основе модальной фильтрации [112], а гауссов импульс используют как тестовое СШП воздействие. Для валидации расчетных и измеренных данных применяют стандарт IEEE Std 1597.1 [113]. Импульсы генератора СКИ оцифрованы при пиковом напряжении 500, 550 и 600 В, их длительность по уровню 0,5 составляет $0,48 \pm 0,05$ нс, а основная часть спектра лежит в полосе до 1,5 ГГц.

УП воздействиями служат затухающая помеха с амплитудой 30 кВ и центральной частотой 0,85 ГГц [111] и затухающие синусоиды с центральными частотами 0,85, 2,5, 4 и 5 ГГц, форма которых аналогична приведенной в стандарте MIL-STD-461F [114] и описывается выражением

$$U(t) = E \sin(2\pi ft) e^{-\beta t} \quad (3.2)$$

с амплитудным коэффициентом E , частотой f и коэффициентом затухания β .

3.1.2 Расчет откликов и оценка их опасности

Отклик фильтра рассчитывался в частотной области по вычисленным или измеренным S -параметрам. Передаточная функция от э.д.с. источника $V_S(f)$ к напряжению на нагрузке $V_L(f)$ равна

$$H(f) = \frac{V_L(f)}{V_S(f)} = \frac{S_{21}(1+\Gamma_L)(1-\Gamma_L)}{2((1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L)}, \quad (3.3)$$

где коэффициенты отражения источника и нагрузки определяются их сопротивлениями Z_S , Z_L и опорным сопротивлением Z_0

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (3.4)$$

Напряжение на нагрузке во временной области рассчитывалось обратным преобразованием Фурье произведения передаточной функции на спектр э.д.с. источника

$$V_L(t) = F^{-1}\{H(f)V_S(f)\}. \quad (3.5)$$

СШП-помехи могут вызывать электрический пробой, искрение и выгорание компонентов, поэтому опасность воздействий и откликов оценивалась по пяти N -нормам, к выходным формам напряжения $U(t)$ [23, 115, 116] (таблица 3.2), значения которых для воздействий из таблицы 3.1 приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.2 – N -нормы

№	Формула	Название	Связанный эффект
1	$N_1 = U(t) _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы, электрический пробой
2	$N_2 = \left \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента, сбой схемы
3	$N_3 = \left \int_0^t U(t) dt \right _{\max}$	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой
4	$N_4 = \int_0^\infty U(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
5	$N_5 = \left\{ \int_0^\infty U(t) ^2 dt \right\}^{1/2}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента

Таблица 3.3 – Значения N -норм, для пяти помеховых воздействий

№	Воздействие	N_1	$N_2, 10^{-10}$	$N_3, 10^{10}$	$N_4, 10^{10}$	$N_5, 10^6$
1	Трапецеидальный импульс	1	2	1	1	9,6164
2		1	1	2	2	12,936
3	Гауссов импульс	0,91553	1,8825	0,1295	1,8467	10,113
4	Импульс генератора СКИ	504,74	554,9	1838,5	2314,6	8120,8
5		528,84	662,4	686	5195,3	8616,2
6		586,12	432,53	264	4958,2	9845,8
7	Затухающая помеха	30100	25167	84843	2010100	1391600
8	Затухающая синусоида	0,75791	0,53385	1,8084	6,3248	15,542
9		0,90644	1,5701	0,63376	6,3593	15,779
10		0,9399	2,5122	0,39701	6,3614	15,799
11		0,95123	3,1402	0,31831	6,3604	15,801

Для воздействий с единичной амплитудой N_1 составляет от 0,76 до 1 В, для импульсов генератора СКИ – от 505 до 586 В, а затухающей помехи – 30,1 кВ; с ними сравниваются N -нормы откликов. Для регистрации импульса генератора СКИ в разных экспериментах использовались, как осциллограф реального времени, так и стробоскопический осциллограф, поэтому значения N_3 могут отличаться для сигналов с одинаковой формой воздействия.

3.1.3 Целостность сигналов и сходимость результатов

Целостность сигналов оценивалась по глазковым диаграммам, рассчитанным для псевдослучайной битовой последовательности при разных битовых скоростях br , длительности бита $T=1/br$ и длительности фронта и спада $0,1T$. По внутреннему контуру диаграммы определялись высота и ширина глаза, по положению фронтов на уровне 0,5 амплитуды относительно опорного находились среднеквадратичное фазовое отклонение, а отношение сигнал-шум (SNR) вычислялось как отношение разности средних напряжений «1» и «0» к сумме их стандартных отклонений.

Расчет погрешностей и статистические методы [117–119] не всегда дают корректную оценку согласия наборов данных, поэтому рассчитанные и измеренные S -параметры сравнивались методом валидации выделением особенностей (от англ. feature selective validation, FSV) [120]. Метод рекомендован стандартом IEEE [113] для валидации расчетов и измерений электромагнитных явлений и дает количественную оценку согласия [24, 121]. Показатели различия амплитуд (ADM) и особенностей (FDM) объединяются в глобальный показатель различия (GDM), поточечные значения которого распределяют по шести оценкам от «отлично» до «очень плохо» и представляют гистограммой достоверности (GDMc).

В настоящей работе метод FSV использован для сопоставления модулей S -параметров в логарифмическом масштабе, а остальные зависимости сравнивались поточечно по среднеквадратичной ошибке (2.31) и средней абсолютной ошибке (MAE)

$$\text{MAE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |y_i - \hat{y}_i|, \quad (3.6)$$

где y_i и $\hat{y}_i$ обозначают значения сравниваемых зависимостей в i -й из n точек. MAE характеризует среднюю абсолютную разность соответствующих значений, а RMSE сильнее реагирует на выбросы.

3.2 Использование широкополосного СШП-поглотителя

В подразделе исследован СШП-поглотитель, который далее применен в фильтрах поглощающего типа: оценено влияние его покрытия на перекрестные наводки и целостность сигналов в связанных линиях и определены его комплексные относительные проницаемости.

3.2.1 Влияние поглотителя на перекрестные наводки и целостность сигналов

Поглощающие материалы подавляют электромагнитные волны [63, 64, 122], и их применяют при испытаниях на ЭМС, для снижения радиолокационной заметности и защиты объектов от электромагнитного воздействия [123]. Покрытие из поглотителя улучшает характеристики фильтров на основе микрополосковых структур [67, 98], поэтому нужно оценить, как оно влияет на целостность полезного сигнала в печатных линиях передачи, связывающих узлы радиоэлектронной аппаратуры [124].

Для этого изготовлена ПП [89] с двумя связанными линиями передачи длиной по 40 мм на подложке FR4 с $\varepsilon_r=4,59$ и $\text{tg}\delta=0,018$ (рисунок 3.8). Линия передачи (ЛП1) согласована (по среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод) с трактом 50 Ом, когда покрыта поглотителем ЗИПСИЛ 410 [125] с толщиной 1 мм, а ЛП2 согласована без покрытия. Параметры поглотителя приведены на рисунке 3.8в. Выбраны следующие параметры поперечного сечения линий: для ЛП 1 ширина проводников $w_1=500$ мкм и зазор $s_1=2000$ мкм, для ЛП2 – $w_2=900$ мкм и $s_2=1000$ мкм. Толщины проводников, подложки и поглотителя равны $t=50$ мкм, $h_1=510$ мкм и $h_2=1000$ мкм, соответственно.

S -параметры линий измерены (рисунок 3.9) в диапазоне до 10 ГГц на установке из пункта 3.1, а неиспользуемые соединители платы нагружены согласованными нагрузками. Поглотитель снижает частоту, на которой $|S_{21}|$ достигает минус 3 дБ, с 5,63 до 1,5 ГГц у ЛП1 и с 6,58 до 1,8 ГГц у ЛП2. Выше этой частоты $|S_{21}|$ линий с поглотителем уменьшается до минус 55 дБ у ЛП1 и до минус 45 дБ у ЛП2, тогда как без поглотителя он во всем диапазоне остается выше минус 6 дБ. У согласованных линий $|S_{11}|$ до 4 ГГц (ЛП2 с поглотителем) и до 2,5 ГГц (ЛП1 поглотителя) не превышает минус 18 и минус 30 дБ, а к 10 ГГц возрастает

примерно до минус 10 дБ. Значения $|S_{31}|$ и $|S_{41}|$ у линий с поглотителем больше, чем без него, на низких частотах и меньше на высоких.

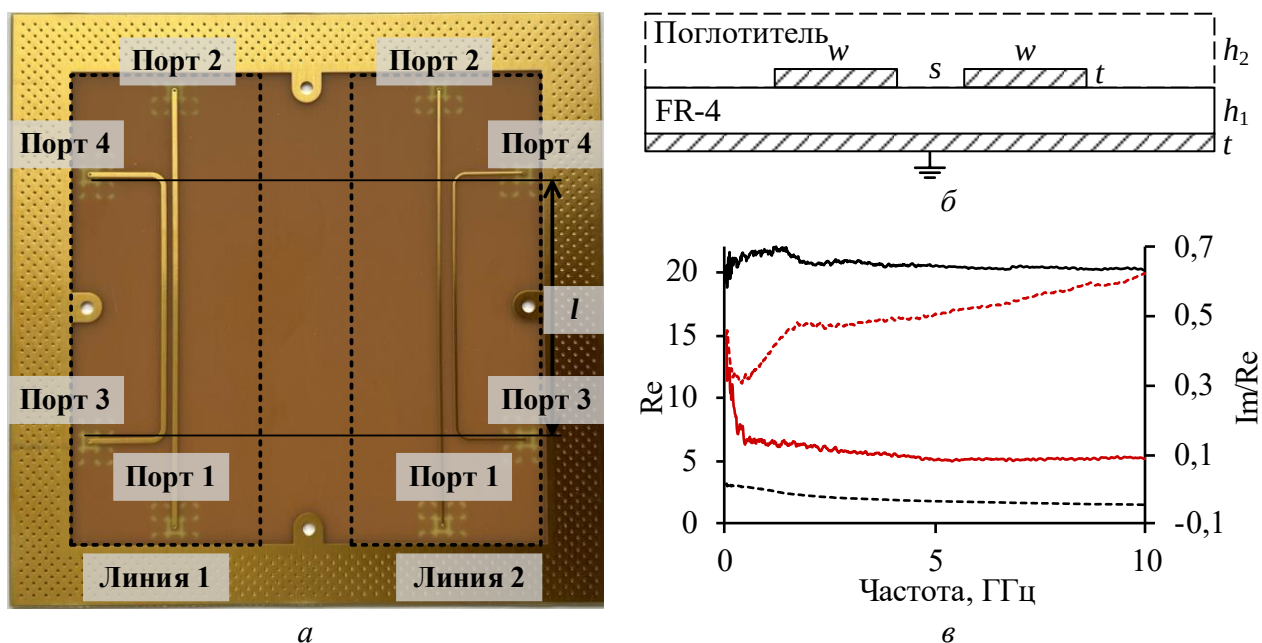


Рисунок 3.8 – Лицевая сторона ПП со связанными ЛП 1 и 2 (а), поперечное сечение линий (б) и частотные зависимости электрофизических параметров поглотителя ЗИПСИЛ 410 (в): ϵ' (—), μ' (—), $\text{tg}\delta_\epsilon$ (---) и $\text{tg}\delta_\mu$ (---)

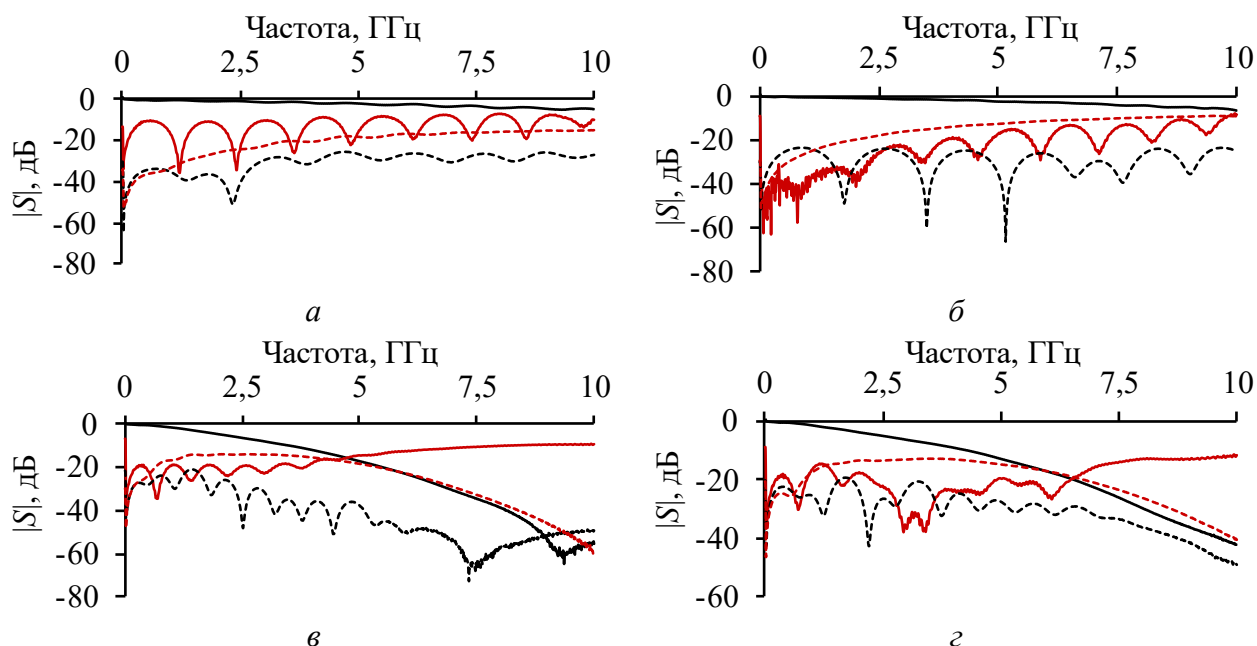


Рисунок 3.9 – Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ (---), $|S_{21}|$ (—), $|S_{31}|$ (---), $|S_{41}|$ (—) ЛП1 (а) и ЛП2 (б) без поглотителя и ЛП1 (в) и ЛП2 (г) с поглотителем

Наведенные напряжения получены для измеренных S -параметров по методике пункта 3.1.2 с использованием сигнала 1 из пункта 3.1.1. Их амплитуды $U_{\text{макс}}$ и длительности Δt (по уровню 0,1 от амплитуды) приведены в таблице 3.4. В несогласованной линии целостность сигнала заведомо нарушена, поэтому далее сравниваются согласованные линии:

ЛП1 с поглотителем и ЛП2 без него. Амплитуды наведенных напряжений на их ближних концах почти равны, однако проводники ЛП1 разнесены вдвое дальше, так как поглотитель усиливает связь между проводниками. При этом, длительность наведенных форм напряжений для ЛП1 больше на 60 пс. Наведенное напряжение на дальнем конце для ЛП1 меняет знак с отрицательного на положительный, а его модуль и длительность возрастают, что указывает на смену преимущественно индуктивной связи на преимущественно емкостную.

Глазковые диаграммы построены по методике пункта 3.1.3 для битовой скорости 1 Гбит/с с длительностью бита 1 нс и временем нарастания и спада по 0,1 нс (таблица 3.4). Ширина глаза у всех линий составляет от 0,955 до 0,995 нс. ЛП1 без поглотителя (не согласованная) имеет наименьшие высоту глаза и SNR при небольшом среднеквадратичном фазовом отклонении. Покрытие увеличивает высоту глаза на 0,5 В, SNR в 4 раза и среднеквадратичное фазовое отклонение примерно в 2 раза. ЛП2 без покрытия (согласованная) имеет наибольшие высоту глаза и SNR, а также наименьшее среднеквадратичное фазовое отклонение. Покрытие оставляет высоту ее глаза почти прежней, но снижает SNR в 5 раз и увеличивает среднеквадратичное фазовое отклонение в 10 раз.

Таблица 3.4 – Параметры перекрестных напряжений и глазковых диаграмм

Параметр	Без поглотителя		С поглотителем	
	ЛП1	ЛП2	ЛП1	ЛП2
Перекрестное напряжение на ближнем конце				
$U_{\text{макс}}$, мВ	13	34	31	48
Δt , пс	480	490	550	680
Перекрестное напряжение на дальнем конце				
$U_{\text{макс}}$, мВ	–44	–91	149	142
Δt , пс	130	132	350	350
Глазковая диаграмма				
Высота, В	1,252	1,845	1,725	1,824
Ширина, нс	0,995	0,995	0,990	0,955
Среднекв. фаз. откл., пс	2,457	2,000	4,556	20,28
SNR	5,931	44,99	23,59	8,897

3.2.2 Электрофизические параметры поглотителя

Комплексные относительные проницаемости поглотителя определены по методике, описанной в разделе 2. Для этого измерены S -параметры камеры с образцом в виде шайбы толщиной 0,8 мм, параметры извлечены методами DE+NRW и DE+CTLM и сопоставлены с данными изготовителя (рисунок 3.10, таблица 3.5). Оба метода дают близкие значения, но относительно данных изготовителя несколько занижают ϵ_r' (15,65 и 15,26 против 20,9) и существенно завышают μ_r' (4,75 и 4,90 против 3,41) и ϵ_r''/ϵ_r' , а μ_r''/μ_r' по DE+NRW ниже, чем у изготовителя. Расхождение связано с неточной подгонкой образца к измерительной камере, а также с тем, что образец вырезан лазером и свойства материала у кромок среза изменились.

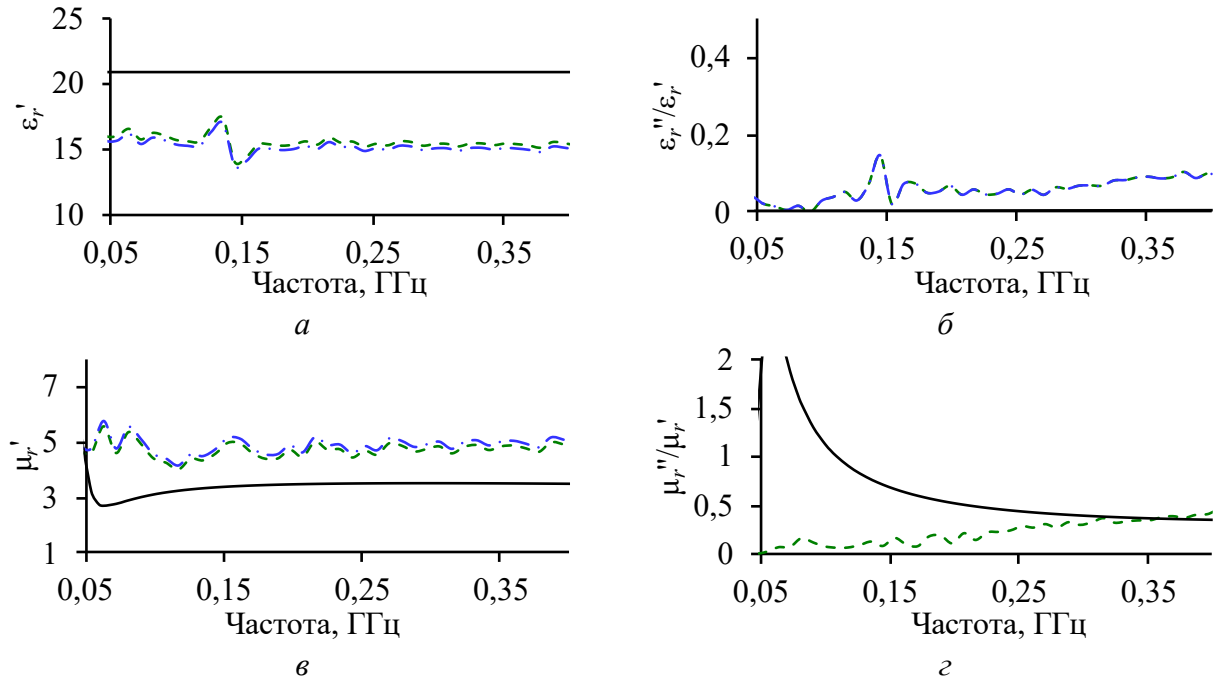


Рисунок 3.10 – Частотные зависимости ε_r' (а), $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ (б), μ_r' (в) и μ_r''/μ_r' (г) образца поглотителя толщиной 0,8 мм, определенные методами DE+NRW (— — —) и DE+CTLM (— · —), и данные изготовителя (—)

Таблица 3.5 – Средние значения электрофизических параметров поглотителя в диапазоне от 50 до 400 МГц и их среднеквадратичные отклонения от данных изготовителя

Данные	ε_r'	$\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$	μ_r'	μ_r''/μ_r'
Среднее значение				
Изготовитель	20,9	0,00171	3,41	0,62
DE+NRW	15,65	0,066	4,75	0,293
DE+CTLM	15,26	0,066	4,90	—
Среднеквадратичное отклонение от данных изготовителя				
DE+NRW	5,272321	0,072117	1,392299	0,682562
DE+CTLM	5,749885	0,072117	1,540243	—

Таким образом, добавление поглотителя снижает частоту, на которой $|S_{21}|$ линий передачи достигает минус 3 дБ, до 1,5 и 1,8 ГГц. Для ЛП, согласованных с трактом, значение напряжения на дальнем конце увеличилось с 91 до 149 мВ, а ее длительность – с 132 до 350 пс. Сильнее всего поглотитель влияет на среднеквадратичное фазовое отклонение, тогда как ширина глаза изменяется максимум на 0,04 нс, а SNR согласованной линии с поглотителем составил 23,59. Вычисленные значения ε_r' и μ_r' отличаются от данных изготовителя со среднеквадратичными отклонениями до 5,75 и 1,54 соответственно. Отклики и глазковые диаграммы вычислены по S -параметрам, измеренным на одном прототипе, а параметры поглотителя определены на одном образце в диапазоне от 50 до 400 МГц.

3.3 Разработка фильтров в печатном исполнении

В подразделе исследованы печатные фильтры поглощающего типа: полосно-пропускающий (3.3.1), нижних частот со связывающими проводниками (3.3.2),

четырёхслойная зеркально-симметричная структура (3.3.3), многомодовый фильтр в корпусе (3.3.4) и фильтры с T -резонаторами (3.3.5).

3.3.1 Полосно-пропускающий фильтр с витками меандровой линии и поглотителем

Для подавления побочных полос пропускания в ППФ на шпилечных резонаторах вводят вырезы [126] или меняют трассировку и добавляют вырезы в резонаторах [127]. Устройства на основе технологии модальной фильтрации представляют собой ФНЧ. Их последовательное включение в цепь с ППФ может убрать побочные полосы пропускания для итоговой частотной характеристики составного устройства. Для повышения компактности устройств с модальной фильтрацией используют СШП-поглотители [63, 122], поэтому в работе [90] ППФ дополнен устройством с модальным разложением и поглотителем.

Исходный ППФ третьего порядка на трех шпилечных резонаторах [126, 127] изготовлен по технологии двусторонней ПП (рисунок 3.11а). Для полосы пропускания 400 МГц на частоте 2,4 ГГц на подложке FR4 с $\epsilon_r=4,5$ и толщиной $H=1,5$ мм выбраны $w_1=2,7$ мм, $w_2=1$ мм, $s_1=s_2=0,5$ мм, $l_1=9$ мм и $l_2=16$ мм, а размеры фильтра составили $34 \times 17,35$ мм². Полноволновое моделирование методом FDTD в диапазоне до 20 ГГц показало, что фильтр имеет основную полосу шириной 410 МГц с центральной частотой 2,4 ГГц (рисунок 3.11б). Кроме нее, фильтр имеет три побочные полосы с центральными частотами 4,5, 8,6 и 19,8 ГГц и ширинами 100, 1410 и 100 МГц, соответственно.

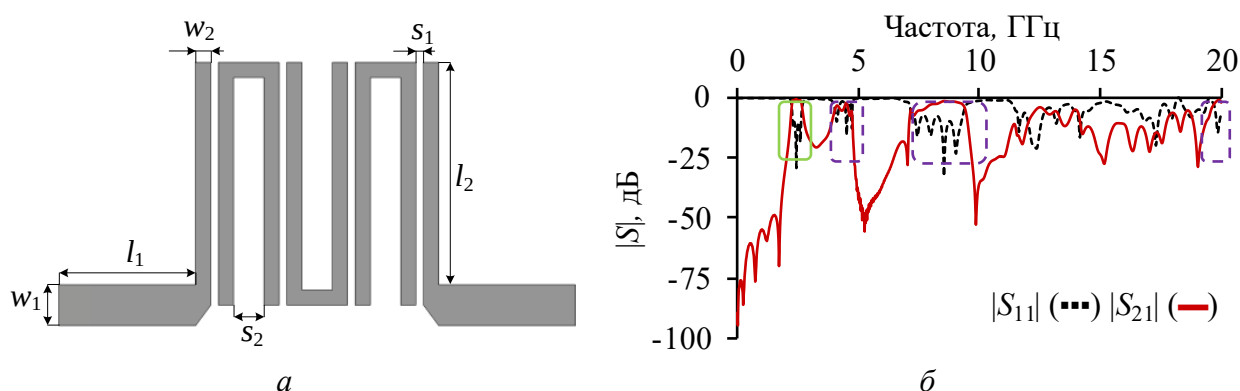


Рисунок 3.11 – Топология ППФ на трех шпилечных резонаторах (а) и рассчитанные частотные зависимости его S -параметров с отмеченными полосами пропускания (б)

Для подавления побочных полос пропускания в ППФ использован последовательно включенный ФНЧ, в качестве которого выбран виток меандровой линии (МЛ), основанный на модальном разложении. Модальное разложение импульсной помехи выполняется в витке, если его длительность t_Σ меньше удвоенной длины витка l , умноженной на разность максимальной $\tau_{\max}$ и минимальной $\tau_{\min}$ погонных задержек мод [47]. Есть ряд работ, в которых характеристики МЛ улучшают при помощи ступенчато-импедансной трассировки [91–94], но МЛ остаются длинными. Для повышения компактности их длину сокращают при помощи

магнитодиэлектрического поглотителя [67, 128]. Материал с большой ε_r усиливает модальные искажения, а его высокие потери повышают ослабление в полосе заграждения, вследствие чего улучшается подавление побочных полос пропускания [129]. Поэтому, для удаления побочных полос пропускания в ФНЧ выбран виток МЛ (рисунок 3.12а, б), покрытый поглотителем из подраздела 3.2, который имеет высокие потери в диапазоне частот побочных полос.

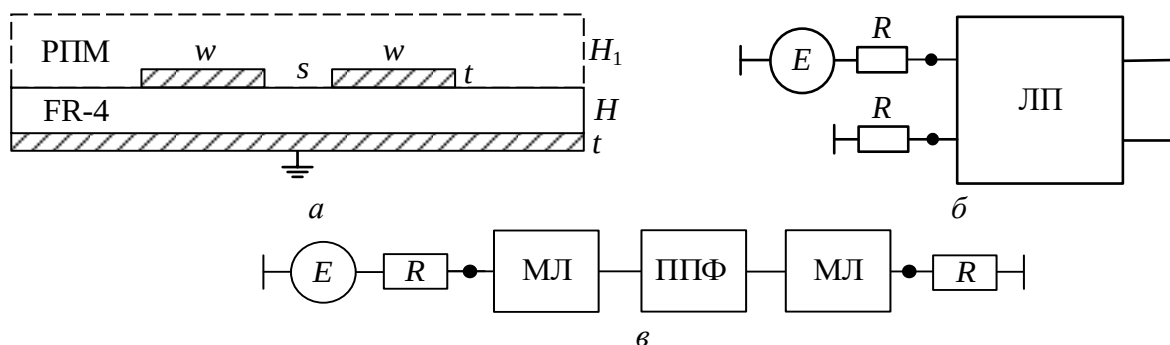
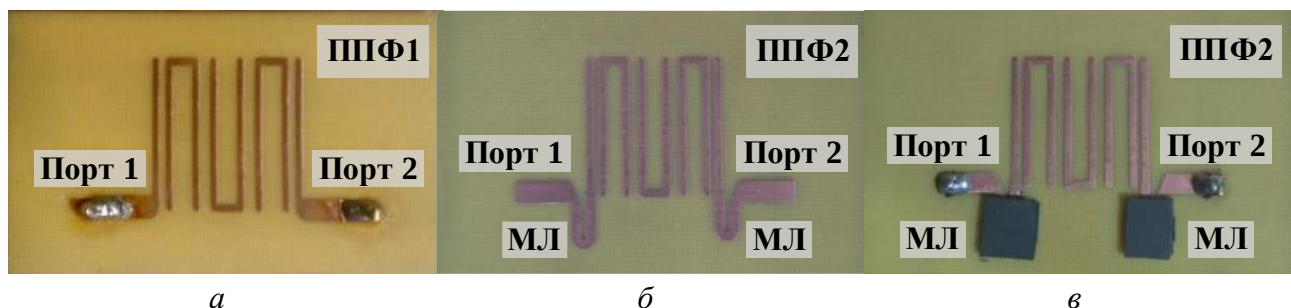


Рисунок 3.12 – Поперечное сечение витка МЛ с поглотителем (а), схема соединения витка МЛ (б) и схема последовательного включения витков МЛ и ППФ (в)

Два витка МЛ включены последовательно с ППФ по схеме МЛ-ППФ-МЛ (рисунок 3.12в). Для ограничения влияния витков на основную полосу частота среза витка $f_c^{\text{МЛ}}$ должна превышать сумму центральной частоты $f_{\text{ц}}^{\text{ППФ}}$ и половины ширины $\Delta f^{\text{ППФ}}$ основной полосы ППФ, и для исходного ППФ это требует частоты среза витка выше 2,6 ГГц:

$$f_c^{\text{МЛ}} > f_{\text{ц}}^{\text{ППФ}} + \Delta f^{\text{ППФ}} / 2. \quad (3.7)$$

Изготовлены прототипы исходного ППФ (ППФ1) размером $34 \times 20 \text{ мм}^2$ и ППФ с двумя витками МЛ (ППФ2) размером $35 \times 26 \text{ мм}^2$ без поглотителя и с ним (рисунок 3.13). Их S -параметры измерены на установке из пункта 3.1. У ППФ1 и ППФ2 без поглотителя на частотах 4,5 и 9 ГГц видны побочные полосы пропускания, в которых $|S_{21}|$ достигает минус 6 дБ, а у ППФ2 с поглотителем $|S_{21}|$ в диапазоне от 3 до 20 ГГц не превышает минус 19,6 дБ. Таким образом, далее под ППФ2 понимается прототип с поглотителем. Согласованность вычисленных и измеренных частотных зависимостей $|S_{21}|$ оценена методом FSV (п. 3.1.3): в гистограммах (рисунок 3.14) преобладают оценки «очень хорошо», «хорошо» и «удовлетворительно».



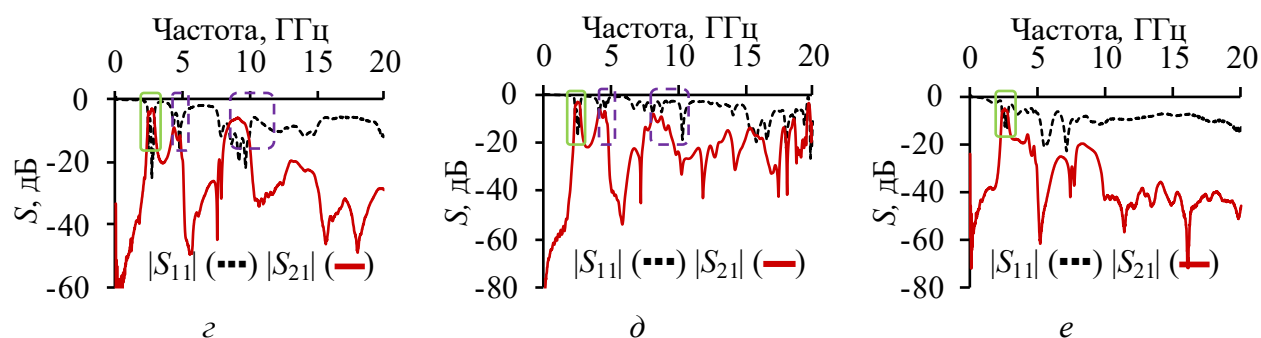


Рисунок 3.13 – Прототипы ППФ1 (а), ППФ2 без поглотителя (б) и ППФ2 с поглотителем (в) и измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ (---) и $|S_{21}|$ (—) ППФ1 (з), ППФ2 без поглотителя (д) и ППФ2 с поглотителем (е)

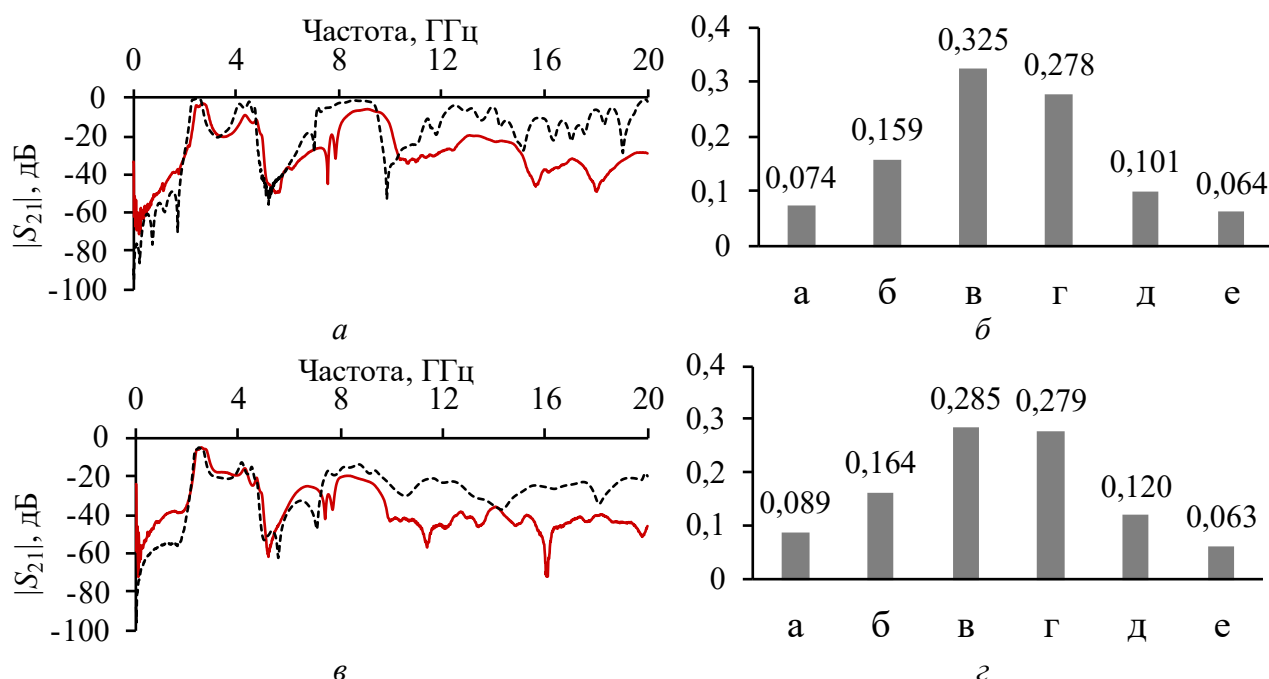


Рисунок 3.14 – Вычисленные (—) и измеренные (---) частотные зависимости $|S_{21}|$ и гистограммы FSV-анализа для ППФ1 (а, б) и ППФ2 (в, г)

Формы напряжения на выходе фильтров получены по измеренным S -параметрам по методике пункта 3.1.2 для помех 6, 9 и 2 из пункта 3.1.1: узкополосных с центральными частотами 0,85 и 4 ГГц и широкополосной с полосой от 0,1 до 6 ГГц (таблица 3.6, рисунок 3.15). Для помехи 0,85 ГГц максимальные напряжения на выходах фильтров почти равны, но спектральная плотность на частоте помехи у ППФ1 меньше, так как на этой частоте он вносит большее ослабление. Сильнее всего ППФ2 ослабляет широкополосную помеху в побочной полосе ППФ1 от 4 до 5 ГГц, где спектральная плотность на частоте 4,4 ГГц снижается с 0,025 до 0,0032 нВ/Гц.

Таблица 3.6 – Пиковые напряжения и спектральные плотности на выходах ППФ1 и ППФ2

Помеха	Параметр	ППФ1	ППФ2
Узкополосная, $f_{\text{ц}} = 0,85$ ГГц	$U_{\text{макс}}$, кВ	1,05	1,04
	VSD на $f_{\text{ц}}$, мкВ/Гц	0,46	3,24
Узкополосная, $f_{\text{ц}} = 4$ ГГц	$U_{\text{макс}}$, В	0,15	0,06
	VSD на $f_{\text{ц}}$, нВ/Гц	0,084	0,028
Широкополосная, от 0,1 до 6 ГГц	$U_{\text{макс}}$, В	0,11	0,07
	Средняя VSD , нВ/Гц	0,015	0,011
	VSD на 4,4 ГГц, нВ/Гц	0,025	0,0032

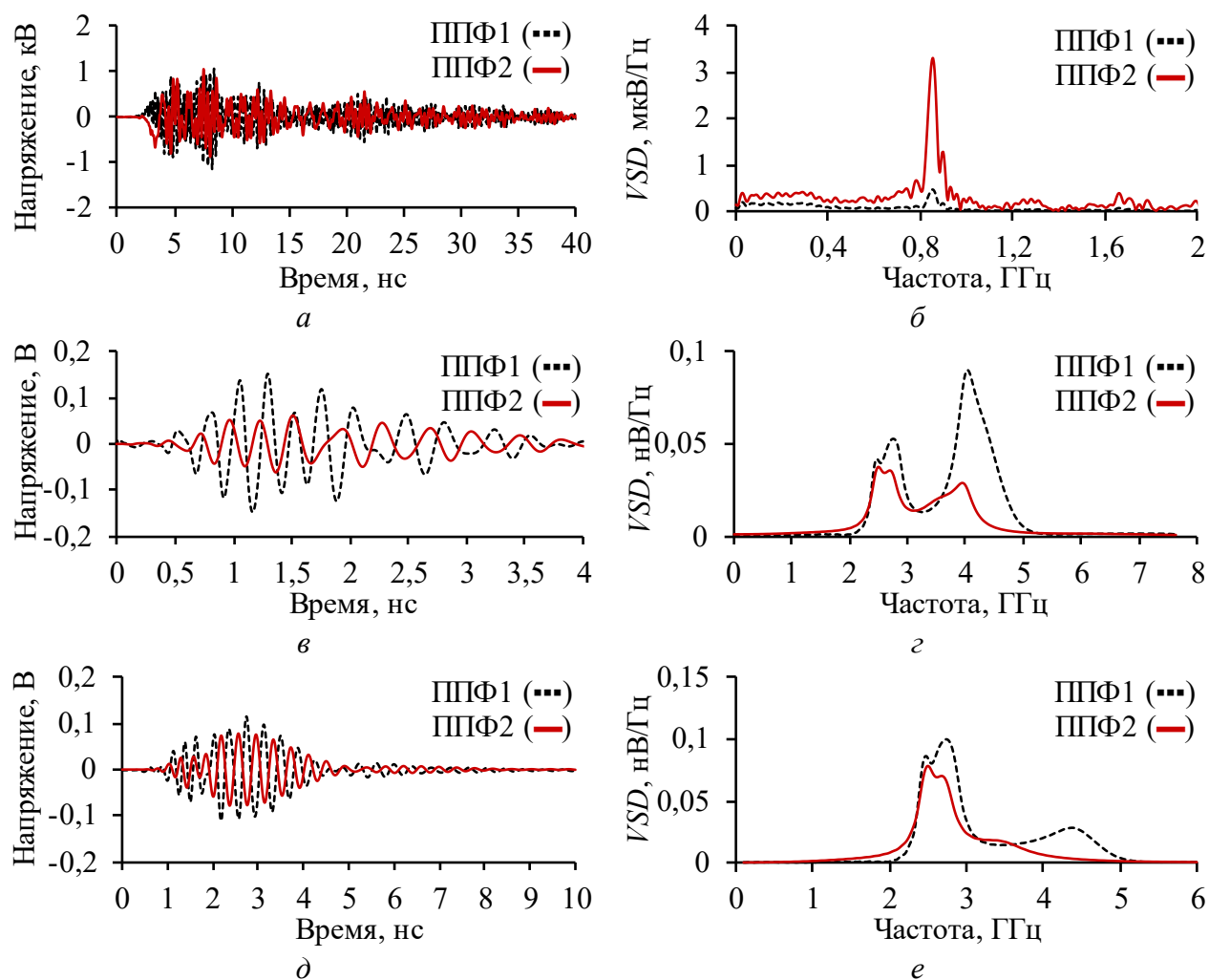


Рисунок 3.15 – Формы напряжения (*a*, *в*, *д*) и их спектральные плотности (*б*, *г*, *е*) на выходах ППФ1 (---) и ППФ2 (—) для узкополосных помех с центральными частотами 0,85 ГГц (*a*, *б*) и 4 ГГц (*в*, *г*) и широкополосной помехи (*д*, *е*)

Таким образом, два витка МЛ с поглотителем, включенные последовательно с ППФ третьего порядка, повышают наименьшее ослабление в диапазоне от 3 до 20 ГГц с 6 до 19,6 дБ при увеличении размеров прототипа с 34×20 до 35×26 мм². В откликах, вычисленных по измеренным *S*-параметрам, ППФ2 снижает максимальное напряжение на выходе для УП помехи с центральной частотой 4 ГГц с 0,15 до 0,06 В, а для СШП – с 0,11 до 0,07 В. Для помехи 0,85 ГГц, лежащей ниже основной полосы, меньшую спектральную плотность на выходе дает ППФ1, так как он вносит большее ослабление на этой частоте.

3.3.2 Фильтры нижних частот со связывающими проводниками

Модальное резервирование сочетает резервирование электрических цепей с ослаблением коротких импульсных помех. Резервная цепь предназначена для замещения резервируемой при ее отказе, а во время работы резервируемой цепи электромагнитная связь между их сигнальными проводниками используется для модального разложения помехи. В образованной этими проводниками связанной линии передачи возбуждаются моды с различными задержками распространения. Если линия согласована, а разность задержек мод превышает длительность помехового импульса, его составляющие разделяются во времени, что позволяет уменьшить пиковое напряжение на выходе.

Для реализации модального резервирования резервируемый и резервные проводники располагают близко друг к другу, поэтому одно механическое воздействие может повредить их одновременно. Если эти проводники разнести, их электромагнитная связь ослабевает и модальное разложение помехи пропадает. Способ трассировки со связывающим проводником, предложенный с участием автора и защищенный патентом [96], позволяет сохранить модальное разложение при разнесенных друг от друга сигнальных проводниках. На основе этого способа разработаны три ФНЧ, в которых связывающие проводники отделены от сигнальных слоев магнетодиэлектрического поглотителя.

Структура с однократным модальным резервированием поясняет способ (рисунок 3.16). В исходной структуре (без связывающего проводника) [130] резервируемый проводник соединяет источник с нагрузкой, а резервный проводник подключен с обоих концов к опорному через резисторы, и сопротивления всех резисторов равны 50 Ом. Сечение имеет параметры $d=w=0,3$ мм, $s=0,1$ мм, $h=0,51$ мм и $t=0,065$ мм при $\epsilon_r=10$, а длина линии равна 1 м. Квазистатический расчет отклика (п. 3.1, 3.1.1) исходной структуры на трапецеидальный импульс (1 в разделе 3.1.2) показал, что с ростом s с 0,1 до 10 мм погонные задержки мод меняются с 7,06 и 8,58 нс/м на 8,18 и 8,20 нс/м. Разность задержек при этом уменьшается с 1,52 до 0,02 нс/м, поэтому вместо двух импульсов разложения амплитудой 0,5 В, разнесенных примерно на 1,5 нс, на выходе остается один импульс амплитудой 1 В.

В патенте над резервируемым и резервным проводниками расположен связывающий проводник с параметрами $w_2=10,6$ мм и $h_2=0,51$ мм, соединенный с обоих концов с опорным проводником. При $s=0,1$ мм на выходе этой структуры образуются три импульса разложения, соответствующие модам с погонными задержками 3,42; 7,03 и 8,57 нс/м с амплитудами 50, 470 и 435 мВ, а при $s=10$ мм задержки составляют 4,04; 7,57 и 7,89 нс/м с амплитудами 31, 500 и 465 мВ. Следовательно, связывающий проводник сохраняет модальное разложение и уменьшение амплитуды помехи примерно в 2 раза при разнесенных проводниках, а также,

предположительно, может защищать их от механического повреждения. При этом импульсы с наименьшими задержкой и амплитудой (около 3,5 – 4,5 нс на рисунке 3.16) создает дополнительная мода, которая распространяется преимущественно в воздухе между сигнальными проводниками.

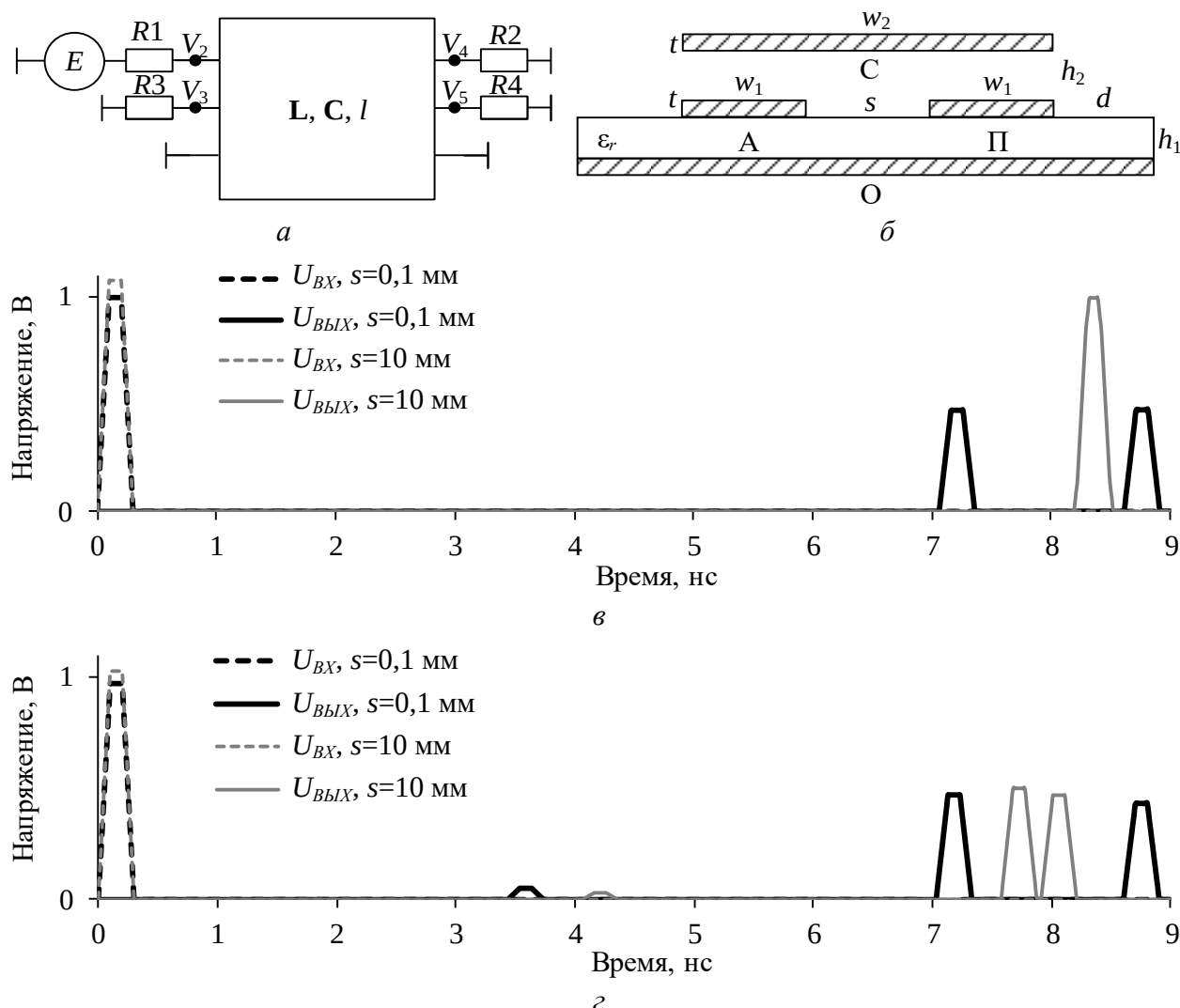


Рисунок 3.16 – Схема включения (а) и поперечное сечение (б) структуры с однократным модальным резервированием и связывающим проводником, формы напряжения на входе и выходе без связывающего проводника (в) и с ним (г) при $s=0,1$ мм и $s=10$ мм

Для многопроводных структур, также предложен способ удаленной компоновки печатных проводников с сохранением модальной фильтрации [97]. Исходная структура (рисунок 3.17) [131] состоит из 6 проводников. Проводник 1 активный (А), резервируемый, на одном конце соединен с источником, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. E и внутренним сопротивлением $R1$, а на другом – с нагрузкой, представленной сопротивлением $R2$. Проводники 2, 3 и 4 пассивные (П), резервные, подключены к схемной земле на ближних концах через резисторы $R3, R5$ и $R7$, а дальних – $R4, R6$ и $R8$. Проводники 5 и 6 опорные (О), представляют собой общую схемную землю. Номиналы резисторов равны 50 Ом. Параметры: $w=w_1=1$ мм, $s=0,7$ мм, $H=0,922$ мм, $h=0,51$ мм, $t=0,035$ мм, $d=5$ мм, $\epsilon_r=4,5$,

$l=1$ м. На рисунке 3.18 представлены результаты квазистатического моделирования при $s=0,1$ и 10 мм.

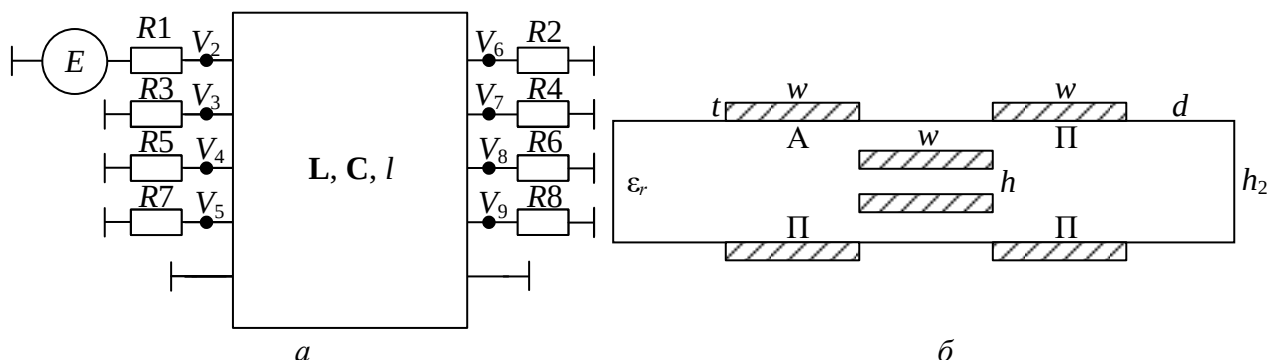


Рисунок 3.17 – Эквивалентная схема включения (а) и поперечное сечение (б) для исходной структуры с трехкратным МР

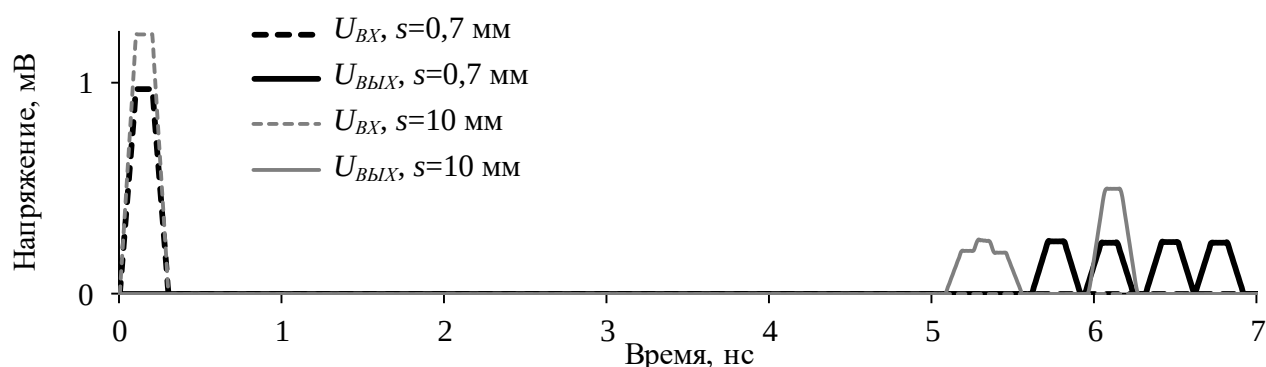


Рисунок 3.18 – Формы напряжения на входе и выходе при $s=0,1$ мм и $s=10$ мм

При $s=0,7$ мм на выходе наблюдаются 4 импульса разложения с задержками около 5,3, 6, 6,3, 6,6 нс и амплитудами по 250 мВ, в то время как при $s=10$ мм – только 2 импульса с амплитудами около 300 и 500 мВ. Таким образом, при $s=10$ мм модальное разложение СШП-помехи выполняется неполностью.

На рисунке 3.19 приведены принципиальная схема и поперечное сечение структуры для заявленного способа с трехкратным МР [97]. В отличие от исходной, структура имеет два дополнительных, связывающих (С) проводника, которые соединены с обоих концов со схемной землей. Параметры: $w_2=9$ мм, $w_3=12$ мм, $h_1=0,51$ мм, $h_2=1,24$ мм, $h_3=0,75$ мм (значения параметров, совпадающих с исходными, такие же). На рисунке 3.20 представлены результаты квазистатического моделирования для прототипа, при $s=0,1$ и 10 мм.

При $s=0,7$ мм на выходе наблюдаются 5 импульсов разложения с амплитудами около 125, 250, 249, 200 и 160 мВ, а при $s=10$ мм – 100, 250, 160, 250 и 210 мВ. Таким образом, два связывающих проводника, расположенные зеркально-симметрично [97], сохраняют при $s=10$ мм 5 импульсов с амплитудами от 100 до 250 мВ, что соответствует уменьшению амплитуды помехи примерно в 4 раза.

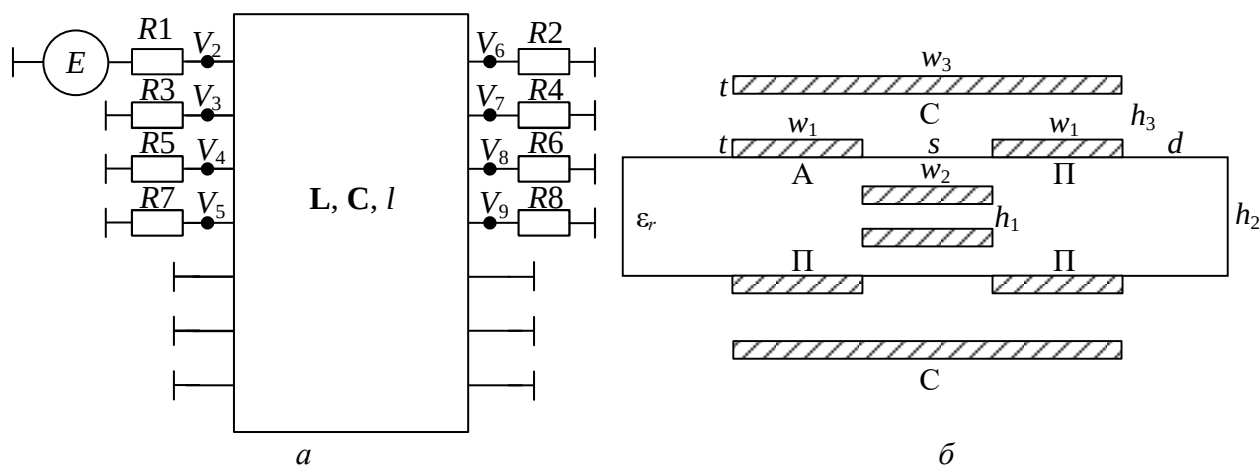


Рисунок 3.19 – Эквивалентная схема включения (а) и поперечное сечение (б) для заявленного способа с трехкратным МР

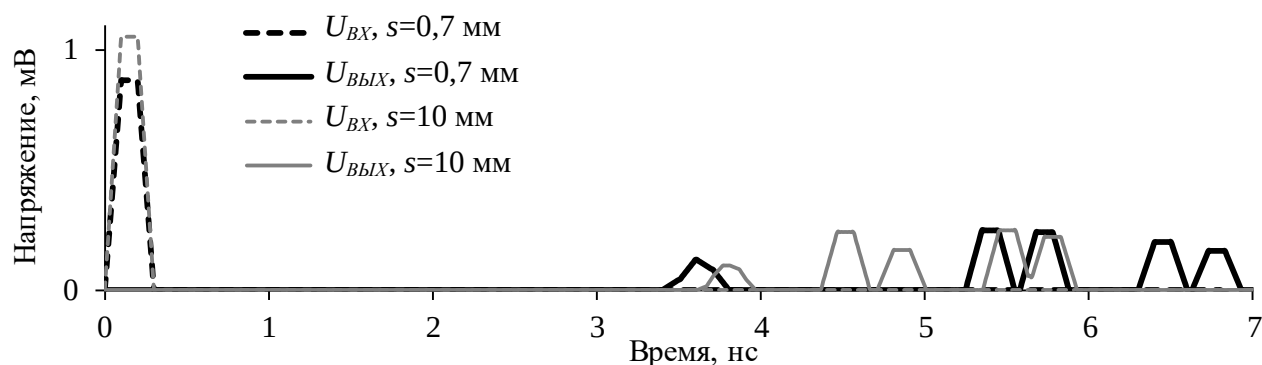


Рисунок 3.20 – Формы напряжения на входе и выходе при $s=0,1 \text{ мм}$ и $s=10 \text{ мм}$

Для изготовления выбраны три модальных фильтра (МФ1, МФ2 и МФ3), для которых в результате предварительного квазистатического моделирования получены оптимальные параметры поперечного сечения с точки зрения технологичности. МФ1 содержит один связывающий проводник и обеспечивает однократное модальное резервирование, а зеркально-симметричные МФ2 и МФ3 содержат по два связывающих проводника и обеспечивают трехкратное резервирование. МФ2 выполнен на двусторонней ПП, а МФ3 – на 4-слойной. Параметры сечений фильтров подобраны с помощью генетического алгоритма так, чтобы уменьшить амплитуду помехи на выходе, согласовать фильтр и выровнять интервалы между импульсами разложения. МФ1 и МФ2 дополнительно испытаны в uТЕМ-камере на излучаемые эмиссии и восприимчивость к излучаемым помехам.

МФ1 [95] представляет собой трехпроводную связанную линию (рисунок 3.21). Активный (А) и пассивный (П) сигнальные проводники МФ1 расположены на верхнем слое платы из FR4, опорный проводник (О) – на нижнем слое, а связывающий проводник (С) – на второй плате над сигнальными. Плата из FR4 имеет толщину $h_1=1,5 \text{ мм}$, $\epsilon_{r1}=4,51$ и $\text{tg}\delta_1=0,018$, а толщина ее металлизации равна 50 мкм. Промежуток толщиной $h_2=1 \text{ мм}$ между платами заполнен поглотителем ЗИПСИЛ 410 РПМ-Л (п. 3.2) с $\epsilon_{r2}=20,1$, $\mu_{r2}=4$ и $\text{tg}\delta_2=0,1$, при этом неоднородное заполнение изменяет погонные задержки мод. Параметры сечения МФ1 после

оптимизации равны $s=10$ мм, $w_1=0,5$ мм и $w_2=11$ мм. Сопротивления резисторов R_1, R_2, R_3 и R_4 равны 50 Ом, R_5 и R_6 равны 1 МОм, а плата размером 100×100 мм² с регулярным участком длиной 73 мм удовлетворяет требованиям к испытаниям в uТЕМ-камере [132].

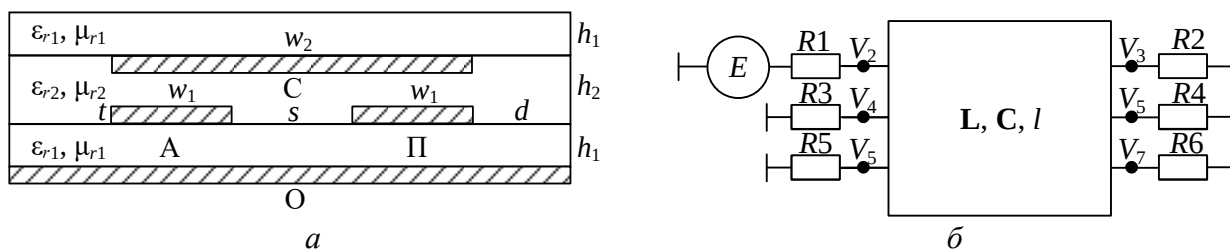


Рисунок 3.21 – Поперечное сечение (а) и схема включения (б) МФ1 со связывающим проводником на слое поглотителя

МФ2 (рисунок 3.22) имеет 10 проводников: активный, три пассивных, 4 опорных и 2 связывающих. Фильтр собран из трех двусторонних ПП, соединенных слоями поглотителя, причем пассивные проводники нагружены на резисторы 50 Ом, а связывающие соединены с опорными на обоих концах через резисторы 1 МОм. После оптимизации расстояние между сигнальными проводниками $s_1=10$ мм, расстояние между сигнальными и опорными проводниками $s_2=3$ мм, ширина сигнальных и опорных проводников $w_1=w_2=3$ мм и ширина связывающих проводников $w_3=11$ мм. Плата МФ2 размером 100×100 мм имеет регулярный участок длиной 65 мм.

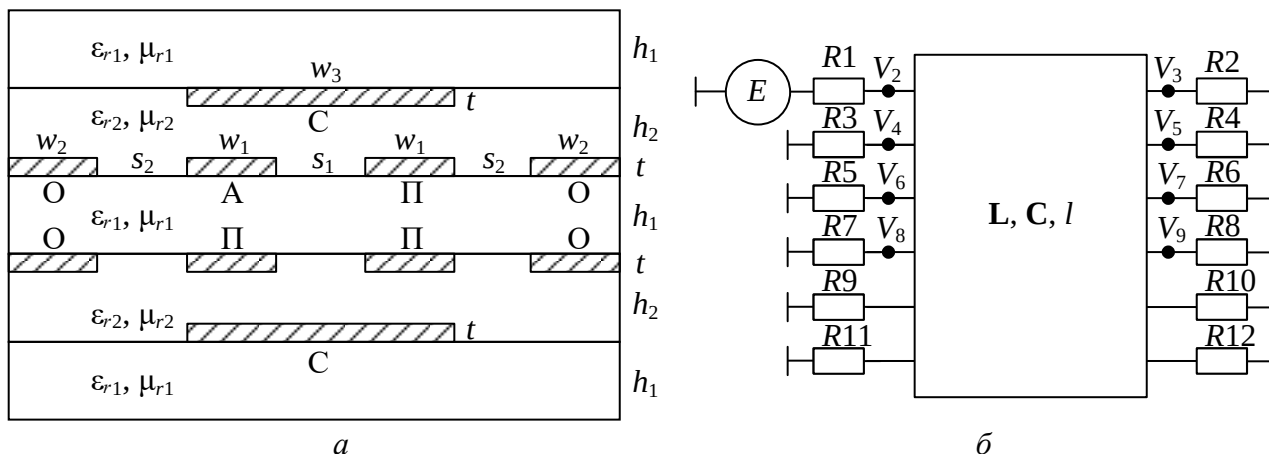


Рисунок 3.22 – Поперечное сечение (а) и схема включения (б) МФ2 на двусторонней ПП с двумя связывающими проводниками

МФ3 (рисунок 3.23) имеет 8 проводников: активный, три пассивных, два опорных и два связывающих, подключенных, как в МФ2. Сигнальные проводники МФ3 расположены на внешних слоях 4-слойной платы, а платы со связывающими проводниками приклеены к ней сверху и снизу слоями поглотителя. Параметры сечения МФ3 после оптимизации совпадают с параметрами МФ2, а плата МФ3 размером $27,5 \times 168$ мм² с регулярным участком длиной 142 мм превышает допустимые для uТЕМ-камеры размеры.

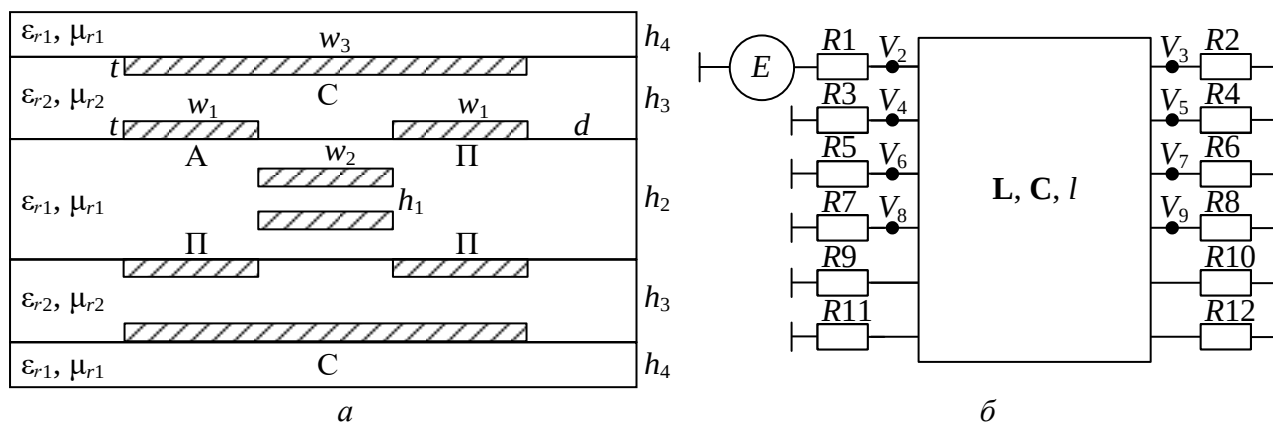


Рисунок 3.23 – Поперечное сечение (а) и схема включения (б) МФ3 на 4-слойной ПП с двумя связывающими проводниками

Оценка влияния связывающих проводников выполнена при помощи квазистатического моделирования (п. 3.1). Каждый фильтр имел 3 состояния: без поглотителя и связывающих проводников, только с поглотителем, с поглотителем и связывающими проводниками (таблица 3.7). Без связывающих проводников погонные задержки мод попарно близки, и поглотитель сохраняет эту близость. Каждый связывающий проводник добавляет одну основную моду, поэтому число мод растет с двух до трех в МФ1 и с 4 до 6 в МФ2 и МФ3. Разность наибольшей и наименьшей погонных задержек при этом растет с 0,07 до 9,63 нс/м в МФ1, с 1,60 до 13,15 нс/м в МФ2 и с 0,49 до 11,08 нс/м в МФ3.

Таблица 3.7 – Погонные задержки мод МФ1, 2 и 3 по квазистатическому моделированию

Фильтр	Вариант	τ , нс/м	$\tau_{\max}-\tau_{\min}$, нс/м
МФ1	Без поглотителя и связывающего проводника	5,7403; 5,8103	0,07
	С поглотителем	10,697; 10,987	0,3
	С поглотителем и связывающим проводником	9,5043; 16,136; 19,137	9,63
МФ2	Без поглотителя и связывающих проводников	4,485; 4,542; 6,055; 6,084	1,60
	С поглотителем	10,041; 10,097; 13,213; 13,298	3,26
	С поглотителем и связывающими проводниками	9,971; 12,042; 14,439; 19,719; 22,805; 23,122	13,15
МФ3	Без поглотителя и связывающих проводников	5,393; 5,491; 5,880; 5,886	0,49
	С поглотителем	11,62; 11,63; 12,09; 12,33	0,71
	С поглотителем и связывающими проводниками	12,31; 13,49; 14,55; 15,87; 20,11; 23,39	11,08

Рост разности задержек поясняет диаграмма распределения напряженности электрического поля мод МФ1 (рисунок 3.24). Без поглотителя и связывающего проводника наибольшая напряженность электрического поля синфазной моды сосредоточена в FR4 между сигнальными проводниками и опорной плоскостью, а дифференциальной – в воздухе между сигнальными проводниками, поэтому она распространяется быстрее. С поглотителем

и связывающим проводником поле моды TV_1 остается преимущественно в FR4, поэтому ее погонная задержка наименьшая и равна 9,5043 нс/м. Поля мод TV_2 и TV_3 сосредоточены в поглотителе, и их задержки равны 16,136 и 19,137 нс/м. Частотные зависимости постоянных распространения подтверждают наличие трех основных мод и показывают, что высшие типы волн распространяются, начиная с 2,2 ГГц.

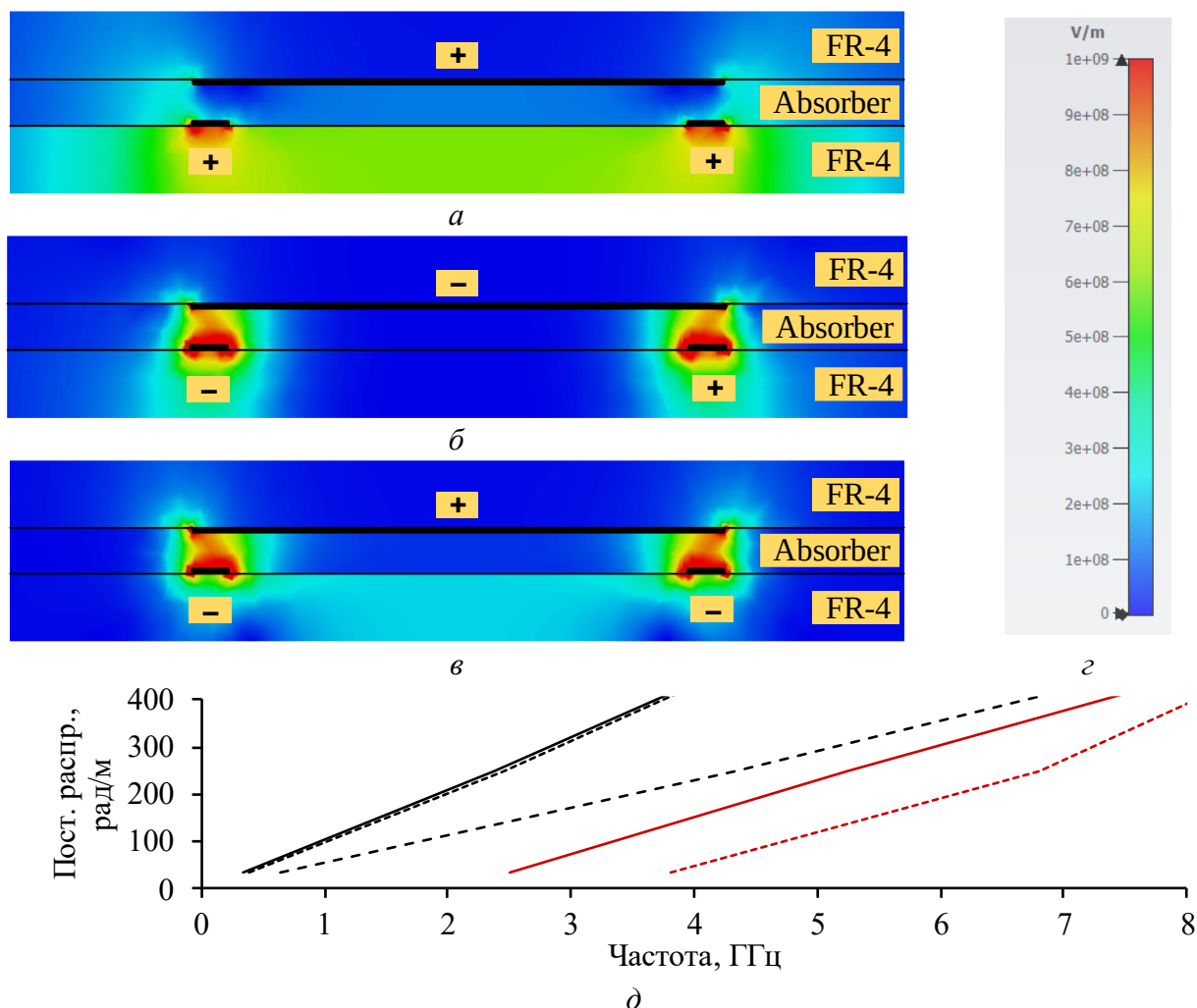


Рисунок 3.24 – Распределения напряженности электрического поля мод TV_1 (а), TV_2 (б) и TV_3 (в) МФ1 с поглотителем и связывающим проводником, шкала напряженности поля (з) и частотные зависимости постоянных распространения пяти мод (д)

Изготовленные фильтры показаны на рисунке 3.25. Сборка выполнена за счет применения жидкого поглотителя с отвердителем, как клеей основы между ПП и листами твердого поглотителя, который исследован ранее (раздел 3.2). На основных ПП выполнен монтаж SMA-соединителей навесного монтажа и резисторов с типоразмерами 0805 и сопротивлением 50 Ом. У МФ1 сигнальные проводники расположены на лицевой стороне основной платы, а опорный полигон и посадочные места 4 SMA-соединителей – на обратной. У МФ2 и МФ3 сигнальные проводники и резисторы расположены на обеих сторонах основной ПП, а связывающие – на двух дополнительных платах.

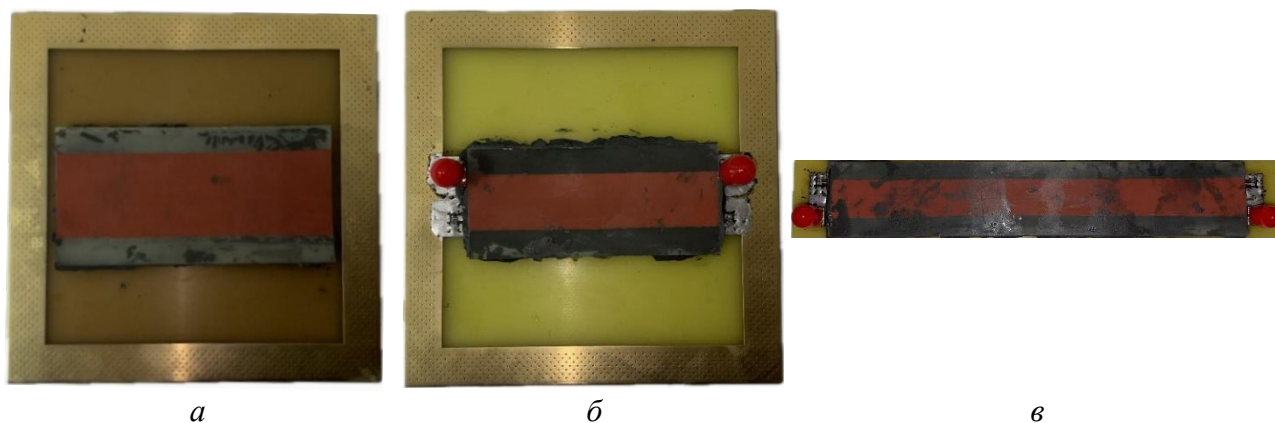


Рисунок 3.25 – Изготовленные МФ1 (а), МФ2 (б) и МФ3 (в)

S -параметры фильтров рассчитаны полноволновым методом FDTD и измерены (п. 3.1) в диапазоне от 0,01 до 10 ГГц. Все три фильтра имеют частотную характеристику ФНЧ, а связывающие проводники снижают ее частоту среза по уровню минус 3 дБ, так как усиливают модальные искажения. Измеренная частота среза МФ1 без связывающего проводника и поглотителя равна 5,3 ГГц, а с ними 0,9 ГГц (рисунок 3.26). У МФ2 измеренная частота среза по уровню минус 3 дБ снижается с 0,7 до 0,3 ГГц, а у МФ3 – с 1,8 до 0,5 ГГц (рисунок 3.27).

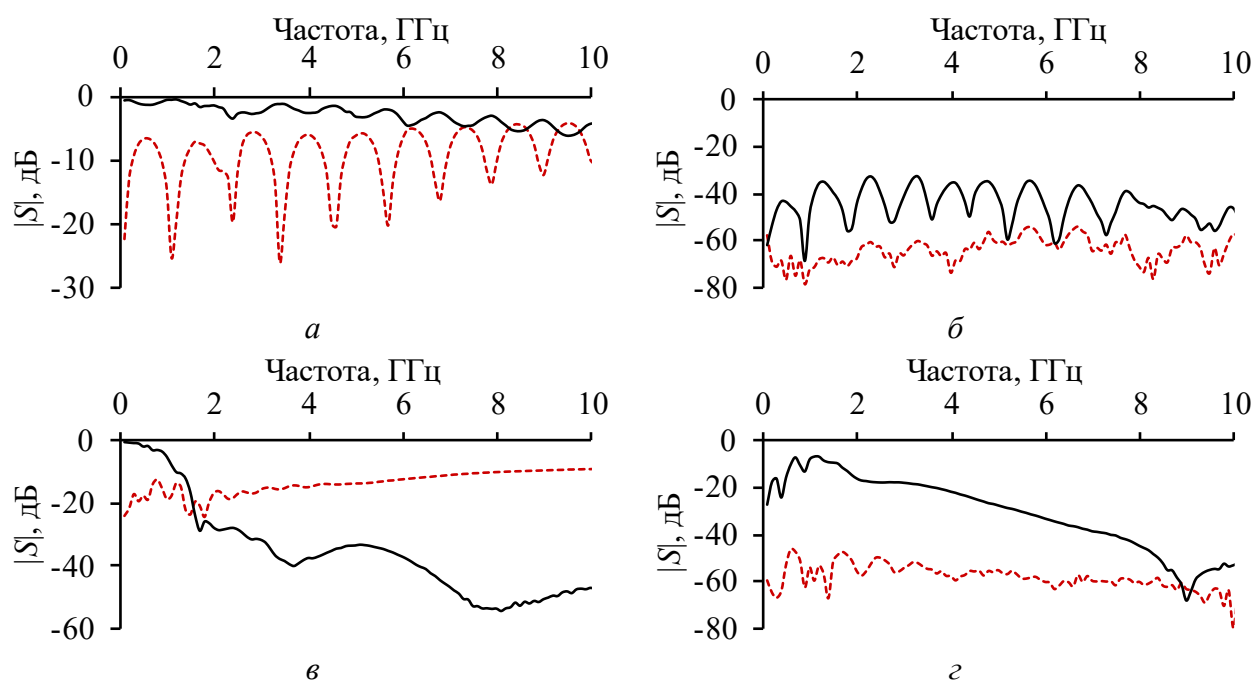


Рисунок 3.26 – Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ (---) и $|S_{21}|$ (—) (а, б), $|S_{31}|$ (---) и $|S_{41}|$ (—) (б, г) МФ1 без связывающего проводника и поглотителя (а, б) и с ними (в, г)

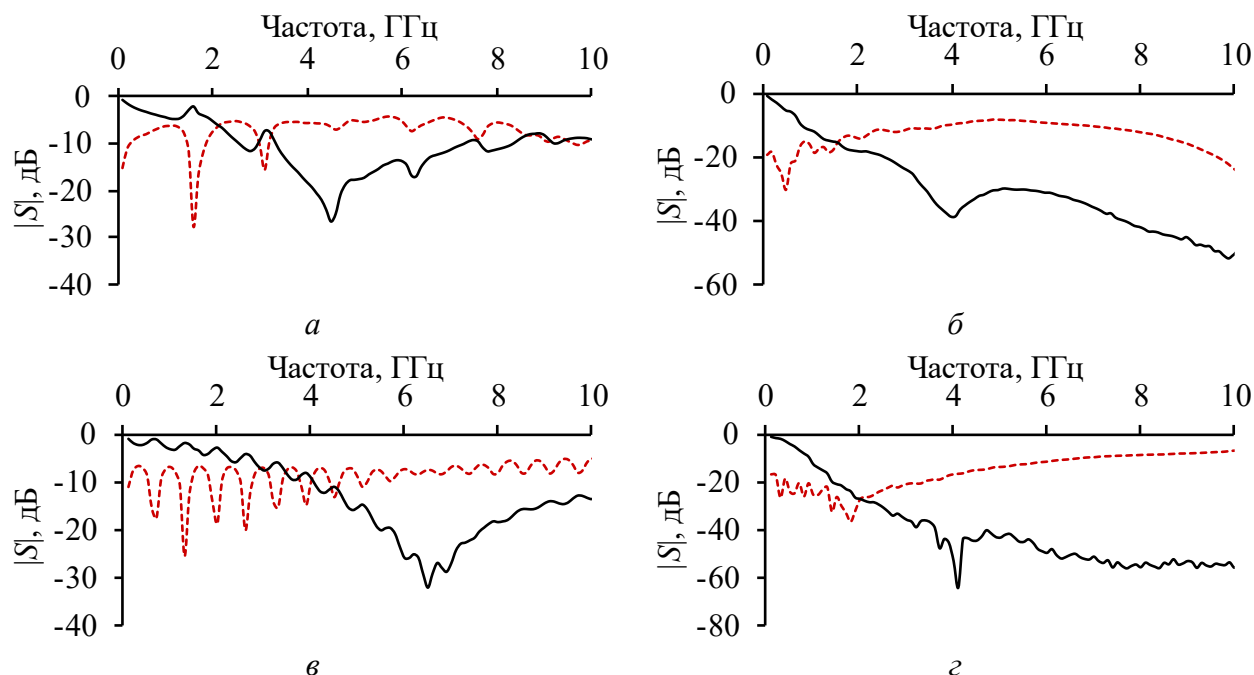


Рисунок 3.27 – Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ (---) и $|S_{21}|$ (—) МФ2 (а, б) и МФ3 (в, г) без связывающих проводников (а, в) и с ними (б, г)

Связывающие проводники также улучшают согласование МФ2 и МФ3 и усиливают связь сигнальных проводников МФ1. Со связывающими проводниками измеренный $|S_{11}|$ в полосе пропускания составляет около минус 20 дБ у МФ2 и минус 17 дБ у МФ3, а без них достигает минус 6,4 и минус 6,7 дБ, соответственно. У МФ1 наибольший измеренный $|S_{41}|$ растет с минус 27,8 до минус 7,1 дБ, а $|S_{31}|$ в обоих вариантах остается ниже минус 40 дБ. По расчету со связывающим проводником $|S_{31}|$ и $|S_{41}|$ МФ1 изменяются от минус 28 до минус 7,5 дБ на частотах до 2 ГГц, а без него – от минус 60 до минус 31 дБ.

Оценка сходимости вычисленных и измеренных зависимостей $|S_{21}|$ выполнена при помощи FSV-анализа (п. 3.1.3). Гистограммы FSV (рисунок 3.28) показали приемлемую сходимость всех вариантов, причем наибольшая доля оценок «отлично» у МФ2 со связывающими проводниками (около 0,22), а наименьшая – у МФ1 со связывающим проводником (около 0,04).

Излучаемые эмиссии и восприимчивость МФ1 и МФ2 измерены при помощи uТЕМ-камеры. Плата была расположена так, чтобы сигнальные проводники были параллельны центральному проводнику камеры (положение 0°) или перпендикулярны ему (положение 90°), а свободные порты были нагружены на 50 Ом. Напряжение, наводимое центральным проводником камеры на вход и выход фильтра, оценивалось по $|S_{21}|$, наибольшие рассчитанные и измеренные значения которого приведены в таблице 3.8, а измеренные зависимости на рисунке 3.29. Связывающие проводники повышают уровень эмиссий в диапазоне от 0,3 до 1,6 ГГц по результатам моделирования и от 0,46 до 1,5 ГГц по результатам эксперимента. Например, у МФ1 в положении 0° наибольший измеренный уровень, при добавлении

связывающего проводника на слое поглотителя, растет с минус 25,3 до минус 16,2 дБ. С ростом частоты уровень эмиссий фильтров со связывающими проводниками снижается, что объясняется диэлектрическими потерями в поглотителе.

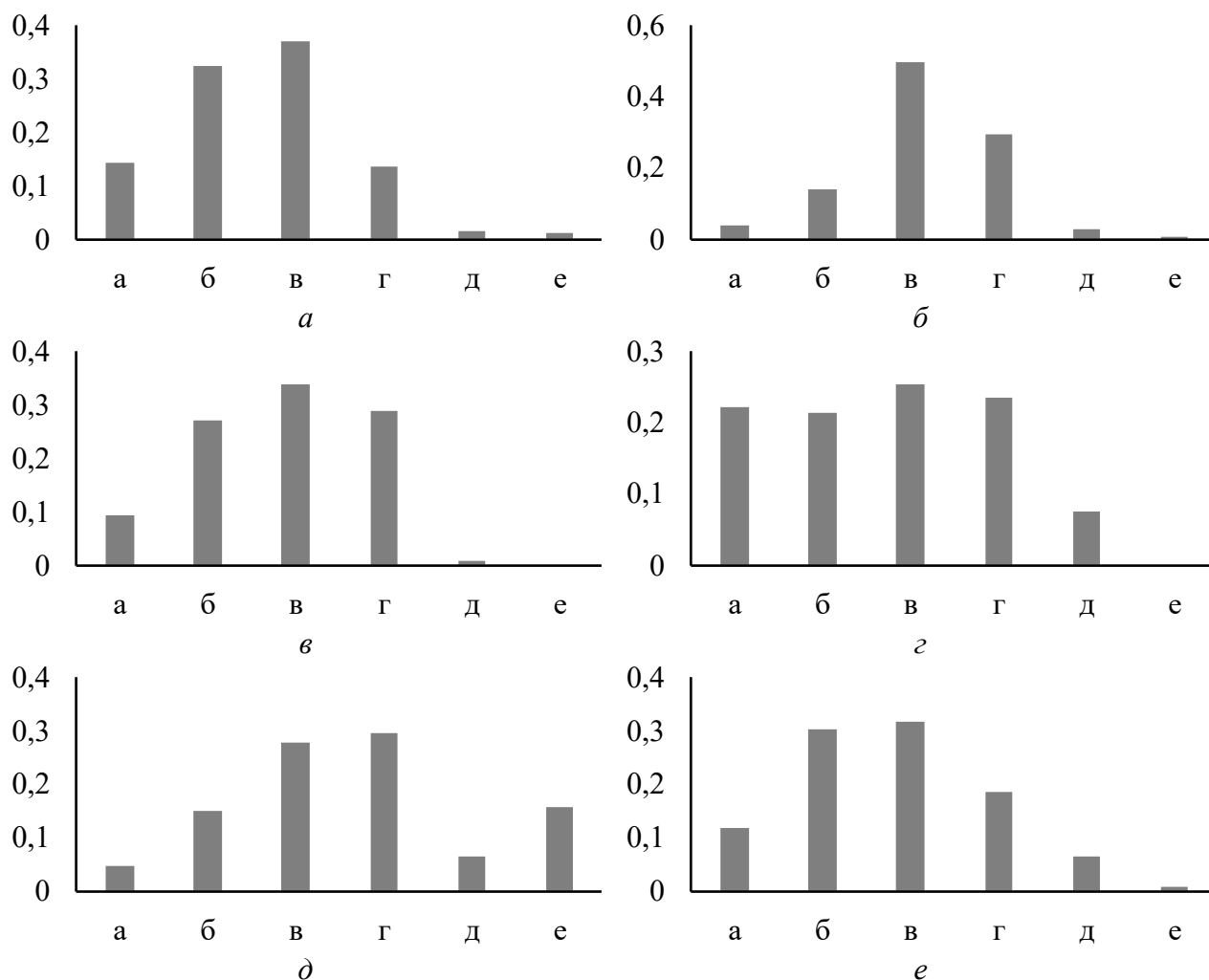


Рисунок 3.28 – Гистограммы FSV для частотных зависимостей $|S_{21}|$, полученных в результате моделирования и измерений, для МФ1 (а, б), МФ2 (в, г) и МФ3 (д, е) без связывающих проводников (а, в, д) и с ними (б, г, е)

Таблица 3.8 – Наибольшие значения $|S_{21}|$ в uTEM-камере и частоты, на которых они получены

Фильтр	Положение	Данные	Без связывающих проводников		Со связывающими проводниками	
			Уровень, дБ	Частота, ГГц	Уровень, дБ	Частота, ГГц
МФ1	0°	расчет	-24,192	4,98	-21,7	0,46
		измерение	-25,3	3	-16,2	0,56
	90°	расчет	-35	1,28	-21,2	1,86
		измерение	-29,7	1,7	-25	4,6
МФ2	0°	расчет	-20,2	4,45	-28,5	0,4
		измерение	-25,5	4	-22,8	0,52
	90°	расчет	-21,5	1,66	-21,5	0,83
		измерение	-19,8	1,15	-16,4	1,76

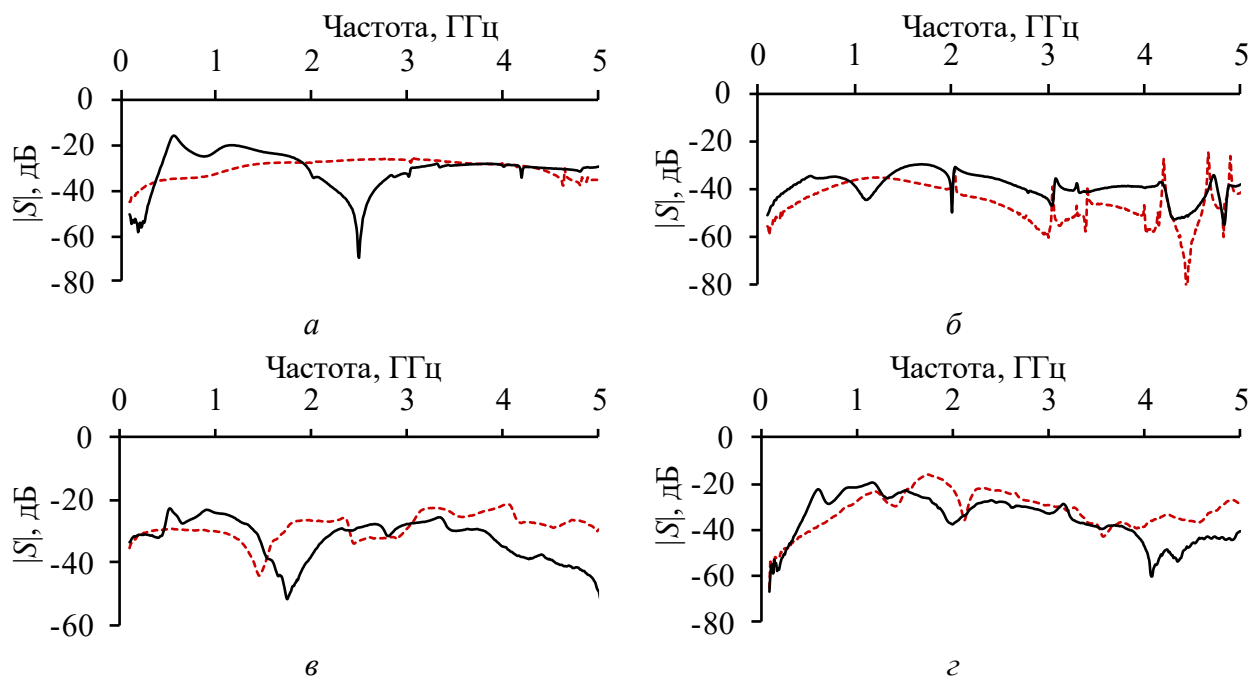


Рисунок 3.29 – Измеренные в uTEM-камере частотные зависимости $|S_{21}|$ без связывающих проводников (---) и с ними (—) для МФ1 (а, б) и МФ2 (в, г) в положениях 0° (а, в) и 90° (б, г)

Отклики на трапецеидальный импульс, затухающую синусоиду и гауссов импульс (воздействия 1, 11 и 3 из п. 3.1.1) получены для вычисленных и измеренных S -параметров (п. 3.1 и 3.1.2). Пиковые напряжения на выходе приведены в таблице 3.9, а отклики на гауссов импульс – на рисунке 3.30.

Таблица 3.9 – Пиковые напряжения на выходе фильтров, В

Воздействие	Фильтр	Без связывающих проводников		Со связывающими проводниками	
		Расчет	По измеренным S -параметрам	Расчет	По измеренным S -параметрам
Трапецеидальный импульс	МФ1	0,888	0,876	0,127	0,197
	МФ2	0,42	0,409	0,125	0,157
	МФ3	0,426	0,514	0,092	0,142
Затухающая синусоида	МФ1	0,729	0,705	0,051	0,079
	МФ2	0,208	0,179	0,047	0,067
	МФ3	0,304	0,316	0,03	0,05
Гауссов импульс	МФ1	0,761	0,722	0,061	0,062
	МФ2	0,339	0,311	0,054	0,064
	МФ3	0,321	0,42	0,019	0,035

Связывающие проводники уменьшают пиковое напряжение на выходе всех трех исследованных фильтров для рассмотренных воздействий. В частности, пиковое напряжение гауссова импульса на выходе МФ1, рассчитанное по измеренным S -параметрам, уменьшается с 0,722 до 0,062 В. В целом, для измеренных S -параметров, наибольшее ослабление показано для МФ3 со связывающими проводниками, в 7, 19 и 26 раз при трапецеидальном, синусоидальном и гауссовом воздействиях соответственно. Однако, МФ3 обладает наибольшей длиной $l=142$ мм, против 73 и 65 мм у МФ1 и 2, соответственно. Наименьшее

ослабление получено у МФ1 при трапецеидальном и синусоидальном воздействиях (в 5 и 12 раз) и у МФ2 при гауссовом импульсе (в 14,4 раза).

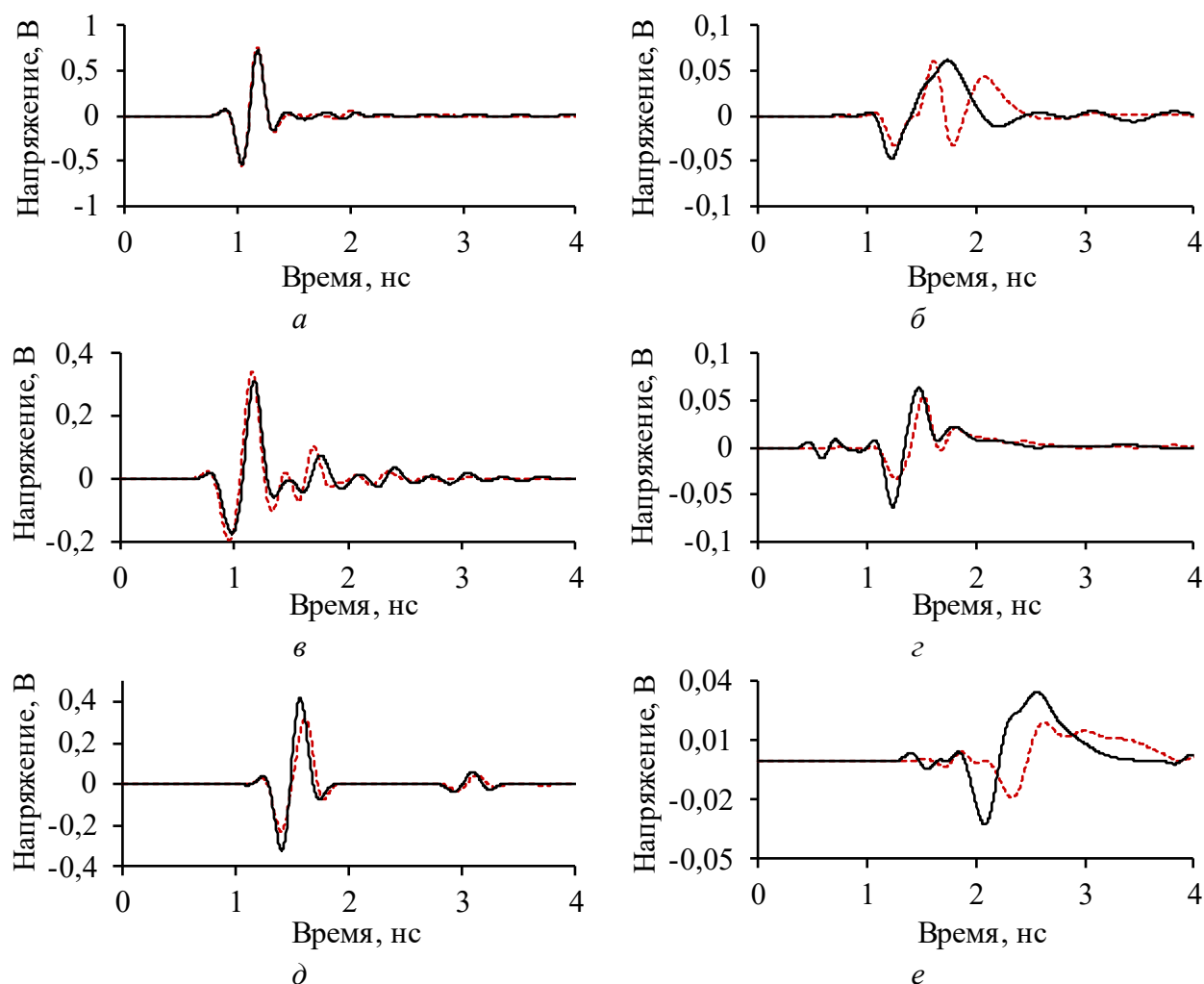


Рисунок 3.30 – Отклики на гауссов импульс МФ1 (*a*, *б*), МФ2 (*в*, *г*) и МФ3 (*д*, *е*) без связывающих проводников (*a*, *в*, *д*) и с ними (*б*, *г*, *е*), рассчитанные по результатам моделирования (---) и по измеренным S -параметрам (—)

Ослабление по результатам моделирования в среднем выше, чем по измеренным S -параметрам, вероятно, из-за воздушных зазоров, оставшихся при склейке плат, и неравномерной толщины слоя поглотителя. Нормы N_2 , N_3 , N_4 и N_5 откликов (п. 3.1.2), вычисленных по измеренным S -параметрам фильтров со связывающими проводниками, приведены в таблице 3.10. Для всех трех воздействий наибольшие нормы N_4 и N_5 у МФ1, наибольшая N_2 у МФ2, а наименьшая N_3 у МФ2 и наибольшая у МФ3. Для синусоидального и гауссова воздействий наименьшие N_1 , N_4 и N_5 у МФ3.

Таким образом, каждый связывающий проводник на слое поглотителя добавляет в линию с сигнальными проводниками, разнесенными на 10 мм (20 мм для МФ1), одну основную моду. Разность погонных задержек мод при этом для МФ1 растет с 0,07 до 9,63 нс/м, для МФ2 – с 1,60 до 13,15 нс/м, а для МФ3 – с 0,49 до 11,08 нс/м. Также наблюдаются усиление модальных искажений и снижение частот среза. Так, например, частота среза МФ1 снижается

с 5,3 до 0,9 ГГц, а пиковое напряжение гауссова импульса на его выходе, полученное для измеренных S -параметров, уменьшается более чем в 11 раз. Результат ограничен ростом уровня излучаемых эмиссий в диапазоне от 0,3 до 1,6 ГГц и тем, что ослабление изготовленных фильтров ниже расчетного, вероятно, из-за качества их сборки.

Таблица 3.10 – Нормы откликов фильтров со связывающими проводниками, рассчитанных по измеренным S -параметрам

Воздействие	Фильтр	$N_2, 10^{-10}$	$N_3, 10^{10}$	$N_4, 10^{10}$	$N_5, 10^6$
Трапецеидальный импульс	МФ1	0,08491	0,9346	1,277	3,968
	МФ2	0,19	0,9145	1,04	2,88
	МФ3	0,1377	0,9852	1,049	3,128
Затухающая синусоида	МФ1	0,1026	0,297	0,4527	1,327
	МФ2	0,264	0,2902	0,4416	1,12
	МФ3	0,186	0,3127	0,392	1,031
Гауссов импульс	МФ1	0,04552	0,1211	0,4334	1,184
	МФ2	0,08272	0,1199	0,3459	1,038
	МФ3	0,03745	0,1276	0,3079	0,7793

3.3.3 Четырехслойная зеркально-симметричная структура с поглотителем

В этом пункте оценено, как слои поглотителя между ПП влияют на подавление помех 4-проводной зеркально-симметричной структурой с модальным резервированием. Первый проводник структуры резервируемый, три других резервные, а пятый служит опорным. Модель структуры включает три двухслойные ПП, разделенные слоями поглотителя из подраздела 3.2 (рисунок 3.31а, б). Для предварительного моделирования выбраны толщина ПП $H_{PCB}=220$ мкм, толщина слоев поглотителя $H_{EMA}=1000$ мкм, толщина проводников $t=35$ мкм, электрофизические параметры ПП $\epsilon_{r1}=3,38$ и $\text{tg}\delta_1=0,0027$, а поглотителя – $\epsilon_{r2}=20,1$ и $\text{tg}\delta_2=0,1$. Общая длина топологии составила $l=0,1$ м.

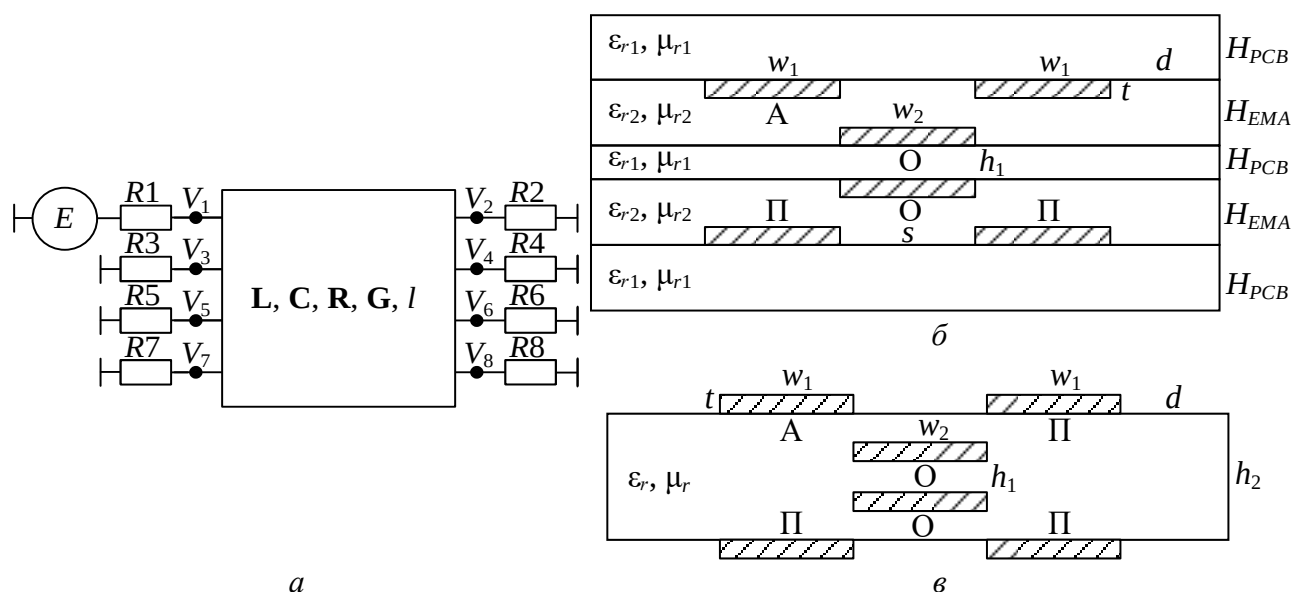


Рисунок 3.31 – Эквивалентная схема включения (а) и поперечное сечение структуры с поглотителем (б), поперечное сечение структуры с однородным диэлектриком (в)

Базой сравнения служит запатентованная структура с однородным диэлектрическим заполнением [133], описанная в [103, 134, 135], с параметрами поперечного сечения $h=510$ мкм, $H=1000$ мкм, $t=35$ мкм, $\varepsilon_{r1}=4,3$ и длиной $l=1$ м (рисунок 3.31б). В результате предварительного квазистатического моделирования (без учета потерь в проводниках и диэлектриках) в диапазоне от 0 до 10 ГГц вычислены S -параметры рассмотренных структур. После этого, получены формы напряжений на выходе. В качестве входного воздействия использовалась помеха 1 из раздела 3.1.1.

Предварительное моделирование показало, что для обеих топологий получены по 4 импульса разложения на выходе, при том, что длина топологии с поглотителем в 10 раз меньше (таблица 3.11). Пиковое выходное напряжение без потерь у обеих структур равно 249 мВ, а разность задержек крайних импульсов разложения t_4-t_1 составляет 0,97 нс у базовой структуры и 1,28 нс у структуры с поглотителем. Частоты среза равны 165 и 100 МГц соответственно (рисунок 3.32а, б), и сходство частотных характеристик при десятикратной разнице длин в 10 раз объясняется высокими диэлектрическими и магнитными потерями поглотителя. Чтобы выровнять интервалы между импульсами разложения и согласовать структуру с трактом 50 Ом, оптимизированы геометрические параметры поперечного сечения посредством генетического алгоритма. Подробное описание оптимизации выполнено в [103–105], а здесь приведена целевая функция:

$$F = \sum_i M_i \frac{f_i}{K_i} \rightarrow \min, \quad (3.8)$$

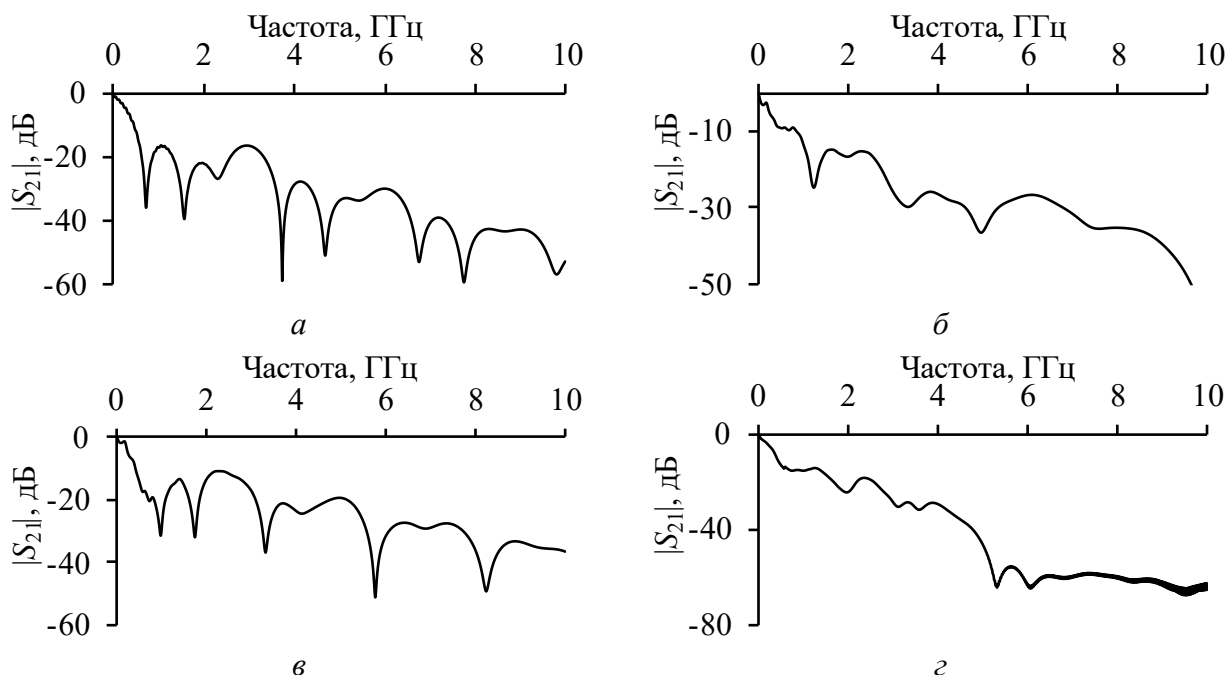
где f_i – i -й критерий, K_i – максимум f_i , M_i – вес критерия, а N_C – число критериев.

Критериями в целевой функции (3.8) служили пиковое напряжение на выходе и согласование с трактом 50 Ом. Изменялись s и w_R от 200 до 2000 мкм, а w – от 200 до 3000 мкм. В генетическом алгоритме взято 30 особей, 60 поколений, коэффициент мутации 0,1 а кроссинговера – 0,5. Расчеты с ростом числа поколений от 10 до 60 сошлись к значениям $s=1400$ мкм, $w=3000$ мкм и $w_R=1250$ мкм.

После оптимизации выполнено квазистатическое и полноволновое моделирование структуры с поглотителем с учетом потерь в проводниках и диэлектриках (таблица 3.11, рисунок 3.32в, г). Разности задержек крайних импульсов разложения t_4-t_1 составили 1,33 и 1,29 нс, а наибольшие амплитуды импульсов разложения – 126 и 110 мВ соответственно. Частота среза оптимизированной структуры равна 200 МГц, а в диапазоне от 1 до 10 ГГц значение $|S_{21}|$ не превышает минус 10 дБ.

Таблица 3.11 – Амплитуды и задержки импульсов разложения в зеркально-симметричных структурах

Структура/Тип анализа	U_1 , мВ	U_2 , мВ	U_3 , мВ	U_4 , мВ	t_1 , нс	t_2 , нс	t_3 , нс	t_4 , нс
Предварительное квазистатическое моделирование								
базовая	249	244	247	241	5,51	5,83	6,18	6,48
с поглотителем	249	226	243	191	1,34	1,48	1,82	2,62
Оптимальные параметры, структура с поглотителем								
Квазистатический	126	107	99	45	1,12	1,52	1,9	2,45
Полноволновой	110	54	44	20	1,28	1,73	2,09	2,57

Рисунок 3.32 – Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ структуры с однородным диэлектриком (а), с поглотителем до (б) и после оптимизации для квазистатического (в) и полноволнового (г) моделирования

Таким образом, структура с поглотителем длиной 0,1 м дает разность задержек крайних импульсов разложения 1,33 нс и частоту среза 200 МГц, тогда как структура с однородным диэлектриком длиной 1 м дает 0,97 нс и 165 МГц. Оценка для воздействия длительностью 150 пс указывает на возможность уменьшения длины структуры с поглотителем до 50 мм, а для ее изготовления достаточно технологии изготовления двусторонней ПП. Результаты получены только расчетом, а к недостаткам структуры относятся сложность проектирования и трассировки платы.

3.3.4 Многомодовый фильтр в корпусе с поглотителем

В этом пункте выполнен модальный анализ четырехпроводного ФНЧ на основе технологии модальной фильтрации в прямоугольном корпусе и оценено влияние магнетодиэлектрического поглотителя на основные моды, которые в нем распространяются. Сигнальные проводники расположены симметрично на обеих сторонах двусторонней ПП из FR4, где расположены слои поглотителя, на которых находятся опорные проводники

(рисунок 3.33а). Параметры поперечного сечения: ширина проводников $w=400$ мкм, зазор между ними $s=300$ мкм, толщина подложки $h_1=800$ мкм, толщина поглотителя $h_2=3000$ мкм, толщина слоев металлизации $t=35$ мкм и расстояние до края платы $d=4000$ мкм. Длина сигнальных трасс составила $l=100$ мм. Подложка имеет $\epsilon_r=4,5$ и $\text{tg}\delta=0,018$, а поглотитель $\epsilon_r=20,1$, $\mu_r=4$ и $\text{tg}\delta=0,1$. Источник с э.д.с. E и внутренним сопротивлением $R1$ подключен к порту 1, а порт 2 нагружен резистором $R2$ (рисунок 3.33б), поэтому одна схема позволяет оценить и подавление помех, и передачу полезного сигнала.

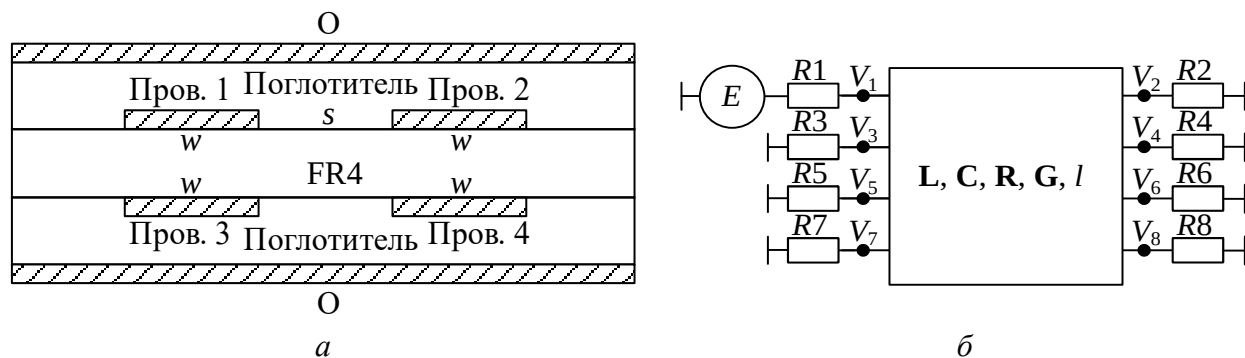


Рисунок 3.33 – Поперечное сечение (а) и схема включения (б) фильтра

Квазистатический анализ по методике пункта 3.1 показал, что в структуре распространяются 4 основные моды с погонными задержками от $\tau_1=10,59$ до $\tau_4=25,96$ нс/м (таблица 3.12). Разность погонных задержек крайних мод $\tau_4-\tau_1=15,37$ нс/м создает условия для модального разложения импульса.

Таблица 3.12 – Погонные задержки основных мод и область сосредоточения их поля

Мода	1	2	3	4
τ , нс/м	10,59	13,46	19,59	25,96
Где поле	В подложке FR4	В подложке и поглотителе	В подложке и поглотителе	В поглотителе

Поглотитель влияет на моды по-разному, так как каждая мода имеет свой характер распространения (рисунки 3.34 и 3.35). Мода 1 распространяется преимущественно в подложке (FR4), моды 2 и 3 распространяются, как в подложке, так и в поглотителе, а самая медленная мода 4 распространяется преимущественно в поглотителе. Следовательно, поглотитель замедляет моды, поле которых в нем сосредоточено, и увеличивает разность их скоростей распространения.

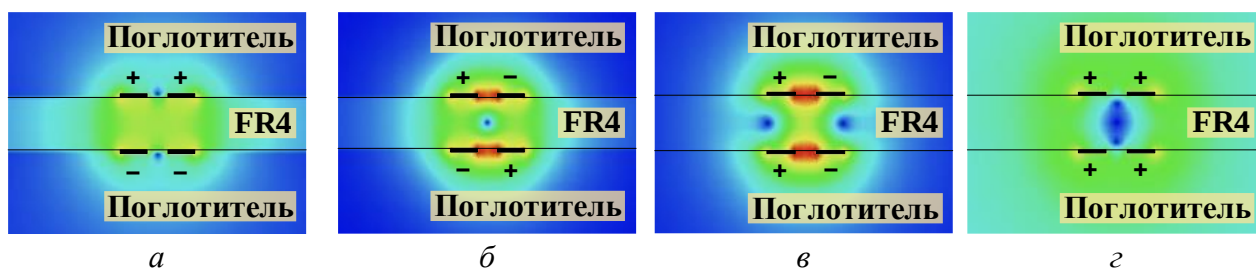


Рисунок 3.34 – Распределение электрического поля мод 1 (а), 2 (б), 3 (в) и 4 (г) в поперечном сечении фильтра

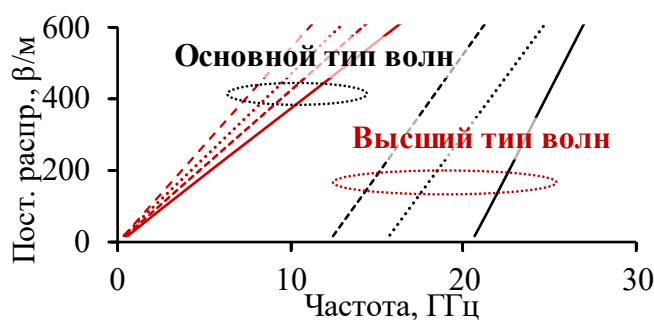


Рисунок 3.35 – Частотные зависимости постоянных распространения для основных и высших типов волн

Геометрические параметры поперечного сечения влияют на минимальную разность погонных задержек мод $\Delta\tau_{\min}$ и характеристическое сопротивление Z_C , зависимости которых от w , s , d и h_2 получены при $h_1=0,6; 0,8; 1$ мм (рисунок 3.36). Рост h_1 , в целом, уменьшает $\Delta\tau_{\min}$. Рост w снижает Z_C и немного увеличивает $\Delta\tau_{\min}$, рост s действует противоположно, а увеличение d немного увеличивает обе величины. Утолщение поглотителя значительно увеличивает $\Delta\tau_{\min}$ и слегка увеличивает Z_C . Поэтому $\Delta\tau_{\min}$ задают, в основном, h_1 и h_2 , а Z_C задают w и s , минимумы которых ограничены потерями и технологией изготовления.

Влияние потерь рассчитано во временной области для трапецеидального импульса длительностью 300 пс с э.д.с. 2 В (воздействие 2 из п. 3.1.1). Формы напряжения на выходе фильтра без поглотителя и с поглотителем получены без потерь и с последовательным учетом потерь в проводниках, подложке и поглотителе (рисунок 3.37). Без поглотителя на выходе наблюдается один импульс, а с поглотителем импульс раскладывается на 4 импульса мод.

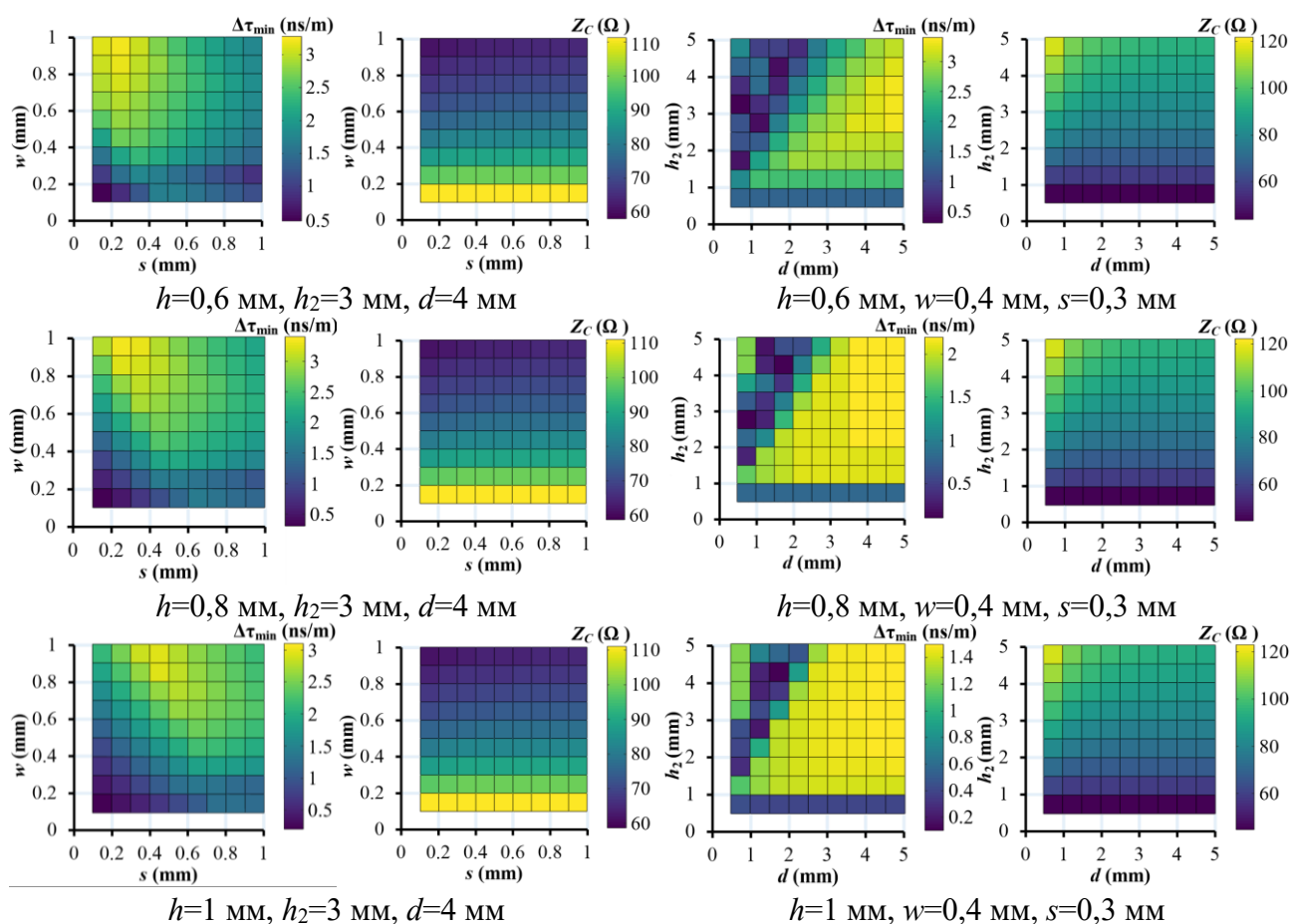


Рисунок 3.36 – Зависимости $\Delta\tau_{\min}$ и Z_C от w и s при $h_2=3$ мм, $d=4$ мм и от d и h_2 при $w=0,4$ мм, $s=0,3$ мм для $h_1=0,6$; $0,8$ и 1 мм (сверху вниз)

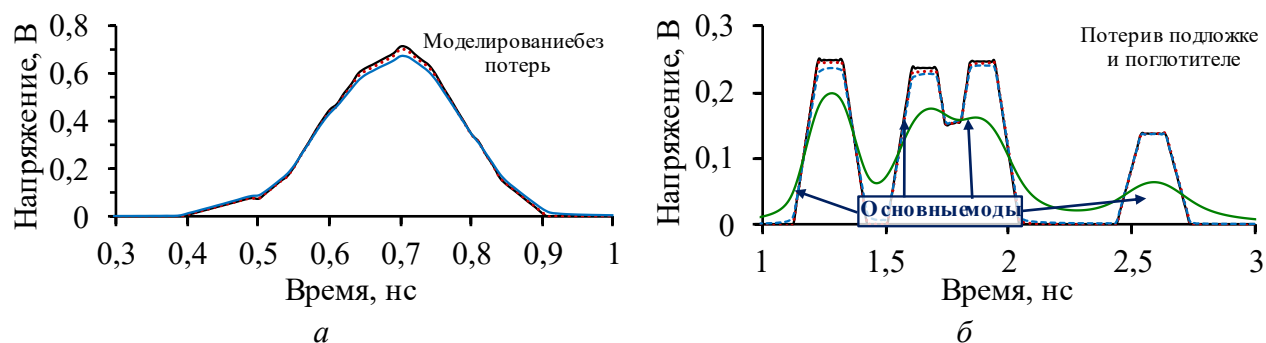


Рисунок 3.37 – Рассчитанные формы напряжения на выходе фильтра без поглотителя (а) и с поглотителем (б) без потерь (—), с потерями в проводниках (---), в проводниках и FR4 (---), в проводниках, FR4 и поглотителе (—)

Оценка помехоподавляющих характеристик выполнена по N -нормам (раздел 3.1.2). Для удобства значения нормированы на нормы входного воздействия (таблица 3.13). Даже без учета потерь значение N_1 снижается с $0,71$ до $0,25$, N_2 – с $0,54$ до $0,29$ и N_5 – с $0,70$ до $0,45$, что показывает вклад модального разложения в ослабление помехи. С учетом всех потерь N_1 равна $0,66$ без поглотителя и $0,20$ с поглотителем, поэтому ослабление импульса возрастает с $1,5$ до 5 раз, а N_2 и N_5 с поглотителем уменьшаются до $0,14$ и $0,35$. С учетом потерь в поглотителе сильнее остальных уменьшается последний импульс разложения, мода которого распространяется преимущественно в поглотителе (рисунок 3.37б).

Таблица 3.13 – Рассчитанные N -нормы отклика фильтра на трапецидальный импульс

Учтенные потери	Без поглотителя					С поглотителем				
	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
Нет	0,71	0,54	0,96	0,96	0,70	0,25	0,29	0,87	0,87	0,45
В проводниках	0,71	0,53	0,96	0,96	0,69	0,25	0,27	0,87	0,87	0,44
В проводниках и подложке	0,66	0,47	0,95	0,95	0,68	0,24	0,24	0,87	0,87	0,43
В проводниках, подложке и поглотителе	—	—	—	—	—	0,20	0,14	0,83	0,83	0,35

Прототип фильтра выполнен в латунном корпусе, заполненном поглотителем толщиной $h_2=5$ мм (рисунок 3.38). Проводники шириной $w=400$ мкм с зазором $s_1=300$ мкм и толщиной $t=35$ мкм выполнены на плате размером $24,5 \times 19 \times 0,8$ мм³. Чтобы уменьшить геометрические размеры ПП, фильтр свернут в два витка общей длиной 56 мм и расстоянием между витками $s_2=1,8$ мм. Вход и выход подключены через SMA-соединители, а сигнальные проводники нагружены резисторами для поверхностного монтажа в корпусе 0805 с номиналами по 50 Ом.

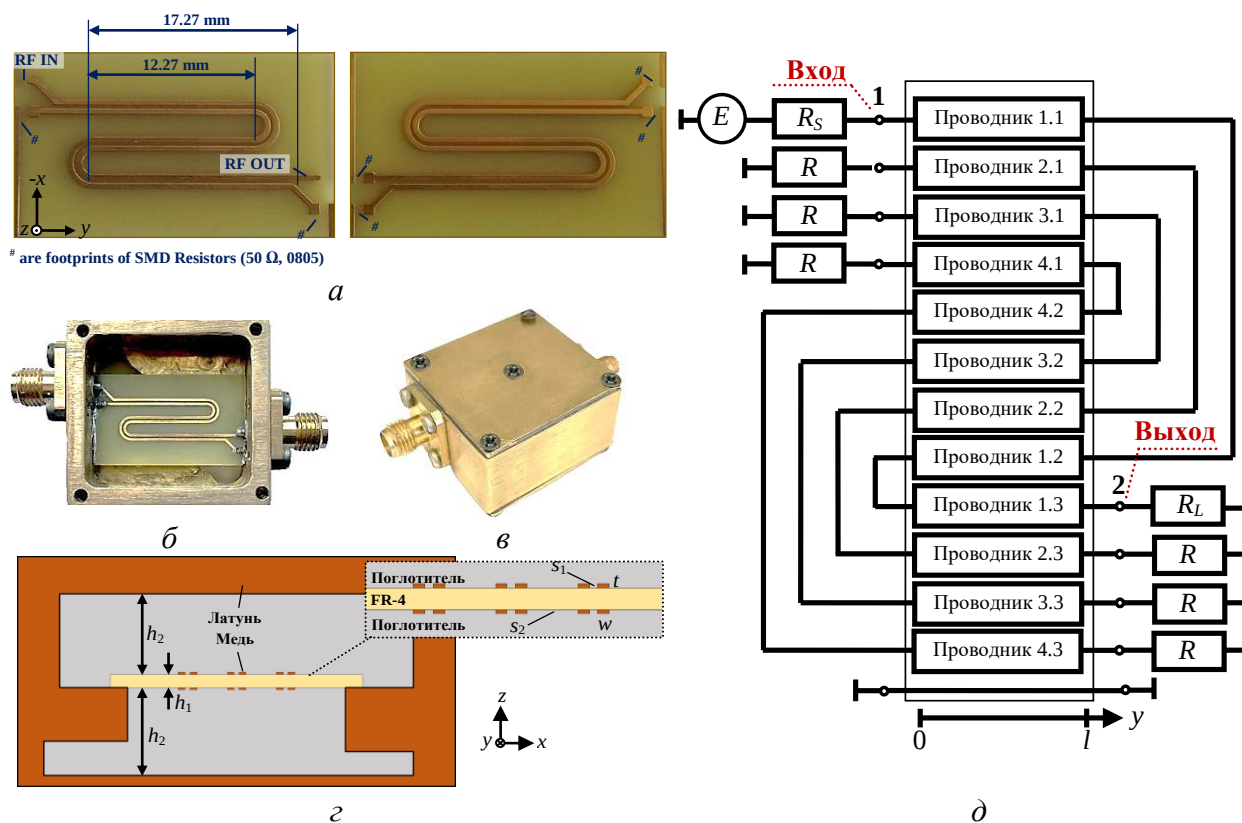


Рисунок 3.38 – Верхняя и нижняя стороны ПП (а), вид сверху (б) и общий вид (в) прототипа, его поперечное сечение (г) и эквивалентная схема включения (д)

Выполнены полноволновое моделирование и экспериментальное исследование частотных зависимостей S -параметров прототипа без поглотителя и с ним по методике пункта 3.1 и параметры поглотителя получены из пункта 3.2.2 (рисунок 3.39). Без поглотителя измеренная частота среза по уровню минус 3 дБ равна 1,19 ГГц при расчетной 1,23 ГГц, вносимые потери в полосе пропускания меньше 1,94 дБ, а возвратные – не менее 12,62 дБ. Поглотитель снижает измеренную частоту среза до 0,58 ГГц при расчетной 0,488 ГГц, так как

его относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости уменьшают фазовую скорость мод. С поглотителем измеренные вносимые потери в полосе пропускания не превышают 2,44 дБ, а возвратные потери не менее 13,5 дБ. В полосе заграждения, широком диапазоне частот до 40 ГГц, вносимые потери не менее 40 дБ, при этом, побочных полос пропускания нет.

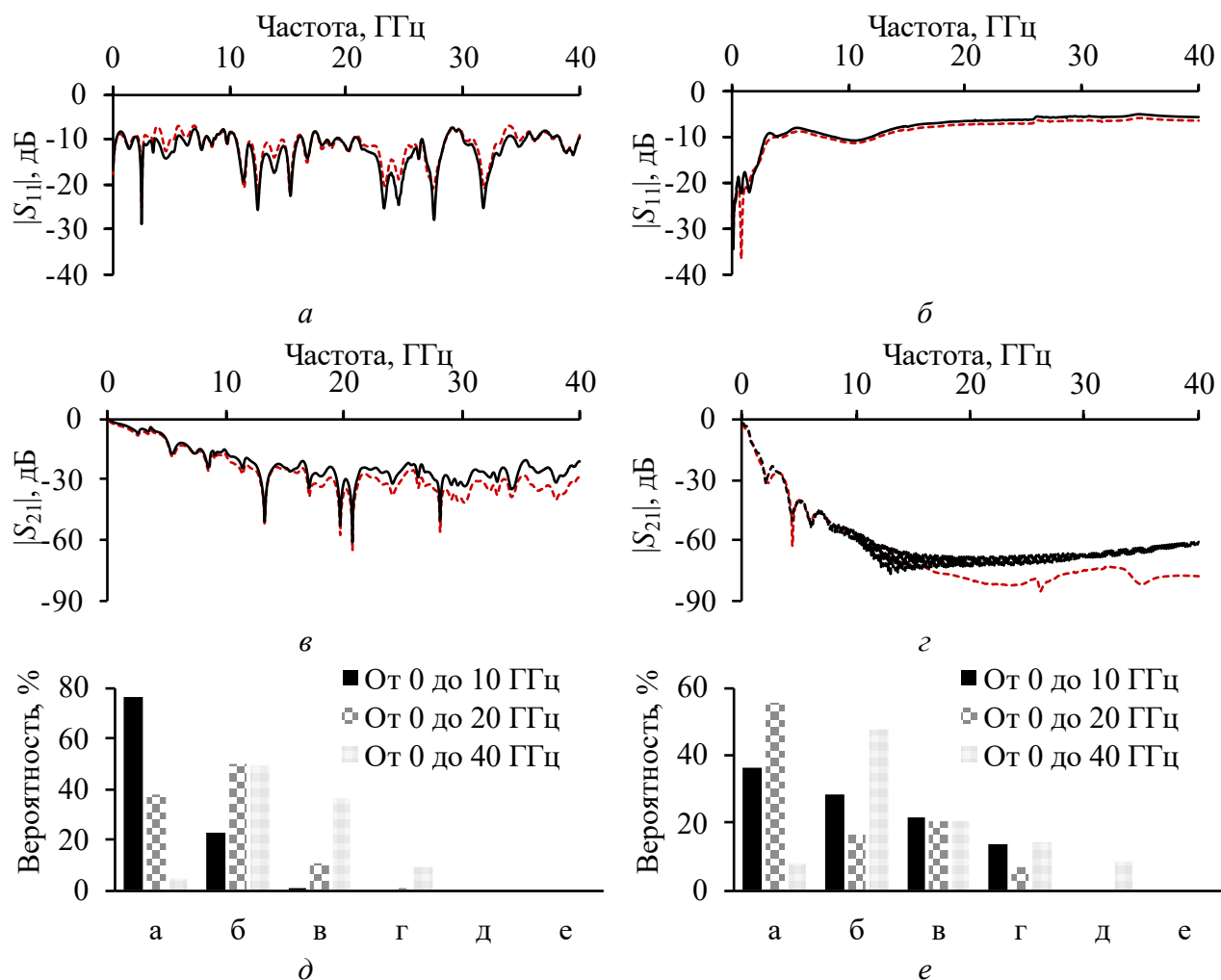


Рисунок 3.39 – Вычисленные (---) и измеренные (—) частотные зависимости $|S_{11}|$ (а, б) и $|S_{21}|$ (в, г) и результаты FSV-анализа $|S_{21}|$ в диапазонах до 10, 20 и 40 ГГц (д, е) для прототипа без поглотителя (а, в, д) и с ним (б, г, е)

Для анализа согласия результатов моделирования и эксперимента выполнен FSV-анализ частотных зависимостей $|S_{21}|$ (раздел 3.1.3) в диапазонах частот от 0 до 10, 20 и 40 ГГц (рисунок 3.39д, е). Без поглотителя согласие $|S_{21}|$ в диапазоне до 10 ГГц отличное и снижается при расширении диапазона до 40 ГГц, а с поглотителем хорошая сходимость сохраняется до 20 ГГц, и далее снижается в диапазоне до 40 ГГц.

Формы напряжений на выходе прототипов получены для воздействий 2, 7 и 10 из пункта 3.1.1 по измеренным S -параметрам. Для оценки опасности воздействий, для форм напряжений на выходе вычислены N -нормы (таблица 3.14). Для УП помехи 0,85 ГГц добавление поглотителя снижает N_1 с 0,766 до 0,469 и N_2 с 0,576 до 0,155. Слабое снижение N -норм обусловлено тем, что частота помехи близка к полосе пропускания. Для УП помехи

5 ГГц N_1 снижается с 0,373 до 0,083, а N_2 с 0,304 до 0,032. Для СШП импульса со спектром от 0,1 до 6 ГГц N_1 снижается в 8,45 раза, N_2 в 8,18 раза и N_5 в 5,38 раза. Таким образом, наибольшее снижение получено для помех, спектр которых лежит в основном в полосе заграждения.

Таблица 3.14 – N -нормы откликов прототипа, рассчитанные по измеренным S -параметрам

Поглотитель	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
УП помеха 0,85 ГГц					
Нет	0,766	0,576	0,987	0,742	0,750
Есть	0,469	0,155	0,944	0,541	0,524
УП помеха 5 ГГц					
Нет	0,373	0,304	0,987	0,355	0,361
Есть	0,083	0,032	0,945	0,062	0,072
СШП импульс 0,1–6 ГГц					
Нет	0,533	0,475	0,987	0,611	0,533
Есть	0,063	0,058	0,948	0,170	0,099

Оценка целостности сигнала выполнена по фазо-частотной характеристике, ГВЗ (рисунок 3.40а, б) и глазковым диаграммам (рисунок 3.41). В полосе от 0 до 500 МГц среднее значение ГВЗ составило 0,98 нс по расчету и 0,855 нс по результатам моделирования, при стандартном отклонении значений ГВЗ по частотным точкам не более 117 и 147 пс, соответственно. Также, в результате полноволнового моделирования показано, что с ростом длины фильтра с 5 до 100 мм частота среза уменьшается с 3,87 до 0,22 ГГц, а среднее ГВЗ растет с 0,083 до 1,55 нс (рисунок 3.40в, г). Стандартное отклонение ГВЗ уменьшается с ростом частоты среза, то есть фазовая характеристика с ростом длины становится ближе к линейной. Глазковая диаграмма (раздел 3.1.3) получена для псевдослучайной последовательности с битовой скоростью 500 Мбит/с и имеет высоту 808 мВ и ширину 1,95 нс при среднеквадратическом фазовом отклонении 20 пс и отношении сигнал-шум 13,6.

Таким образом, в предложенном фильтре в корпусе поглотитель сосредоточивает в себе поле самой медленной основной моды, а разность погонных задержек мод достигает 15,37 нс/м. В результате рассчитанное с учетом потерь ослабление импульса длительностью 300 пс возрастает с 1,5 до 5 раз. Поглотитель снижает измеренную частоту среза прототипа с 1,19 до 0,58 ГГц при вносимых потерях в полосе пропускания меньше 2,44 дБ. Для широкополосного импульса N -нормы, полученные по измеренным S -параметрам, с поглотителем уменьшаются в 8,45 раза по N_1 , в 8,18 раза по N_2 и в 5,38 раза по N_5 . Отклики на помехи получены расчетом по измеренным S -параметрам, а ослабление отдельных мод потерями поглотителя оценено только по форме рассчитанного отклика.

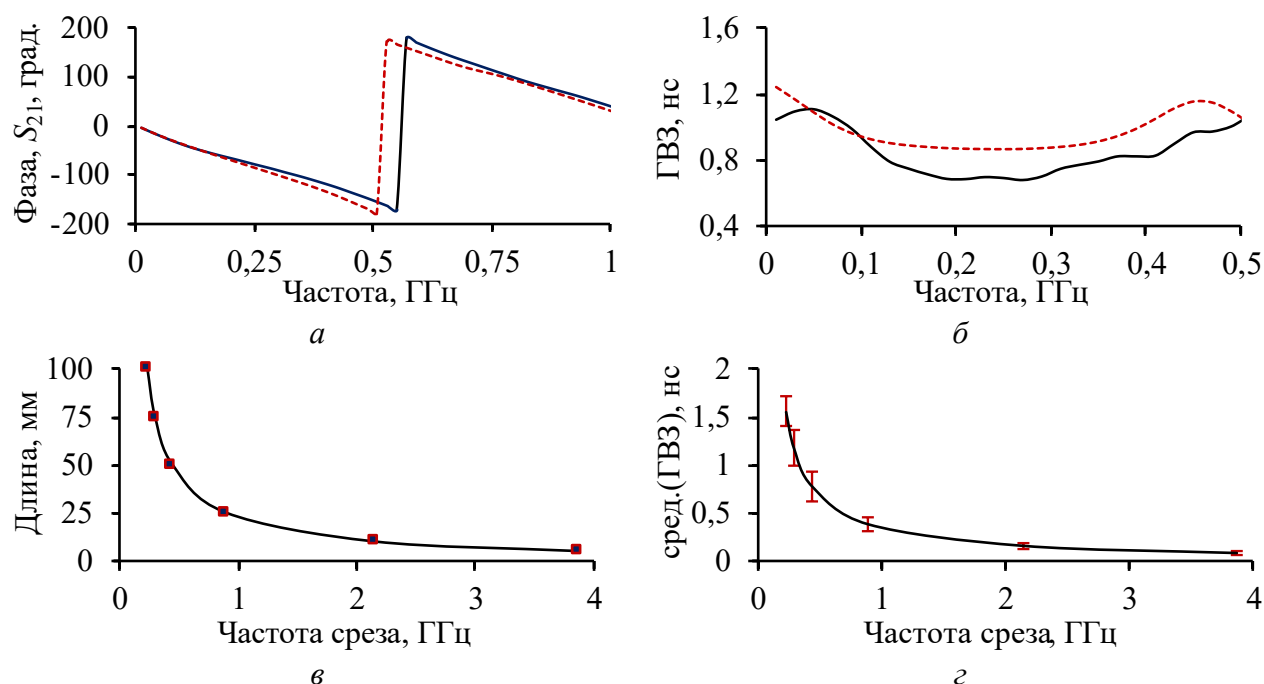


Рисунок 3.40 – Рассчитанные (---) и измеренные (—) частотные зависимости фазы (а) и ГВЗ (б) прототипа, рассчитанные зависимости длины фильтра (в) и среднего ГВЗ с его стандартным отклонением (г) от частоты среза

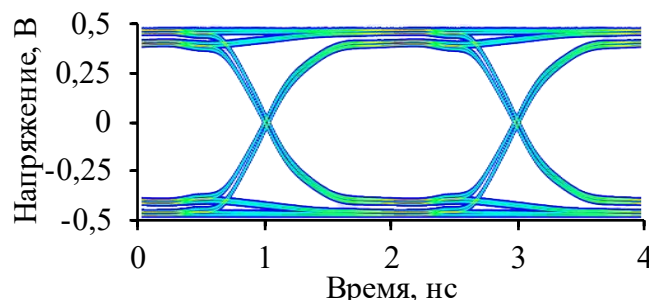


Рисунок 3.41 – Рассчитанная глазковая диаграмма на выходе фильтра для псевдослучайной битовой последовательности со скоростью 500 Мбит/с

3.3.5 Фильтры с T -резонаторами

Защитные свойства МФ и T -резонаторов уже объединяли в одной конструкции [53, 99]. В работе [53] оптимизация четвертьволновых резонаторов увеличила коэффициент затухания в полосе заграждения в 2 раза при неизменной частоте среза. Но вклад резонаторов в этот рост значительно превысил вклад модальных искажений, и целостность полезного сигнала так и не была исследована. В этом разделе показано [99], насколько пары T -резонаторов дополнительно ослабляют СШП-помеху в МФ и как они влияют на целостность сигнала, а затем прототипы таких фильтров изготовлены и измерены [100].

Резонатор представляет собой копланарную линию с опорным проводником, один конец которой подключен к МФ, а другой разомкнут (рисунок 3.42а). МФ образован двумя копланарными линиями, расположенными одна над другой на двухслойной печатной плате (рисунок 3.42б). В расчете подложка FR4 толщиной $h=510$ мкм имеет $\epsilon_r=4,59$ и $\text{tg}\delta=0,018$,

а толщина проводников $t=50$ мкм. Ширина сигнального проводника и зазора у МФ $w_1=900$ мкм и $s_1=500$ мкм, у резонаторов $w_2=2600$ мкм и $s_2=500$ мкм, $d_{1,2}=5w_{1,2}$, длина МФ $l=250$ мм.

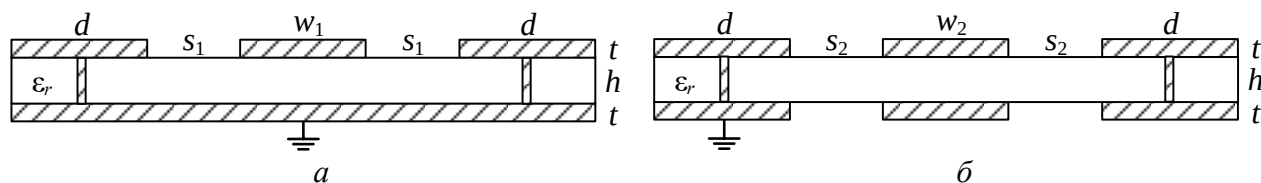


Рисунок 3.42 – Поперечные сечения МФ (а) и резонатора (б)

Схемы включения МФ на основе копланарной линии передачи (МФК) и МФ с одной, двумя и тремя парами резонаторов (МФР1, МФР2 и МФР3) показаны на рисунках 3.43 и 3.44, где сопротивления источника и нагрузок равны 50 Ом. Длина первой пары резонаторов 86 мм подобрана так, чтобы на выходе МФ1 получились 4 импульса равной амплитуды. Длины второй и третьей пар составили 172 и 344 мм при той же ширине проводника 2600 мкм.

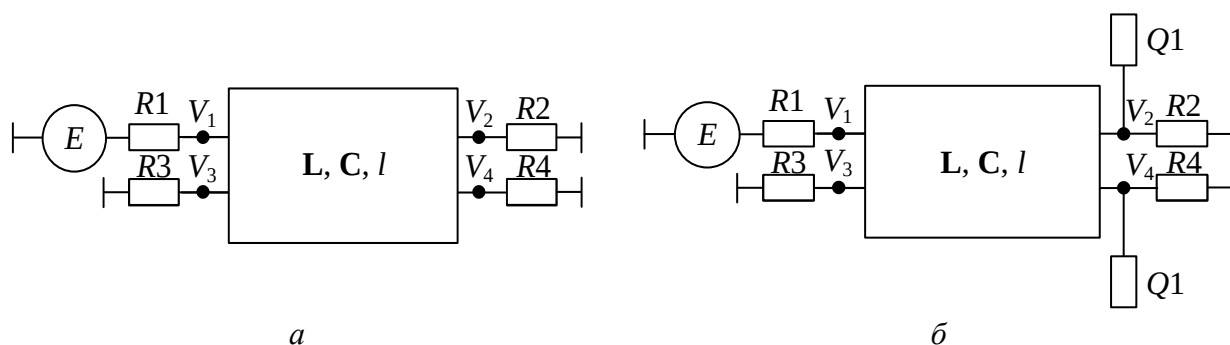


Рисунок 3.43 – Схемы включения МФК (а) и МФР1 (б)

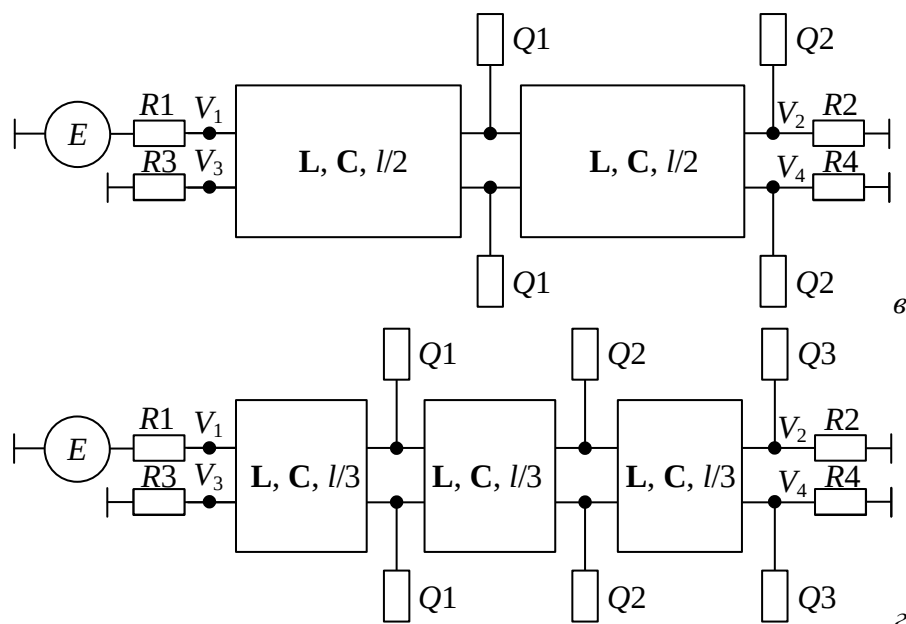


Рисунок 3.44 – Схемы включения МФР2 (в) и МФР3 (г)

Выполнено предварительное квазистатическое моделирование и получены формы напряжения на выходе предложенных структур для трапецеидального импульса с э.д.с. 2 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 0,1 нс. Показано, что одна пара резонаторов уменьшает пиковое значение помехи на выходе МФ дополнительно в 2 раза.

Затем S -параметры всех структур рассчитаны без потерь в диапазоне от 0 до 2,5 ГГц методом FDTD и методом конечных элементов (FEM). Результаты двух разных методов близки (таблица 3.15), поэтому далее обсуждаются только результаты, полученные с помощью FDTD. Каждая пара резонаторов снижает частоту первого резонанса f_p и частоту среза f_c , причем чем длиннее резонатор, тем уже полоса пропускания. Таким образом, показано, что частота среза уменьшается с 623,5 МГц у МФК до 153,5 МГц у МФР1, 81 МГц у МФР2 и 33,5 МГц у МФР3.

Таблица 3.15 – Характеристики МФК и МФР1–3, полученные при помощи FDTD и FEM

Параметр	МФК	МФР1	МФР2	МФР3
Частотная область без учета потерь				
f_p (FDTD), МГц	1471	466	233,5	116
f_p (FEM), МГц	1496	463,5	231	116
f_c (FDTD), МГц	623,5	153,5	81	33,5
f_c (FEM), МГц	603,5	158,5	86	36
Временная область, FDTD				
Разность задержек первого и последнего импульсов, нс	0,37	1,42	3,56	7,83
Глазковые диаграммы при 125 Мбит/с, FDTD с потерями				
Высота «глаза», мВ	950	978	845	511
Ширина «глаза», нс	8	7,96	7,92	6,92
Отношение сигнал-шум	75,093	62,807	24,983	6,565
Глазковые диаграммы при 250 Мбит/с, FDTD с потерями				
Высота «глаза», мВ	834	824	570	0
Ширина «глаза», нс	4	4	3,66	0
Отношение сигнал-шум	13,831	19,915	7,349	1,289

В предложенной серии структур добавление каждой пары резонаторов вдвое увеличивает число различных составляющих отклика на выходе (рисунок 3.45). При этом пиковое выходное напряжение по FDTD уменьшается с 407 мВ у МФ до 259, 139 и 73 мВ у МФР1, МФР2 и МФР3, а разность задержек первого и последнего импульсов растет с 0,37 до 7,83 нс (таблица 3.15).

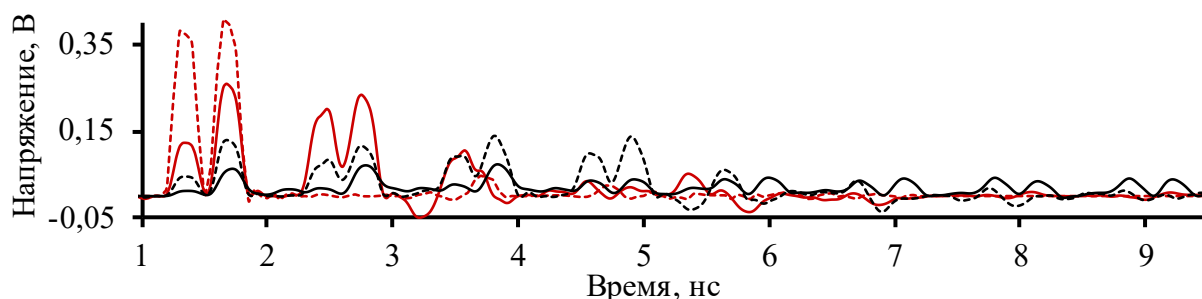


Рисунок 3.45 – Напряжения на выходе МФК (---), МФР1 (—), МФР2 (---) и МФР3 (—), рассчитанные методом FDTD

Часть помехи отражается к источнику, поэтому N -нормы получены для форм напряжений, вычисленных, как для напряжений на входе, так и на выходе (п. 3.1.2, таблица 3.16). На входе резонаторы незначительно увеличивают N_2 и N_5 , а N_4 растет примерно

в 2 раза, что связано с отраженными импульсами. От входа к выходу N_1 уменьшается в 2,6 раза у МФК, в 4 раза у МФР1, в 7,7 раза у МФР2 и в 14,6 раза у МФР3, и аналогично уменьшается N_2 . Норма N_4 уменьшается от входа к выходу в 1,5 раза у МФК и в 3,4 раза у МФР3, а N_5 в 1,95 и 6,47 раза соответственно. Норма N_3 от входа к выходу почти не меняется у всех структур, кроме МФР3, у которого она растет.

Таблица 3.16 – N -нормы напряжений на входе (V_1) и выходе (V_2) МФК и МФР1–3

Структура	Узел	N_1 , В	N_2 , 10^{10} В/с	N_3 , 10^{-10} В·с	N_4 , 10^{-10} В·с	N_5 , 10^6 (В·с) $^{1/2}$
МФК	V_1	1,051	1,052	2,009	2,667	13,72
	V_2	0,407	0,4309	1,697	1,818	7,015
МФР1	V_1	1,073	1,139	1,988	4,813	15,07
	V_2	0,259	0,2852	1,982	2,55	5,683
МФР2	V_1	1,073	1,139	2,031	6,123	15,4
	V_2	0,139	0,141	1,93	2,405	4,144
МФР3	V_1	1,065	1,121	1,288	5,838	15,12
	V_2	0,073	0,0597	1,709	1,716	2,336

Целостность сигнала оценена по высоте и ширине «глаза» и отношению сигнал-шум, для глазковых диаграмм (п. 3.1.3), для S -параметров, вычисленных при помощи FDTD с учетом потерь (таблица 3.15). Диаграммы построены для скоростей 125 и 250 Мбит/с, то есть для длительности бита 8 и 4 нс при длительности фронтов 0,8 и 0,4 нс. При 125 Мбит/с глаз открыт у всех структур, хотя его высота уменьшается с 950 мВ у МФК до 511 мВ у МФР3. При 250 Мбит/с глаз МФР1 близок к глазу МФК, а у МФР2 его высота уменьшается до 570 мВ. У МФР3 глаз закрыт, так как длинные резонаторы сужают полосу пропускания ниже необходимой для такой битовой скорости.

На основе предложенных фильтров, для экспериментального исследования изготовлен ряд прототипов (ФНЧ1 без резонаторов, ФНЧ2 с одной и ФНЧ3 с двумя парами T -резонаторов), схемы которых показаны на рисунке 3.46. Схемы симметричны, чтобы возвратные потери со стороны портов 1 и 2 не различались. Сечения прототипов того же типа (рисунок 3.42в, г), но у резонатора $w_1=1500$ мкм, $s_1=500$ мкм и $d_1=5w_1$, а у МФ $w_2=800$ мкм, $s_2=500$ мкм и $d_2=5w_2$. Подложка FR4 толщиной $h=510$ мкм имеет $\epsilon_r=4,5$ и $\text{tg}\delta=0,018$, толщина проводников $t=35$ мкм. Вдоль сигнальных проводников обеих линий выполнены переходные отверстия.

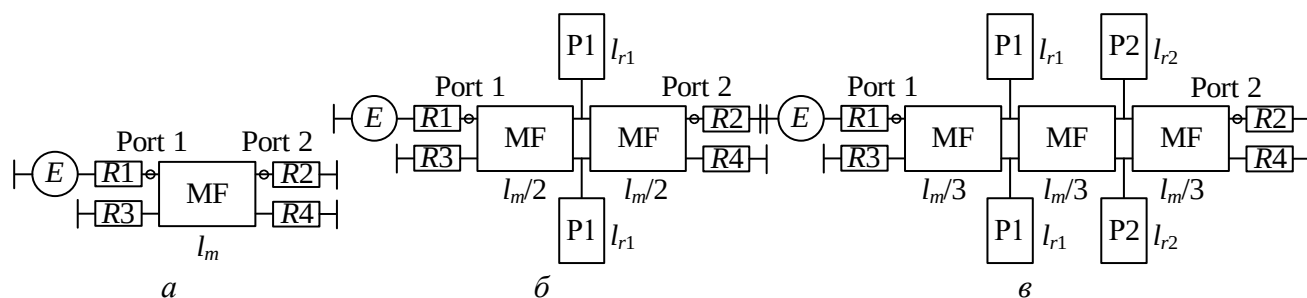


Рисунок 3.46 – Схемы включения ФНЧ1 (а), ФНЧ2 (б) и ФНЧ3 (в)

Длины МФ и резонаторов прототипов выбраны так, чтобы составляющие отклика на выходе не накладывались и следовали через равные интервалы времени. МФ длиной l_m с максимальной и минимальной погонными задержками мод $\tau_{\max}$ и $\tau_{\min}$ раскладывает импульсную помеху общей длительностью t_{Σ} на два импульса, если

$$t_{\Sigma} \leq (\tau_{\max} - \tau_{\min}) \cdot l_m. \quad (3.9)$$

T -резонатор дает похожий эффект, так как часть волны, вошедшая в резонатор, отражается от разомкнутого конца и с задержкой возвращается в основную линию. По этим задержкам длины резонаторов 1 и 2 определены как

$$l_{r1} = l_m \cdot (\tau_{m \max} - \tau_{m \min}) / (4 \cdot \tau_r), \quad l_{r2} = l_m \cdot (\tau_{m \max} - \tau_{m \min}) / \tau_r. \quad (3.10)$$

По выражениям (3.9) и (3.10) вычислены следующие длины $l_m = 500$ мм, $l_{r1} = 39$ мм и $l_{r2} = 155$ мм. Прототипы размером 100×100 мм² изготовлены на двухслойных ПП (рисунок 3.47). На лицевой стороне плат расположены площадки для SMA-соединителей, а на обратной – для резисторов 50 Ом.

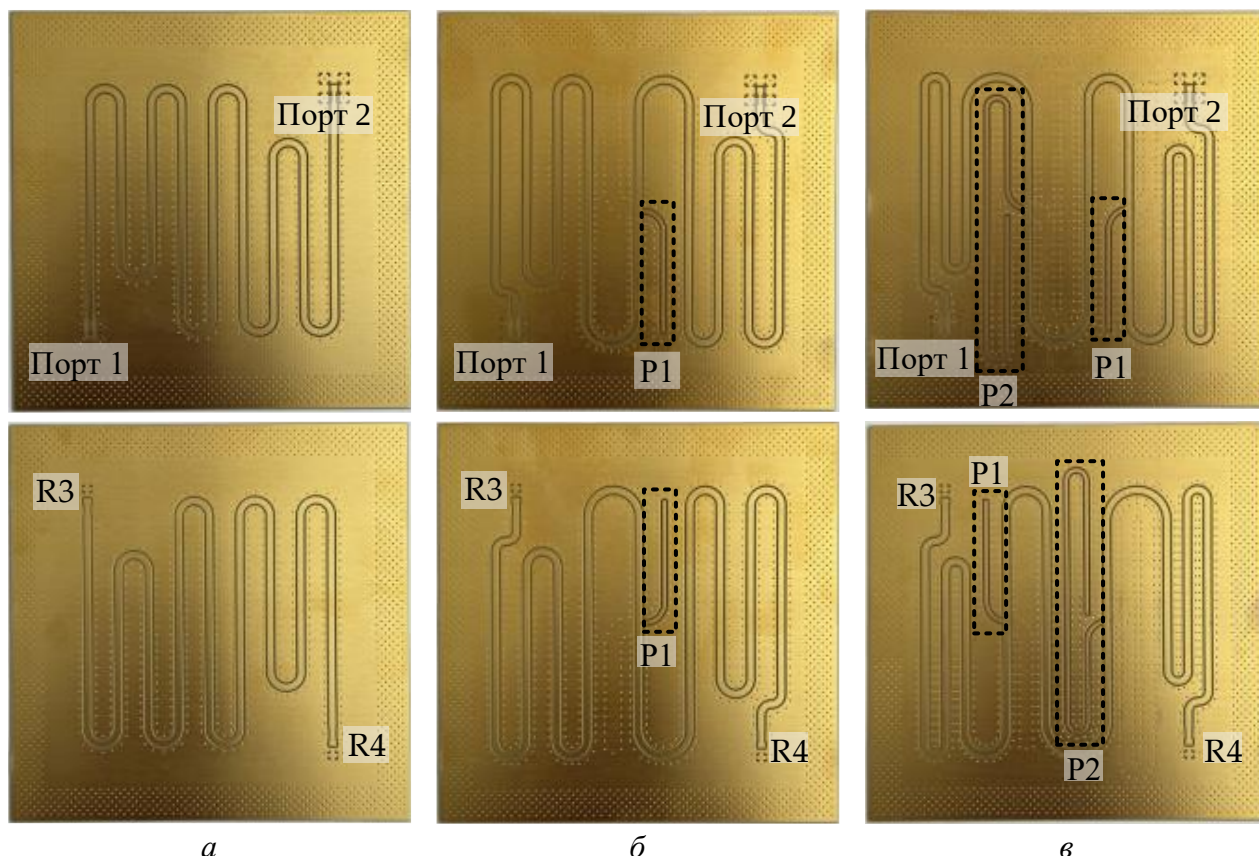


Рисунок 3.47 – Вид сверху и снизу прототипов ФНЧ1 (а), ФНЧ2 (б) и ФНЧ3 (в)

Частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ прототипов вычислены при помощи FDTD и измерены при помощи ВАЦ (п. 3.1) (рисунок 3.48). Частота среза ФНЧ1 составила 171 МГц, ФНЧ2 – по расчету 209 МГц и по измерению 187 МГц, а ФНЧ3 – 151 МГц.

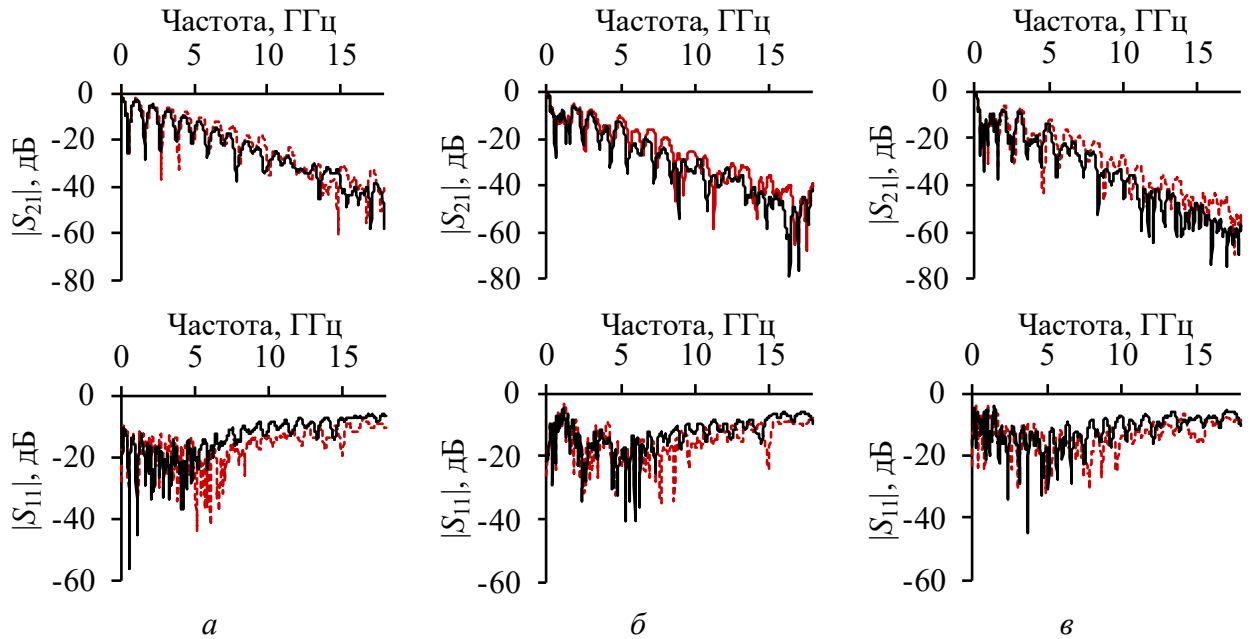


Рисунок 3.48 – Вычисленные (---) и измеренные (—) частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для ФНЧ1 (а), ФНЧ2 (б) и ФНЧ3 (в),

Средние вносимые потери в полосе заграждения растут с каждой парой резонаторов, с 17,9 дБ у ФНЧ1 до 21,6 дБ у ФНЧ2 и 24,3 дБ у ФНЧ3 (таблица 3.17). В полосе пропускания средние вносимые потери составляют от 1,3 до 1,8 дБ. У ФНЧ1 $|S_{11}| \leq -9$ дБ во всем диапазоне частот, у ФНЧ2 – $|S_{11}| \geq -9$ дБ в диапазоне от 0,5 до 2 ГГц, а у ФНЧ3 – $|S_{11}| \geq -9$ дБ практически во всем диапазоне частот.

Согласие расчета и измерения $|S_{21}|$ в диапазонах до 10 и 18 ГГц проверено методом FSV (п. 3.1.3), и у всех прототипов преобладают оценки от «очень хорошо» до «удовлетворительно» (рисунок 3.49). Поэтому дальнейший анализ выполнен по измеренным S -параметрам. Расчет и измерение фазы S_{21} и группового времени запаздывания в диапазоне до 1 ГГц согласуются, и у ФНЧ1 обе зависимости почти не искажены. Резонаторы вносят нелинейный участок фазы и выброс группового времени запаздывания: у ФНЧ2 в диапазоне от 400 до 600 МГц, у ФНЧ3 от 300 до 500 МГц.

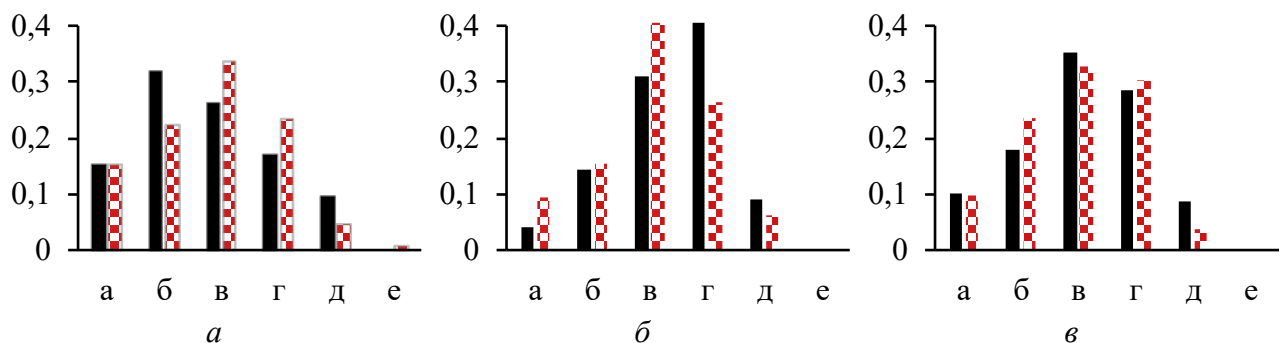


Рисунок 3.49 – Гистограммы оценок FSV для $|S_{21}|$ ФНЧ 1 (а), ФНЧ 2 (б) и ФНЧ 3 (в) в диапазонах от 0,01 до 10 (■) и до 18 (■) ГГц

Таблица 3.17 – Характеристики прототипов ФНЧ1–3

Параметр	ФНЧ1	ФНЧ2	ФНЧ3
Частотная область			
f_c , МГц (моделирование / измерение)	171	209 / 187	151
Средние вносимые потери в полосе заграждения, дБ	17,9	21,6	24,3
Средние возвратные потери в полосе заграждения, дБ	11,7	11,7	10,8
Средние вносимые потери в полосе пропускания, дБ	1,8	1,6	1,3
Средние возвратные потери в полосе пропускания, дБ	16,7	18	12,4
Гауссов импульс, расчет по измеренным S -параметрам			
Число импульсов разложения	2	4	8
Пиковое напряжение на выходе, мВ	224	139	128
Средняя спектральная плотность на выходе (на входе 81,8), пВ/Гц	25,2	17,9	13,2
СШП-импульс, расчет по измеренным S -параметрам			
Число импульсов разложения	2	4	8
Пиковое напряжение на выходе, мВ	191	132	120
Средняя спектральная плотность на выходе (на входе 80), нВ/Гц	36,7	29,4	21,9
Глазковые диаграммы при 125 Мбит/с, расчет по измеренным S -параметрам			
Высота «глаза», В	1,13	1,12	1,71
Ширина «глаза», нс	7,4	7,52	7,49
Среднеквадратическое фазовое отклонение, нс	0,076	0,051	0,068
Отношение сигнал-шум	6,98	7,2	13,08
Глазковые диаграммы при 250 Мбит/с, расчет по измеренным S -параметрам			
Высота «глаза», В	1,07	1,16	1,29
Ширина «глаза», нс	3,18	3,33	3,107
Среднеквадратическое фазовое отклонение, нс	0,286	0,206	0,205
Отношение сигнал-шум	4,76	9,15	6,74

Отклики прототипов на СШП-импульс и гауссов импульс (воздействия 3 и 4, пункт 3.1.1) рассчитаны по измеренным S -параметрам (п. 3.1.2). Каждая пара резонаторов удваивает число импульсов разложения, как и в расчете [99]: с 2 у ФНЧ1 до 4 у ФНЧ2 и 8 у ФНЧ3 (рисунки 3.50 и 3.51). Часть этих импульсов накладывается из-за отражений, сложной формы гауссова импульса и большой длительности СШП-импульса. Пиковое напряжение гауссова импульса на выходе уменьшается с 224 мВ у ФНЧ1 до 139 мВ у ФНЧ2 и 128 мВ у ФНЧ3, а СШП-импульса – с 191 до 132 и 120 мВ. Средняя спектральная плотность на выходе ФНЧ1, 2 и 3 меньше, чем на входе, в 3,25; 4,6 и 6,2 раза для гауссова импульса и в 2,2; 2,7 и 3,65 раза для СШП-импульса (таблица 3.17).

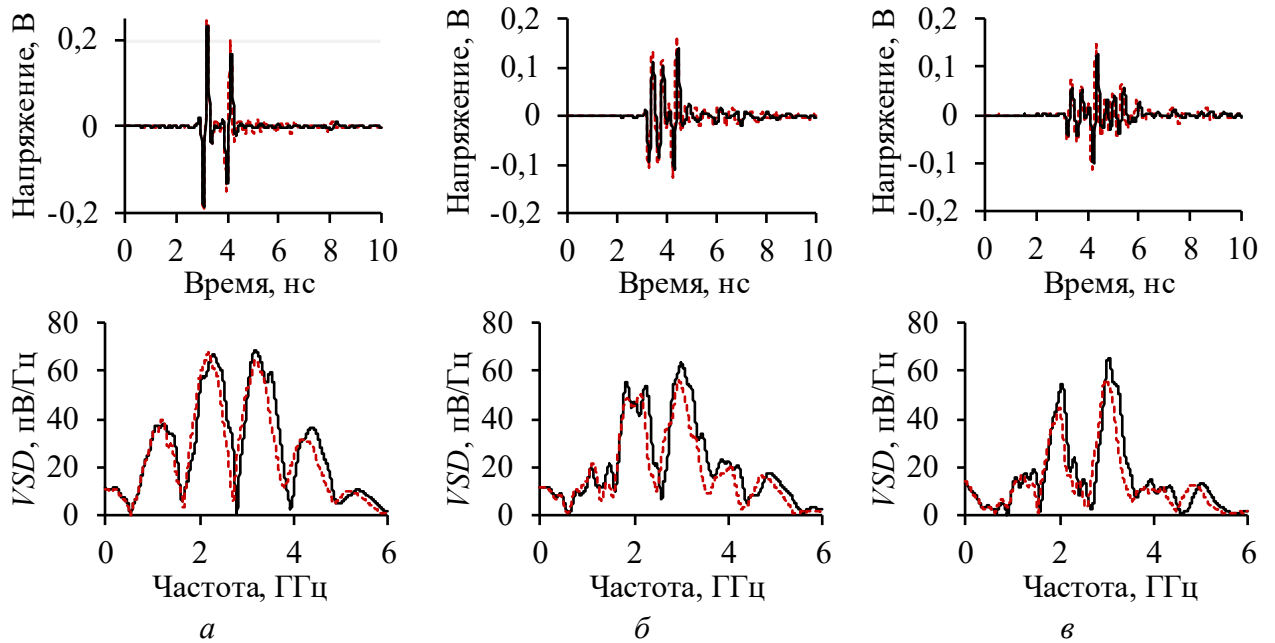


Рисунок 3.50 – Напряжение и спектральная плотность на выходе ФНЧ1 (а), ФНЧ2 (б) и ФНЧ3 (в) при воздействии гауссова импульса по вычисленным (---) и измеренным (—) S -параметрам

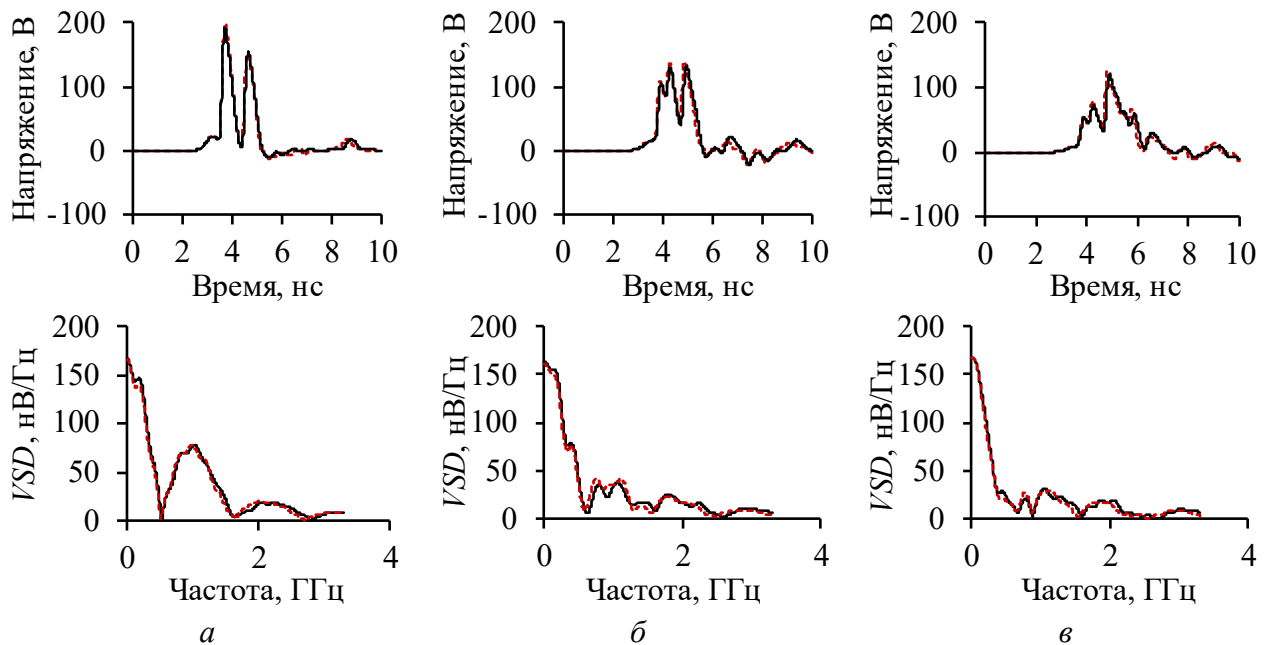


Рисунок 3.51 – Напряжение и спектральная плотность на выходе ФНЧ1 (а), ФНЧ2 (б) и ФНЧ3 (в) при воздействии СШП-импульса по вычисленным (---) и измеренным (—) S -параметрам

Глазковые диаграммы прототипов рассчитаны по измеренным S -параметрам для тех же скоростей 125 и 250 Мбит/с (таблица 3.17). При 125 Мбит/с наибольшую высоту глаза 1,71 В и отношение сигнал-шум 13,08 имеет ФНЧ3, а наименьшее среднеквадратическое фазовое отклонение 0,051 нс имеет ФНЧ2. При 250 Мбит/с ширина глаза уменьшается примерно вдвое вслед за длительностью бита, а фазовое отклонение растет, но глаз остается открытым у всех прототипов. При этой скорости наибольшую ширину глаза 3,33 нс и отношение сигнал-шум 9,15 имеет ФНЧ2, а наибольшее фазовое отклонение 0,286 нс имеет ФНЧ1.

По расчету методом FDTD каждая пара T -резонаторов в МФ длиной 250 мм уменьшает пиковое напряжение СШП-помехи на выходе, с 407 мВ у МФ до 73 мВ у МФ3, но снижает частоту среза с 623,5 до 33,5 МГц. У прототипов с МФ длиной 500 мм две пары резонаторов повысили средние вносимые потери в полосе заграждения с 17,9 до 24,3 дБ при средних потерях в полосе пропускания не более 1,8 дБ. По измеренным S -параметрам ФНЧ3 ослабляет гауссов импульс в 7,15 раза и СШП-импульс в 4,2 раза, а глаз при 250 Мбит/с открыт у всех прототипов. Главным ограничением этих фильтров остается длина, 250 и 500 мм у МФ и до 344 мм у резонаторов.

3.4 Разработка фильтров для поверхностного монтажа

3.4.1 Элемент со связывающим проводником и поглотителем

Известен МФ с меандровыми сигнальными проводниками длиной 100 мм и слоем поглотителя, который ослабляет сигнал в широком диапазоне частот [68]. Чтобы уменьшить габариты фильтра при той же частоте среза, в модуле применен связывающий проводник, усиливающий связь сигнальных проводников и модальные искажения [95, 96].

Элемент состоит из двух двусторонних ПП из FR4, соединенных слоем поглотителя (рисунок 3.52). На нижней плате расположены сигнальные и опорный проводники, а на верхней – связывающий, который сохраняет модальные искажения при разнесении сигнальных проводников [95, 96]. Платы имеют толщину $h_1=1,5$ мм, $\varepsilon_{r1}=4,51$ и $\text{tg}\delta_1=0,018$ на частоте 1 ГГц и толщину металлизации с иммерсионным оловом $t=50$ мкм, а слой магнетодиэлектрического поглотителя ЗИПСИЛ РПМ-Л (п. 3.2) имеет толщину $h_2=1$ мм, $\mu_{r2}=4$, $\varepsilon_{r2}=20,1$ и $\text{tg}\delta_2=0,1$ на частоте 1 ГГц. Элемент изготавливается по технологии двусторонних ПП. Внутри модуля, разные фазовые скорости мод обеспечивает различие электрофизических параметров FR4 и поглотителя.

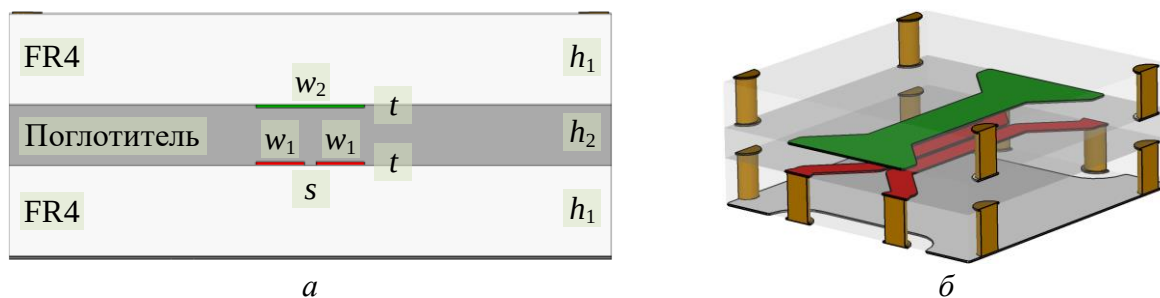


Рисунок 3.52 – Поперечное сечение (а) и изометрический вид (б) модуля со связывающим проводником и поглотителем

Действие связывающего проводника и поглотителя показано сравнением 4 структур (рисунок 3.53а–г): исходной (1), со связывающим проводником (2), с покрытием из поглотителя (3) и со связывающим проводником и поглотителем (4). Квазистатически рассчитанные (п. 3.1) погонные задержки и сопротивления мод приведены в таблице 3.18.

В структуре 4 распространяются три моды с задержками 8,88; 15,8 и 20,2 нс/м, и разность наибольшей и наименьшей задержек 11,32 нс/м в ней больше, чем в остальных структурах, в том числе 0,65 нс/м в структуре 1.

Таблица 3.18 – Погонные задержки и сопротивления мод структур 1–4

Структура	τ_1 , нс/м	τ_2 , нс/м	τ_3 , нс/м	z_1 , Ом	z_2 , Ом	z_3 , Ом
1	5,27	5,92	–	128,2	45,02	–
2	9,41	15,1	–	102,9	25,25	–
3	3,42	5,22	5,92	65,44	44,05	180,1
4	8,88	15,8	20,2	128,7	23,91	26,20

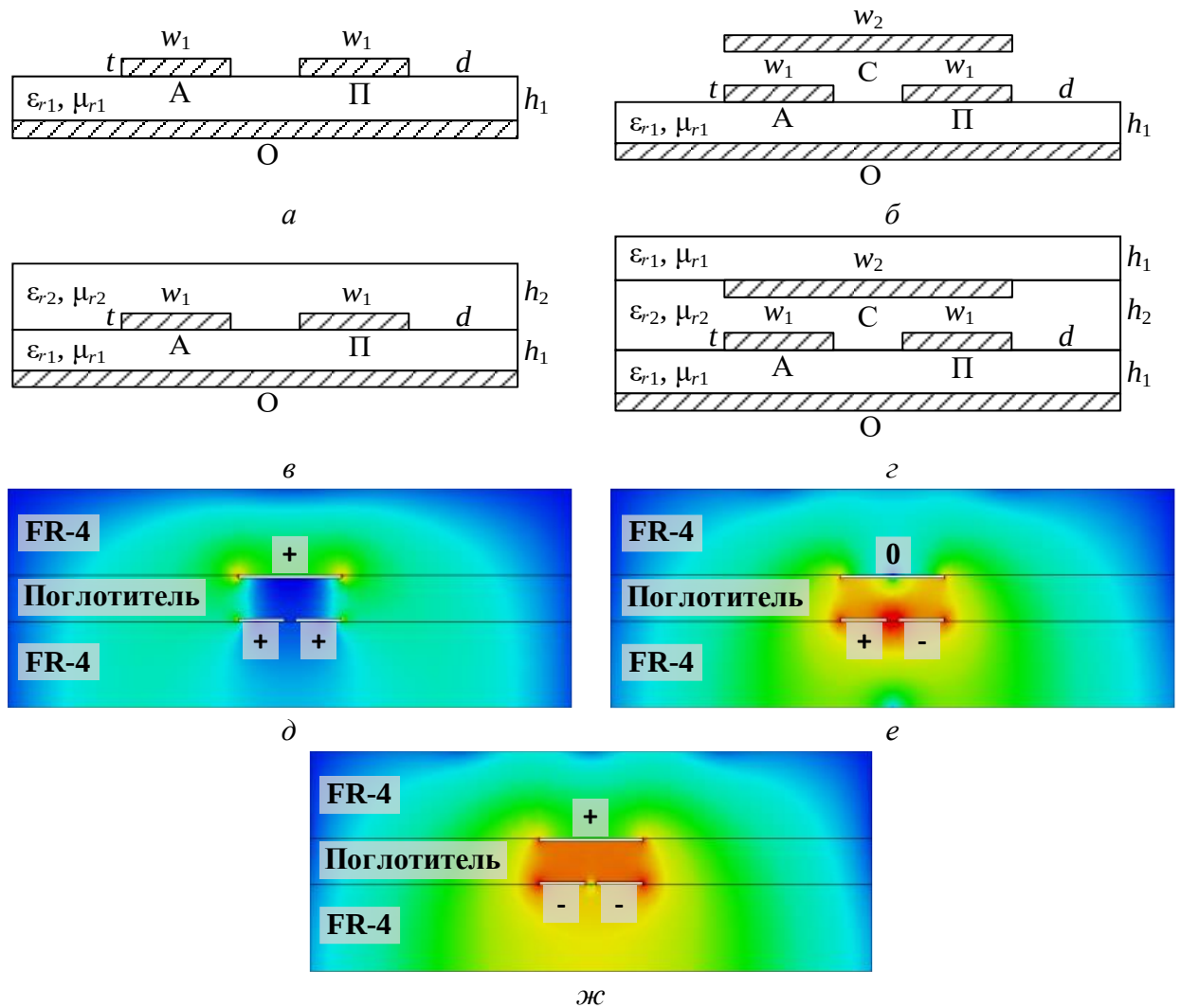


Рисунок 3.53 – Поперечные сечения структур 1 (а), 2 (б), 3 (в) и 4 (г) и распределения электрического поля мод 1 (д), 2 (е) и 3 (ж) в структуре 4

Различие задержек поясняют распределения электрического поля мод в структуре 4 (рисунок 3.53д–ж). Поле моды 1 сосредоточено преимущественно в FR4, поэтому ее задержка 8,88 нс/м наименьшая, а сопротивление 128,7 Ом наибольшее. Поле моды 2, распространяющейся между сигнальными проводниками, занимает FR4 и поглотитель (15,8 нс/м, 23,91 Ом). Поле 3 моды сосредоточено в поглотителе между сигнальными и

связывающим проводниками, поэтому ее задержка 20,2 нс/м наибольшая при сопротивлении 26,20 Ом.

Отклики структур на СШП-воздействие в форме трапеции длительностью 150 пс вычислены по квазистатически рассчитанным S -параметрам без учета и с учетом потерь (п. 3.1.1 и 3.1.2), а их N -нормы приведены в таблице 3.19. С учетом потерь у структуры 4 наименьшие N_1 , N_4 и N_5 , равные 0,416; 0,274 и 0,423 против 0,704; 0,442 и 0,683 у структуры 1, но наибольшая N_3 , равная 0,976. Без учета потерь N_1 у структуры 4 также меньше и равна 0,454 против 0,720.

Таблица 3.19 – N -нормы напряжения на выходе структур 1–4, рассчитанные без учета и с учетом потерь

Структура	Потери	N_1 , В	N_2 , 10^{-10}	N_3 , 10^{10}	N_4 , 10^{10}	N_5 , 10^6
1	без учета	0,72	0,748	0,343	0,327	7,04
	с учетом	0,704	0,693	0,786	0,442	6,83
2	без учета	0,757	0,83	0,356	0,578	7,33
	с учетом	0,739	0,75	0,818	0,479	7,12
3	без учета	0,46	0,514	0,392	0,348	6,28
	с учетом	0,433	0,36	0,889	0,299	4,75
4	без учета	0,454	0,515	0,407	0,58	6,25
	с учетом	0,416	0,382	0,976	0,274	4,23

На измерительных платах ПП1, ПП2, ПП3 и ПП4 модули включены в меандровую линию и в модальный фильтр с одним и двумя каскадами (рисунки 3.54 и 3.55). S -параметры плат рассчитаны методом FDTD в диапазоне от 0,01 до 20 ГГц и измерены (п. 3.1). Рассчитанные и измеренные $|S_{21}|$ всех плат имеют вид характеристики ФНЧ (рисунки 3.56–3.59), а ГВЗ в полосе пропускания изменяется плавно (рисунок 3.60).

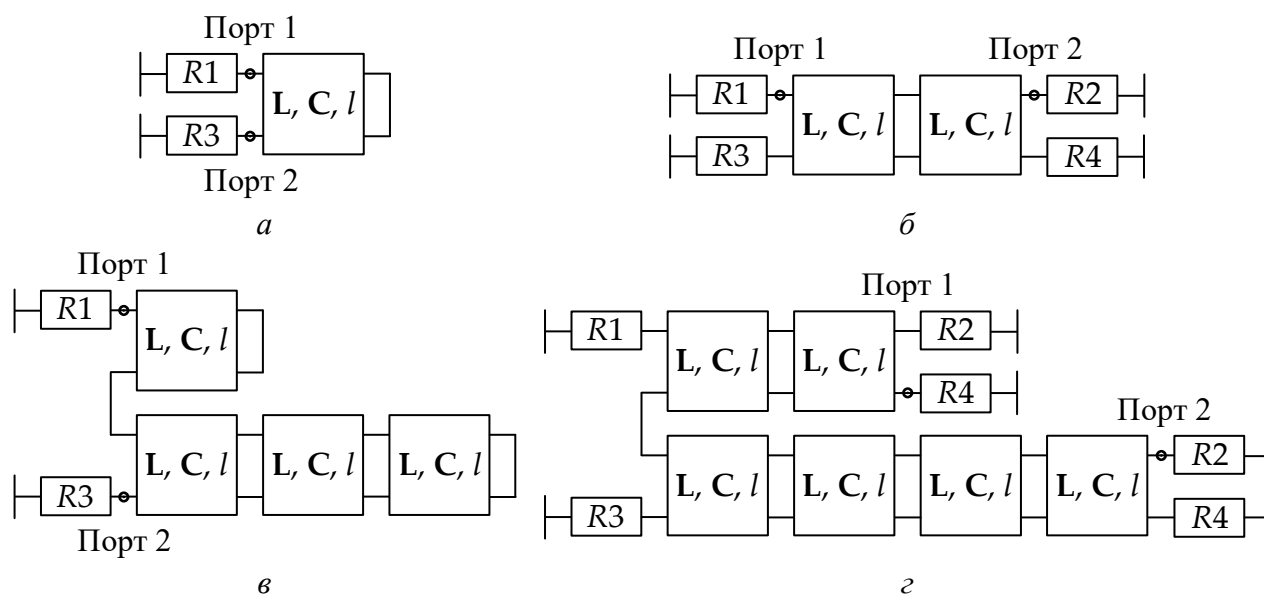


Рисунок 3.54 – Схемы включения элементов ПП1 (а), ПП2 (б), ПП3 (в) и ПП4 (г)

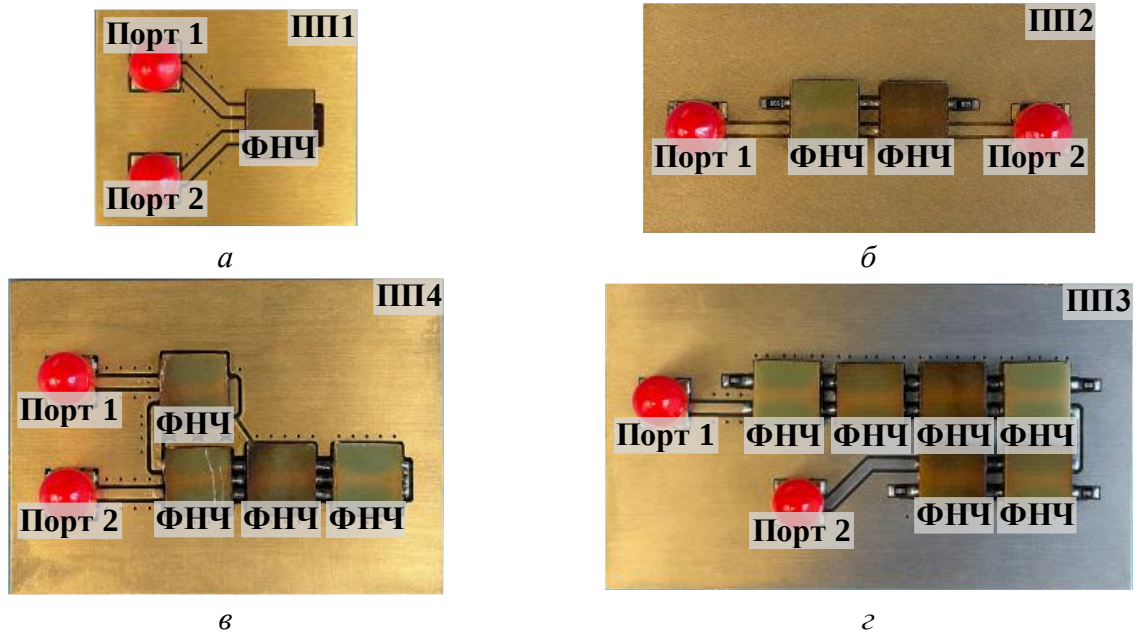


Рисунок 3.55 – Изготовленные прототипы элементов на измерительных платах ПП1 (а), ПП2 (б), ПП3 (в) и ПП4 (г)

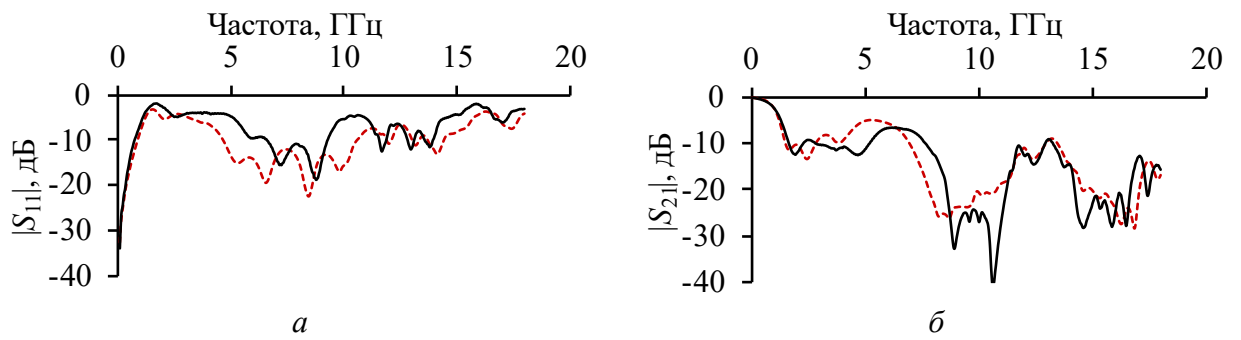


Рисунок 3.56 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (б), вычисленные методом FDTD (---) и измеренные (—), для ПП1

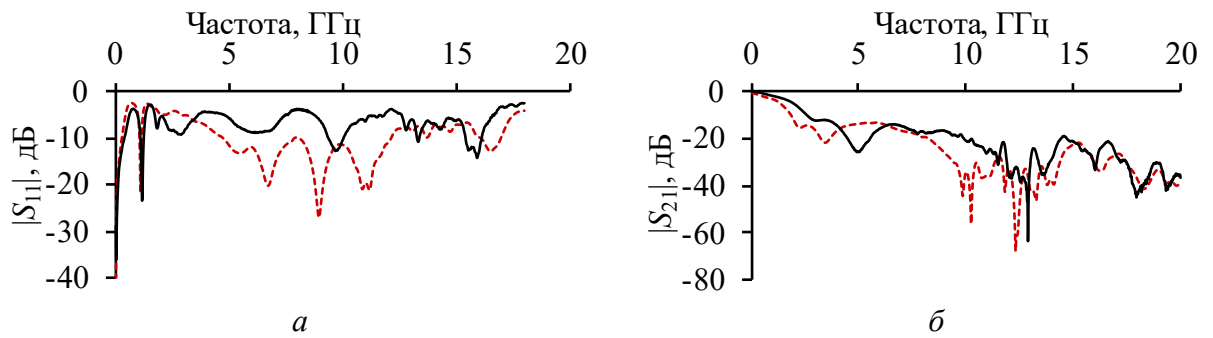


Рисунок 3.57 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (б), вычисленные методом FDTD (---) и измеренные (—), для ПП2

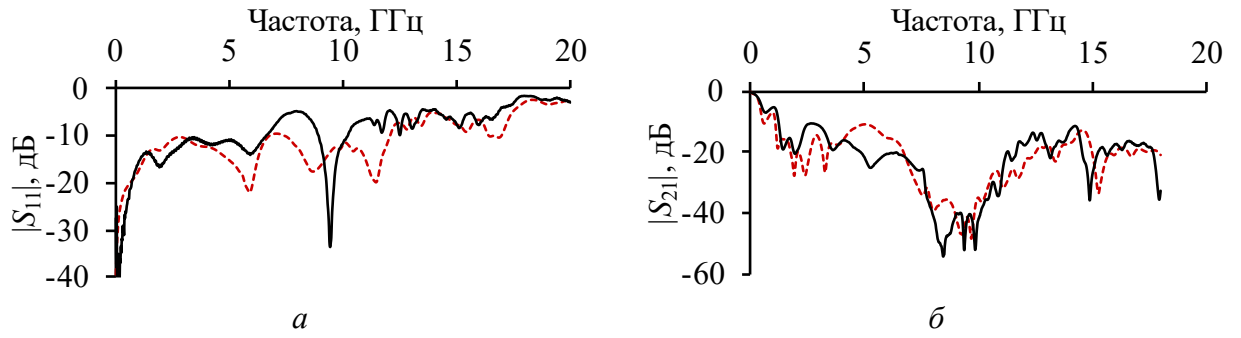


Рисунок 3.58 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (б), вычисленные методом FDTD (---) и измеренные (—), для ППЗ

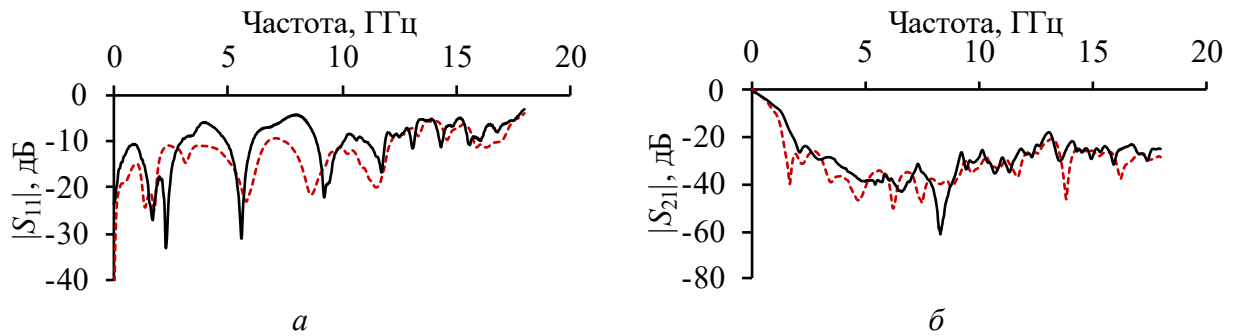


Рисунок 3.59 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $|S_{21}|$ (б), вычисленные методом FDTD (---) и измеренные (—), для ПП4

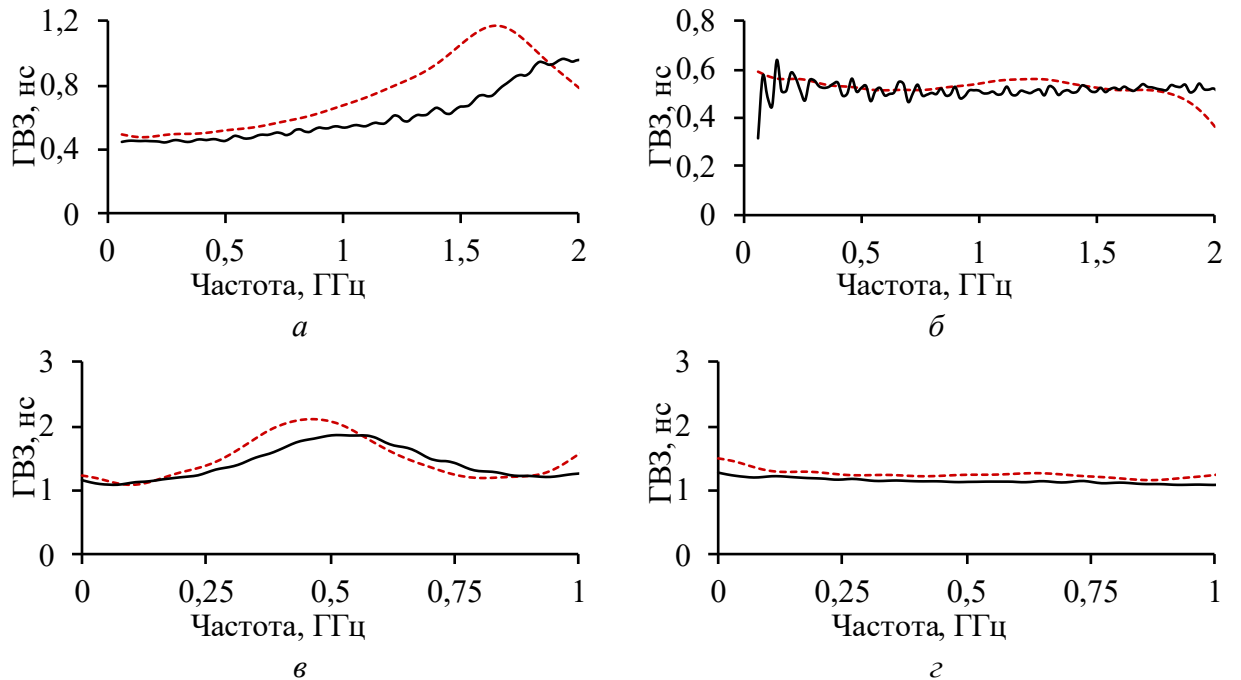


Рисунок 3.60 – Частотные зависимости ГВЗ, рассчитанные методом FDTD (---) и измеренные (—), для ПП1 (а), ПП2 (б), ПП3 (в) и ПП4 (г)

Сходимость вычисленных и измеренных $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ в диапазоне от 0,01 до 18 ГГц оценена методом FSV (п. 3.1.3, рисунок 3.61). У ППЗ для обеих зависимостей преобладают категории «очень хорошо», «хорошо» и «удовлетворительно», и согласованность, в основном, хорошая. У ПП1 и ПП2 среди трех преобладающих категорий есть «плохо» (для $|S_{21}|$ у ПП1 и для $|S_{11}|$ у ПП2), и согласованность хорошая или удовлетворительная, а у ПП4 для $|S_{21}|$

преобладают «хорошо», «удовлетворительно» и «плохо», и согласованность удовлетворительная.

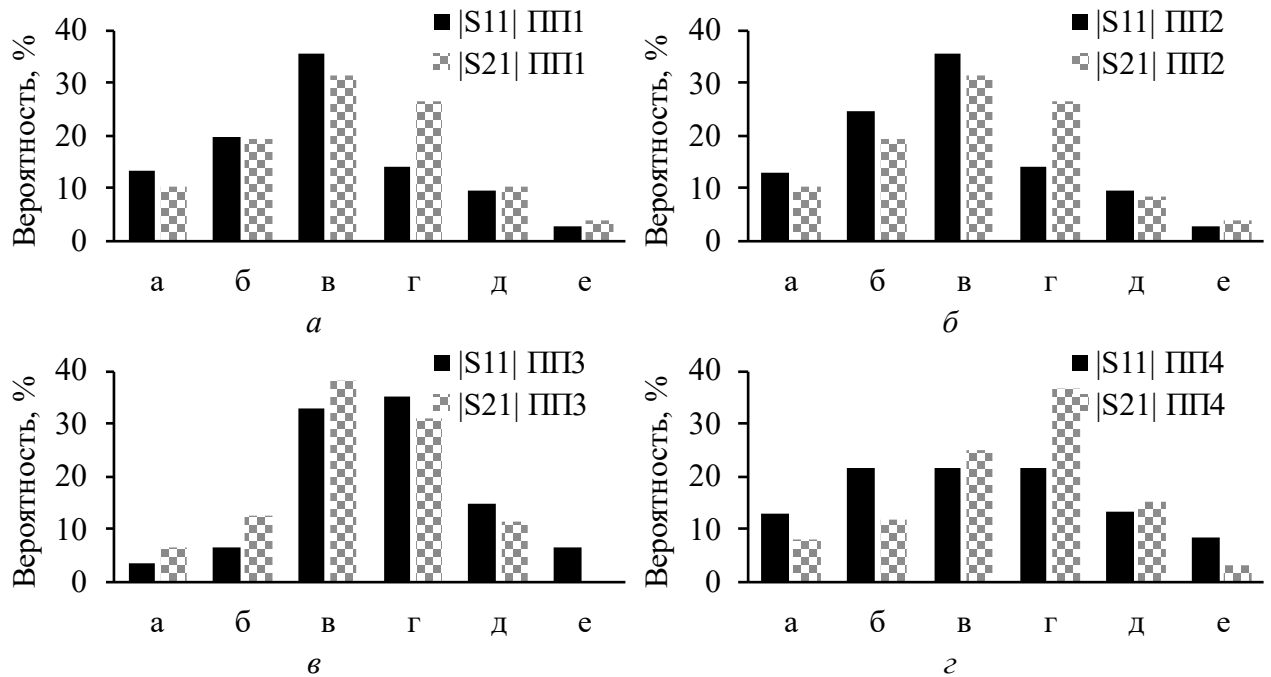


Рисунок 3.61 – Результаты FSV-анализа рассчитанных и измеренных частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ для ПП1 (а), ПП2 (б), ПП3 (в) и ПП4 (г)

По S -параметрам плат рассчитаны формы напряжения на выходе при помехах 4, 3 и 9 (п. 3.1.1 и 3.1.2) и их спектральные плотности (рисунок 3.62). При двух широкополосных и узкополосной помехах наибольшее ослабление получено для ПП4.

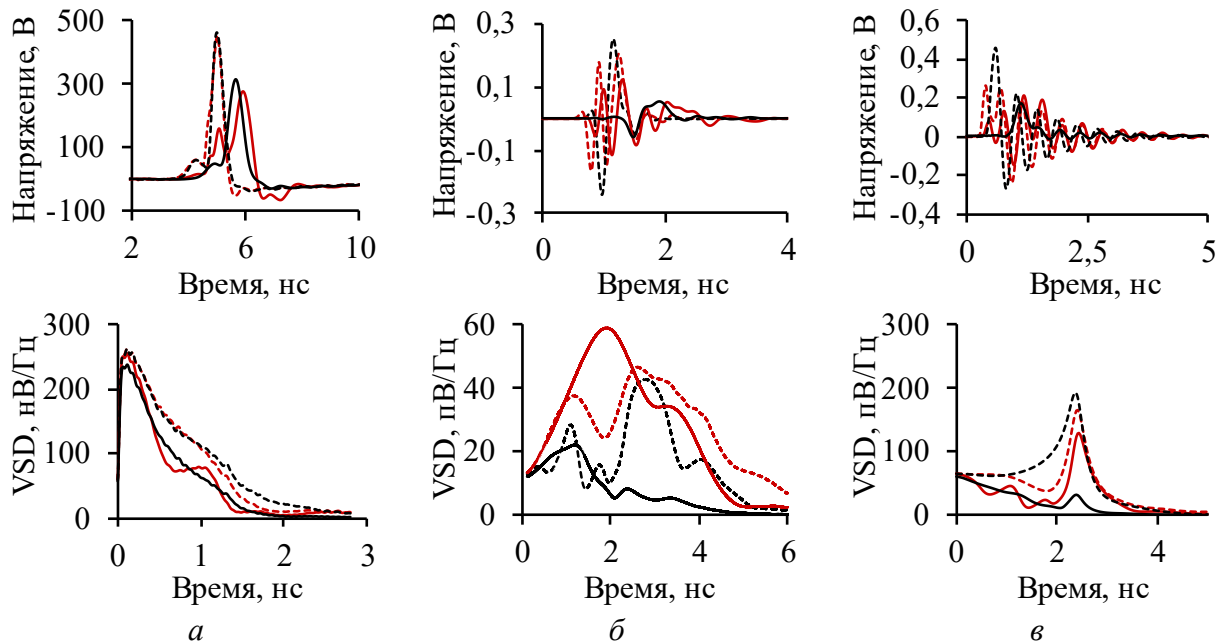


Рисунок 3.62 – Формы напряжения (вверху) и их спектральные плотности (внизу) на выходе ПП1 (---), ПП2 (---), ПП3 (—) и ПП4 (—) при широкополосных (а, б) и узкополосной (в) помехах

Целостность сигнала оценена по глазковым диаграммам (п. 3.1.3), рассчитанным для псевдослучайной битовой последовательности со скоростью 500 Мбит/с и временем

нарастания и спада 0,2 нс (таблица 3.20). Глаз открыт на всех платах, так как его высота составляет от 0,276 до 0,777 В, а ширина от 1,315 до 1,924 нс при длительности бита 2 нс. Наименьшее среднеквадратичное фазовое отклонение 8,48 пс и наибольшее отношение сигнал-шум 20,46 получены для ПП3, а наименьшее – 6,425 для ПП4, сильнее других плат ослабляющей помехи.

Таблица 3.20 – Параметры глазковых диаграмм при скорости 500 Мбит/с

Плата	Высота глаза, В	Ширина глаза, нс	Среднекв. фаз. откл., пс	SNR
ПП1	0,715	1,682	21,75	14,70
ПП2	0,491	1,315	69,06	9,327
ПП3	0,777	1,924	8,48	20,46
ПП4	0,276	1,694	29,32	6,425

Таким образом, связывающий проводник на слое поглотителя дает в модуле поверхностного монтажа моду 3 и наибольшую среди 4 структур разность погонных задержек мод 11,32 нс/м, что позволяет укоротить звено фильтра. Рассчитанные и измеренные S -параметры элементов на 4 платах согласуются по FSV хорошо или удовлетворительно, а глазковые диаграммы при 500 Мбит/с открыты. Измерены только S -параметры, а отклики на помехи и глазковые диаграммы рассчитаны.

3.4.2 Фильтр со встречно-штыревой структурой

Известен МФ, полученный из копланарного волновода длиной 53 мм двумя вырезами в опорной плоскости [136]. Волновод ослаблял СКИ относительно половины э.д.с. в 1,2 раза, до 441 мВ, а МФ – в 2,3 раза. Частота среза модального фильтра по уровню минус 3 дБ равна 2,55 ГГц [136], а возвратные потери не менее 10 дБ в диапазоне от 0 до 10 ГГц [137].

Встречно-штыревую структуру применяют в линиях передачи для снижения дальних перекрестных наводок [39] и в устройствах на основе модальной фильтрации для улучшения их характеристик. В предложенном ФНЧ встречно-штыревую структуру в продольной плоскости образуют две копланарные линии на трех двусторонних ПП, соединенные переходными отверстиями (рисунок 3.63а–в). Фильтр состоит из чередующихся последовательно соединенных секций, а модальные искажения в нем возникают из-за различия диэлектрических проницаемостей воздуха и подложек. Секции фильтра имеют параметры $w=600$ мкм, $s=450$ мкм, $h_1=200$ мкм, $h_2=500$ мкм и $t=50$ мкм, подложки имеют $\epsilon_r=4,3$ и $\text{tg}\delta=0,025$, а модель фильтра длиной 20,6 мм содержит 13 секций.

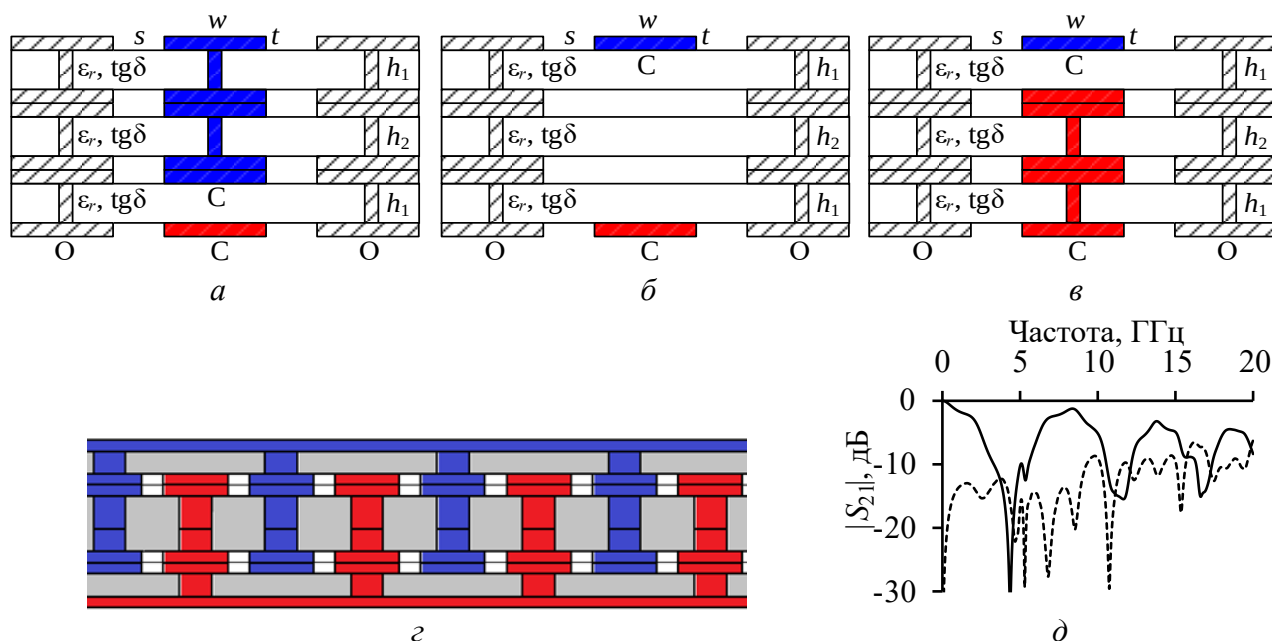


Рисунок 3.63 – Поперечные сечения 1 (а) 2 (б) и 3 (в), сечение в продольной плоскости (г) фильтра и вычисленные частотные зависимости $|S_{11}|$ (---) и $|S_{21}|$ (—) (д)

Вычисленные методом FDTD (п. 3.1) частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ фильтра показаны на рисунке 3.63д. С ростом частоты $|S_{21}|$ уменьшается от 0 до минус 30 дБ и ниже около 4,4 ГГц и не превышает минус 10 дБ примерно от 3,4 до 5,6 ГГц. Выше 6 ГГц $|S_{21}|$ снова возрастает, примерно до минус 1,5 дБ на частоте 8,5 ГГц и до минус 3 дБ на 14 ГГц. Значение $|S_{11}|$ не превышает минус 12 дБ до 9 ГГц и минус 6,5 дБ до 20 ГГц.

Таким образом, предложен ФНЧ со встречно-штыревой структурой размером $5 \times 25 \times 1$ мм³, который можно изготовить как элемент поверхностного монтажа. Его рассчитанная частота среза 2 ГГц, тогда как у МФ на основе копланарного волновода она равна 2,55 ГГц [136]. Длина полосковой линии предложенного фильтра в модели равна 20,6 мм, то есть более чем в 2 раза меньше длины этого волновода 53 мм. Фильтр исследован только полноволновым моделированием, и выше 6 ГГц появляется побочная полоса пропускания, в которой уровень передачи достигает примерно минус 1,5 дБ на частоте 8,5 ГГц. Результаты получены только при помощи моделирования, также, к недостаткам относятся сложности проектирования и трассировки платы.

3.5 Сравнение с аналогами

Разработанные фильтры сравнены с аналогами из публикаций и с сайтов дистрибьюторов, причем с сайтов выбраны аналоги с доступными файлами S -параметров, а аналоги из публикаций моделировались полноволновым методом. Меньшая N -норма отклика (п. 3.1.2) соответствует меньшей опасности помехи на выходе фильтра.

Фильтры ППФ1 и ППФ2 (п. 3.3.1) сравнены с 7 известными ППФ [138–144], у которых есть побочные полосы пропускания в широком диапазоне частот. В публикациях частотные

характеристики этих фильтров приведены в ограниченном диапазоне и без полного набора S -параметров, поэтому фильтры рассчитаны методом FDTD с параметрами из публикаций. Результаты расчета сравнены с помощью метода FSV с оцифрованными зависимостями $|S_{21}|$ (рисунок 3.64). Согласие оценено как отличное для фильтра [144], очень хорошее – для [138, 140–142], хорошее для [143] и удовлетворительное для [139]. Рассчитанные центральные частоты полос пропускания близки к опубликованным (таблица 3.21), а ширина полос совпадает хуже, например у первой полосы фильтра [143] 70 и 310 МГц (таблица 3.21).

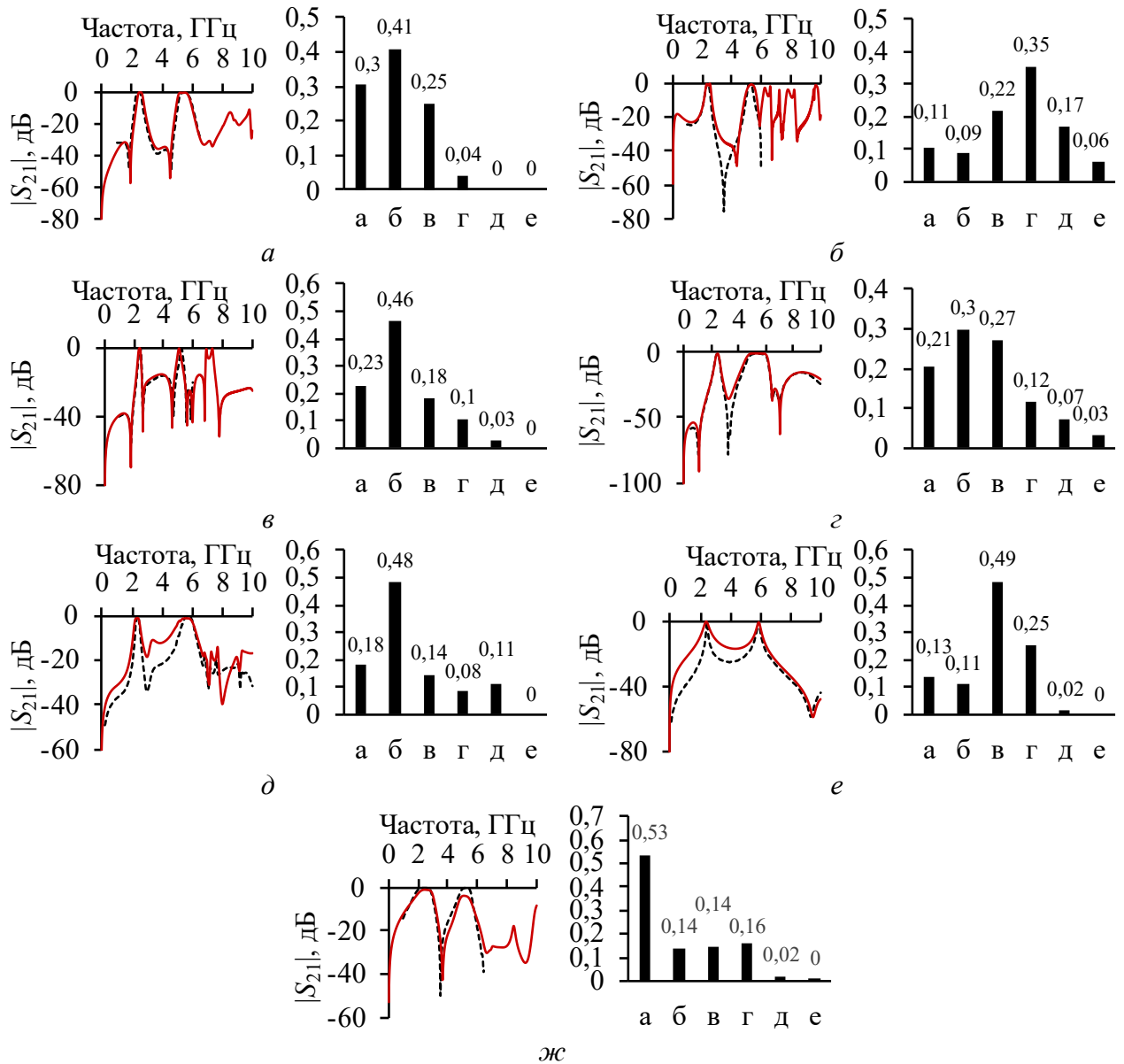


Рисунок 3.64 – Оцифрованные из публикаций (---) и рассчитанные методом FDTD (—) частотные зависимости $|S_{21}|$ фильтров из [138] (а), [139] (б), [140] (в), [141] (г), [142] (д), [143] (е), [144] (ж) и гистограммы оценки их согласия методом FSV

Таблица 3.21 – Центральные частоты и ширина полос пропускания ППФ и аналогов

Фильтр	Размеры, мм ²	$f_{ц}$, ГГц, публикация	Δf , МГц, публикация	$f_{ц}$, ГГц, расчет	Δf , МГц, расчет
[138]	19×9,2	2,45/5,47	330/580	2,58/5,4	330/725
[139]	24×30	2,4/5,25	240/320	2,4/5,3	340/490
[140]	16×16	2,45/5,25	160/140	2,36/5,03	140/170
[141]	15,6×13,6	2,46/5,5	210/1220	2,7/5,4	240/1480
[142]	25,8×22	2,35/5,7	210/640	2,4/5,6	350/1040
[143]	27×15,6	2,48/5,8	70/130	2,43/5,9	310/200
[144]	40×22	2,5/5,3	1140/790	2,5	1060
Фильтр	Размеры, мм ²	$f_{ц}$, ГГц, измер.	Δf , МГц, измер.	$f_{ц}$, ГГц, расчет	Δf , МГц, расчет
ППФ1	34×20	2,63/9,1	435/857	2,4/4,5/8,6/13,1	500/650/2140/1920
ППФ2	35×26	2,55	40	2,46	35

Для 9 фильтров вычислены N -нормы (таблицы 3.22–3.24, нормированы на значения для выходных воздействий) при УП помехах с центральными частотами 0,85 и 4 ГГц и СШП помехе от 0,1 до 6 ГГц. При всех трех помехах ППФ2 дает наименьшие N_1 , N_2 , N_4 и N_5 , но его норма N_3 наибольшая при УП помехах и вторая по значению при СШП. Наибольшие N_1 , N_2 , N_4 и N_5 получены для фильтров [141] и [144] при помехе 0,85 ГГц и для [141] и [142] при помехе 4 ГГц, а при СШП помехе фильтр [144] дает наибольшие N_1 , N_2 и N_5 .

Таблица 3.22 – N -нормы для УП помехи с $f_{ц}=0,85$ ГГц

Фильтр	$N_1 \cdot 10^3$	$N_2 \cdot 10^3$	N_3	$N_4 \cdot 10^3$	$N_5 \cdot 10^3$
[138]	1,364	36,55	6,137	8,737	1,977
[139]	3,171	45,318	22,556	18,769	4,32
[140]	1,136	29,348	1,719	7,771	1,616
[141]	1,664	81,111	0,016	9,636	2,195
[142]	2,335	40,258	2,848	11,169	2,486
[143]	3,074	35,982	2,425	12,913	2,955
[144]	6,54	71,723	2,37	41,444	8,921
ППФ1	1,147	40,984	68,449	6,682	1,529
ППФ2	1,054	13,591	139,67	6,648	1,483

Таблица 3.23 – N -нормы для УП помехи с $f_{ц}=4$ ГГц

Фильтр	N_1	N_2	$N_3 \cdot 10^{-5}$	N_4	N_5
[138]	0,128	3,635	3,62	0,12	0,081
[139]	0,129	3,518	17,546	0,125	0,078
[140]	0,124	3,324	1,917	0,165	0,093
[141]	0,298	8,064	0,076	0,177	0,139
[142]	0,282	7,906	2,69	0,197	0,151
[143]	0,239	5,188	1,686	0,117	0,099
[144]	0,273	4,403	1,409	0,118	0,122
ППФ1	0,161	3,884	32,728	0,155	0,102
ППФ2	0,061	1,308	57,636	0,082	0,048

Таблица 3.24 – N -нормы для СШП помехи с 0,1–6 ГГц

Фильтр	N_1	N_2	$N_3 \cdot 10^{-5}$	N_4	N_5
[138]	0,16	2,506	1,846	0,189	0,12
[139]	0,157	2,642	9,862	0,199	0,114
[140]	0,096	1,775	15,836	0,190	0,087
[141]	0,207	5,197	1,537	0,207	0,123
[142]	0,164	4,148	1,488	0,202	0,125
[143]	0,219	3,629	0,523	0,171	0,127
[144]	0,38	7,312	0,031	0,187	0,187
ППФ1	0,116	2,056	0,832	0,178	0,1
ППФ2	0,079	1,286	15,446	0,128	0,073

Многомодовый фильтр в корпусе с поглотителем (п. 3.3.4) с частотой среза 0,5 ГГц сравнен с 6 ФНЧ с частотой среза от 0,5 до 1,1 ГГц [19, 20, 30, 52, 68, 70] (таблицы 3.25 и 3.26, нормированы на значения для выходных воздействий). Фильтры сравнивались по N -нормам при УП помехе 5 ГГц и СШП помехе от 0,1 до 6 ГГц, причем N -нормы аналогов взяты из [68]. При УП помехе разработанный фильтр дает наименьшую норму N_5 (0,072) и вторую после фильтра [68] норму N_4 (0,062 против 0,054), но по N_1 и N_2 уступает фильтрам [70] и [68]. При СШП помехе норма N_4 разработанного фильтра (0,170) наименьшая, более чем в 1,6 раза меньше, чем у фильтров [19, 20, 30, 52, 70], и близка к норме фильтра [68] (0,174). По N_1 и N_5 фильтр при этой помехе уступает только фильтру [30], по N_2 (0,058) уступает 4 аналогам, а норма N_3 у всех фильтров составляет от 0,935 до 1,002.

Таблица 3.25 – Сравнение многомодового фильтра в корпусе с аналогами

Фильтр	Тип	f_c , ГГц	Размеры, мм
[19]	ФНЧ	1,110	26,5×24,3×2,3
[20]	ФНЧ	1,090	40×27,4×0,8
[30]	ФНЧ	0,570	73×38×1,58
[70]	ФНЧ	1,080	53,9×24,5×5,5
[52]	Погл. ФНЧ	0,741	70×70×0,5
[68]	Погл. ФНЧ	0,7	13,5×12,7×0,75
Разраб.	Погл. ФНЧ	0,5	16,2×6,9×11

Таблица 3.26 – Сравнение многомодового фильтра в корпусе с аналогами

Фильтр	УП помеха, 5 ГГц					СШП помеха, от 0,1 до 6 ГГц				
	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
[19]	0,122	0,079	0,998	0,093	0,110	0,080	0,040	1,001	0,354	0,152
[20]	0,129	0,053	0,935	0,121	0,121	0,078	0,040	0,936	0,311	0,144
[30]	0,209	0,162	0,999	0,294	0,241	0,059	0,064	1,001	0,282	0,098
[70]	0,078	0,026	1,001	0,106	0,095	0,071	0,013	1,002	0,359	0,138
[52]	0,246	0,249	0,998	0,583	0,322	0,395	0,290	0,971	0,415	0,389
[68]	0,073	0,013	0,977	0,054	0,075	0,064	0,02	0,981	0,174	0,104
Разраб.	0,083	0,032	0,945	0,062	0,072	0,063	0,058	0,948	0,170	0,099

Фильтры ФНЧ1, ФНЧ2 и ФНЧ3 с T -резонаторами (п. 3.3.5) сравнились с 6 ФНЧ [19, 20, 30, 145–147] по размерам, частоте среза и потерям в полосах пропускания и заграждения (таблица 3.27). В полосе заграждения возвратные потери ФНЧ1–3 составляют от 10,75 до 11,70 дБ, а у аналогов не превышают 3,2 дБ, то есть разработанные фильтры отражают меньшую долю мощности помехи. В полосе пропускания возвратные потери ФНЧ1–3 (от 12,42 до 18,05 дБ) попадают в диапазон значений аналогов, но вносимые потери (от 1,32 до 1,83 дБ) больше, чем у всех аналогов. Вносимые потери в полосе заграждения у ФНЧ1 (17,90 дБ) наименьшие из всех фильтров. ФНЧ1–3 крупнее всех аналогов, например площадь ФНЧ2 и ФНЧ3 составляет 4754,75 мм², а наибольшая площадь аналога [30] равна 2456,2 мм². Размеры ФНЧ определяются требуемой частотой среза, которая у ФНЧ1–3 (от 0,151 до 0,187 ГГц) ниже, чем у аналогов, кроме [147]. Так, при длине МФ 150 мм и длинах резонаторов 11,65 и 46,6 мм, по приведенной оценке, частота среза составит 560 МГц. Эта оценка относится к уменьшенной расчетной конфигурации и не является результатом измерения изготовленных прототипов.

Таблица 3.27 – Сравнение ФНЧ с T -резонаторами с аналогами

Фильтр	Размеры, мм / мм ²	f_c , ГГц	Полоса пропускания		Полоса заграждения	
			RL , дБ	IL , дБ	RL , дБ	IL , дБ
[145]	229,6	0,87	25,6	0,3	1,2	25,3
[19]	590	1	19,3	0,4	0,5	23,2
[146]	27×13,7	0,82	10,2	0,9	2	38,5
[20]	40,4×23,4	0,9	15,5	0,5	3,2	29,4
[30]	2456,2	0,5	16,4	0,3	1,4	26,3
[147]	11×29	0,12	22,7	0,3	0,5	31,5
ФНЧ1	61,5×64,2	0,171	16,69	1,83	11,70	17,90
ФНЧ2	71,5×66,5	0,187	18,05	1,63	11,66	21,59
ФНЧ3	71,5×66,5	0,151	12,42	1,32	10,75	24,25

Фильтры поверхностного монтажа ПП1–ПП4 (п. 3.4) с частотой среза от 0,42 до 1,43 ГГц сравнились с 17 ФНЧ [148–164] с частотой среза от 0,32 до 0,65 ГГц (таблицы 3.28–3.31). ПП1 и ПП4 имеют наименьший разброс ГВЗ в полосе пропускания (0,13 нс против не менее 0,19 нс у аналогов). Средние возвратные потери в полосе заграждения у ПП1–ПП4 (от 6,61 до 10,0 дБ) больше, чем у 9 аналогов (не более 2,47 дБ). Однако у 8 аналогов [152–159] эти потери составляют от 8,05 до 13,7 дБ, то есть больше, чем у ПП1–3. В полосе пропускания средние возвратные потери ПП1, ПП2 и ПП4 (от 15,6 до 17,2 дБ) меньше, чем у всех аналогов (не менее 18,1 дБ). N -нормы фильтров поверхностного монтажа и аналогов вычислялись по S -параметрам для помех 1–3 из пункта 3.1.1. При линейном расчете отклика на СШП-импульс высокого напряжения норма N_1 у ПП1 – (от 277,1 до 463,1) больше, чем у всех аналогов (от 168,6 до 264,3). Фильтры ПП1 и ПП3 дают наибольшие N_1 и N_5 при всех

трех помехах. Эти расчеты характеризуют передачу заданных воздействий и не определяют предельную импульсную стойкость фильтров.

Таблица 3.28 – Частотные характеристики фильтров поверхностного монтажа и аналогов

Фильтр	f_c , ГГц	Полоса пропускания ($0-f_c$)				Полоса заграждения ($1,5f_c-f_{max}$)	
		Разброс ГВЗ, нс	КСВН _{макс}	RL, дБ	IL, дБ	RL, дБ	IL, дБ
[148]	0,51	3,89	2,83	23,7	0,72	0,82	41,0
[149]	0,43	5,86	3,10	27,6	0,37	2,47	38,4
[150]	0,46	2,45	2,23	27,8	0,80	0,48	30,7
[151]	0,45	1,93	1,67	33,9	0,81	2,35	30,4
[152]	0,33	0,25	1,32	18,1	2,33	8,30	35,0
[153]	0,37	0,32	1,25	21,6	1,43	8,05	23,9
[154]	0,61	0,25	1,31	21,4	1,28	9,34	22,9
[155]	0,65	0,19	1,32	19,1	2,10	10,1	33,2
[156]	0,32	1,09	1,31	18,5	2,22	9,38	35,4
[157]	0,37	0,90	1,23	23,9	1,12	12,2	22,6
[158]	0,60	0,75	1,28	25,2	1,03	13,7	22,3
[159]	0,61	0,96	1,32	20,4	1,90	10,5	35,1
[160]	0,49	2,46	1,71	21,4	0,54	0,11	47,1
[161]	0,44	1,94	1,83	30,8	0,83	1,27	35,6
[162]	0,46	3,86	1,88	23,9	0,80	1,82	25,9
[163]	0,46	4,30	1,86	24,2	0,80	1,94	25,7
[164]	0,51	2,41	1,49	19,6	1,05	1,77	67,5
ПП4	0,47	0,13	1,56	17,2	1,66	10,0	29,7
ПП1	1,11	0,13	3,74	15,6	0,96	7,12	16,3
ПП2	0,42	0,61	2,05	16,8	1,03	6,61	22,5
ПП3	1,43	0,88	1,55	23,0	1,42	7,93	23,8

Таблица 3.29 – N -нормы для СКИ

Фильтр	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
	1	10^{-10}	10^{10}	10^{10}	10^6
[148]	190,2	33,4	620	4610	6630
[149]	194,4	36,3	614	5000	7040
[150]	168,6	25,3	670	5120	6690
[151]	184,2	29,6	611	4760	6680
[152]	184,9	28,6	601	4670	6600
[153]	172,2	30,3	467	3650	5500
[154]	177,3	74,6	500	3900	5770
[155]	247,5	94,1	513	4240	6950
[156]	264,3	70,5	505	3940	6690
[157]	171,1	32,3	486	3660	5490
[158]	183,1	75,1	544	4070	5960
[159]	252,5	91,9	552	4300	7050
[160]	262,5	69,8	500	3910	6650
[161]	198,5	32	602	4800	6920
[162]	182,6	27,7	595	4610	6520
[163]	180,5	28,5	556	4720	6600
[164]	180,8	28,5	564	4720	6610
ПП4	315,2	83,8	568	3810	6860
ПП1	451,1	155,3	593	4520	8660
ПП2	277,1	76,2	614	4560	7030
ПП3	463,1	212,7	593	4380	8750

Таблица 3.30 – N -нормы для СШП помехи 0,1–6 ГГц

Фильтр	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
	1	10^{-10}	10^{10}	10^{10}	10^6
[148]	0,02	0,003	0,128	0,31	0,5
[149]	0,03	0,028	0,13	0,51	0,72
[150]	0,02	0,063	0,123	0,38	0,54
[151]	0,02	0,053	0,129	0,35	0,54
[152]	0,02	0,026	0,127	0,33	0,51
[153]	0,03	0,052	0,1	0,29	0,58
[154]	0,12	0,191	0,108	0,57	1,6
[155]	0,13	0,28	0,113	0,48	1,72
[156]	0,04	0,056	0,109	0,35	0,83
[157]	0,03	0,055	0,104	0,28	0,56
[158]	0,11	0,184	0,117	0,54	1,55
[159]	0,13	0,271	0,119	0,47	1,67
[160]	0,04	0,055	0,108	0,36	0,83
[161]	0,02	0,007	0,125	0,33	0,52
[162]	0,02	0,032	0,127	0,32	0,52
[163]	0,02	0,039	0,122	0,34	0,5
[164]	0,02	0,044	0,123	0,34	0,51
ПП4	0,06	0,075	0,119	0,35	1,11
ПП1	0,2	0,433	0,128	0,92	3,31
ПП2	0,12	0,242	0,128	0,89	2,23
ПП3	0,25	0,443	0,128	0,82	3,62

Таблица 3.31 – N -нормы для УП помехи $f_{ц} = 2,5$ ГГц

Фильтр	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
	1	10^{-10}	10^{10}	10^{10}	10^6
[148]	0,06	0,01	0,635	1,14	1,94
[149]	0,06	0,055	0,649	1,35	2,13
[150]	0,05	0,078	0,662	1,32	1,9
[151]	0,06	0,062	0,654	1,19	1,93
[152]	0,06	0,091	0,648	1,11	1,92
[153]	0,07	0,061	0,511	0,76	1,71
[154]	0,16	0,203	0,551	1,01	2,68
[155]	0,21	0,498	0,574	1,28	3,48
[156]	0,09	0,065	0,556	0,82	2,24
[157]	0,07	0,119	0,53	0,76	1,69
[158]	0,16	0,198	0,596	1,01	2,69
[159]	0,21	0,207	0,609	1,24	3,42
[160]	0,09	0,105	0,551	0,85	2,24
[161]	0,06	0,016	0,653	1,19	2,01
[162]	0,06	0,051	0,644	1,08	1,89
[163]	0,06	0,122	0,623	1,18	1,9
[164]	0,12	1,175	1,173	2,52	3,85
ПП4	0,17	0,104	0,608	0,82	2,58
ПП1	0,26	0,329	0,654	2,62	5,84
ПП2	0,21	0,278	0,652	1,92	4,25
ПП3	0,45	0,528	0,655	2,71	7,13

Таким образом, ППФ2 дает наименьшие N_1 , N_2 , N_4 и N_5 среди 9 ППФ, а многомодовый фильтр в корпусе дает наименьшие N_5 при УП и N_4 при СШП среди 7 ФНЧ. ФНЧ с T -резонаторами отражают в полосе заграждения меньшую долю мощности, чем аналоги, но крупнее их и вносят большие потери в полосе пропускания, а ПП1–4 уступают аналогам по N_1 при воздействии СКИ на входе. N -нормы аналогов ППФ вычислены по S -параметрам, рассчитанным методом FDTD, поэтому их точность ограничена согласием моделей с публикациями.

3.6 Основные результаты раздела

Выполненные исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. Покрытие из поглотителя снижает частоту, на которой $|S_{21}|$ связанных линий достигает минус 3 дБ, с 5,63 и 6,58 до 1,5 и 1,8 ГГц, а у согласованной линии увеличивает модуль наводимого напряжения на дальнем конце с 91 до 149 мВ. Комплексные относительные проницаемости поглотителя, определенные методами раздела 2 на образце толщиной 0,8 мм в диапазоне от 50 до 400 МГц, дают ϵ_r' 15,65 и 15,26 и μ_r' 4,75 и 4,90 при данных изготовителя 20,9 и 3,41.

2. Два витка меандровой линии с поглотителем, включенные последовательно с ППФ третьего порядка, увеличили наименьшее измеренное ослабление в диапазоне от 3 до 20 ГГц с 6 до 19,6 дБ при увеличении размеров прототипа с 34×20 до 35×26 мм.

3. Связывающий проводник на слое поглотителя сохраняет модальное разложение при сигнальных проводниках, разнесенных на 10 мм: каждый такой проводник добавляет одну основную моду, а разность погонных задержек мод растет: с 0,07 до 9,63 нс/м в МФ1, с 1,60 до 13,15 нс/м в МФ2 и с 0,49 до 11,08 нс/м в МФ3. Измеренная частота среза МФ1 снижается с 5,3 до 0,9 ГГц, а пиковое напряжение гауссова импульса на его выходе, рассчитанное по измеренным S -параметрам, уменьшается с 0,722 до 0,062 В, но уровень излучаемых эмиссий в диапазоне от 0,46 до 1,5 ГГц растет.

4. В 4-слойной зеркально-симметричной структуре слои поглотителя при длине 0,1 м дают разность задержек крайних мод 1,33 нс и частоту среза 200 МГц, тогда как структура с однородным диэлектриком длиной 1 м дает 0,97 нс и 165 МГц.

5. В многомодовом фильтре в корпусе поглотитель сосредоточивает в себе поле самой медленной из 4 основных мод, а разность погонных задержек мод составляет 15,37 нс/м. По расчету с учетом потерь ослабление трапецеидального импульса длительностью 300 пс возрастает с 1,5 до 5 раз, причем потери поглотителя сильнее всего уменьшают импульс самой медленной моды. Измеренная частота среза прототипа с поглотителем снижается с 1,19 до 0,58 ГГц при вносимых потерях в полосе пропускания меньше 2,44 дБ, а измеренный $|S_{21}|$ в полосе заграждения до 40 ГГц ниже минус 40 дБ.

6. Каждая пара T -резонаторов увеличивает число различных составляющих отклика на выходе МФ. По расчету методом FDTD три пары уменьшают пиковое напряжение СШП-помехи с 407 до 73 мВ при снижении частоты среза с 623,5 до 33,5 МГц, а у прототипов две пары повысили средние вносимые потери в полосе заграждения с 17,9 до 24,3 дБ при потерях в полосе пропускания не более 1,8 дБ.

7. В модуле поверхностного монтажа связывающий проводник на слое поглотителя дает третью моду и разность погонных задержек мод 11,32 нс/м против 0,65 нс/м в исходной структуре. Рассчитанные и измеренные S -параметры элементов на 4 платах согласуются по FSV хорошо или удовлетворительно, а глазковые диаграммы при 500 Мбит/с открыты.

8. При заданных воздействиях среди 9 сопоставленных фильтров ППФ2 дает наименьшие N_1 , N_2 , N_4 и N_5 при более узкой основной полосе, а среди 7 ФНЧ многомодовый фильтр в корпусе дает наименьшую N_5 при УП 5 ГГц и наименьшую N_4 при широкополосной помехе. Фильтры с T -резонаторами отражают в полосе заграждения меньшую долю мощности, чем аналоги, но крупнее них, а модули поверхностного монтажа уступают аналогам по N_1 при СШП-импульсе высокого напряжения.

Результаты для зеркально-симметричной структуры и фильтра со встречно-штыревой структурой получены только расчетом, а отклики фильтров на помехи рассчитаны по измеренным S -параметрам.

4 ФИЛЬТРЫ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

В разделе представлены результаты разработки и исследования фильтров поглощающего типа в интегральном исполнении на подложках Al_2O_3 и GaAs. Экспериментально исследовано воздействие СШП-помех на характеристики пассивного удвоителя частоты на GaAs [165]. Разработана библиотека элементов для технологии на Al_2O_3 с учётом опыта создания средств проектирования СВЧ-электронной компонентной базы на GaN [166]. Разработаны ФНЧ на элементах с сосредоточенными параметрами [167] и МФ на GaAs [168]. Исследовано влияние поглощающего покрытия на частотные и временные характеристики фильтров и выполнено сравнение с аналогами.

4.1 Воздействие СШП-помех на пассивный удвоитель частоты

Мощные СВЧ-импульсы, одна из форм преднамеренных электромагнитных воздействий [2, 7], вызывают в активных полупроводниковых приборах, таких как МОП-транзисторы и транзисторы с высокой подвижностью электронов, нелинейные переходные процессы и катастрофические отказы [9, 169–171]. Защита активных устройств от электромагнитных помех исследована подробно [8, 10, 13, 172, 173]. Воздействие СШП-помех на пассивные умножители частоты изучено мало, хотя умножение частоты основано на нелинейности диодов, уязвимых к мощным широкополосным импульсам. Поэтому характеристики пассивного удвоителя частоты измерены до и после воздействия СШП-импульсов разной амплитуды [165], чтобы оценить изменение коэффициента преобразования и уровней гармоник после этих воздействий.

Удвоитель изготовлен по технологии GaAs 0,5 мкм с диодами Шоттки, преобразует входные частоты от 1 до 4 ГГц в выходные от 2 до 8 ГГц и имеет на кристалле размеры $1,1 \times 1,4 \text{ мм}^2$ (рисунок 4.1). Чтобы подавить нежелательные, прежде всего нечетные, гармоники, удвоитель выполнен по двойной балансной схеме из кольца 4 диодов Шоттки и двух симметрирующих трансформаторов Маршанда TV1 и TV2 с малыми потерями.

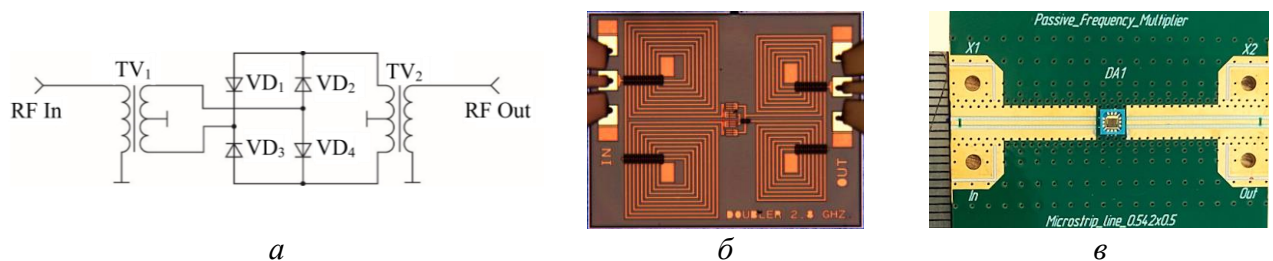


Рисунок 4.1 – Схема двойного балансного пассивного удвоителя частоты (а), фотография кристалла (б) и ПП с интегральной схемой в корпусе (в)

Характеристики удвоителя на кристалле измерены на зондовой станции двухпортовым ВАЦ с верхней частотой 20 ГГц. Приёмник анализатора настраивался на соответствующие частоты гармоник. Анализатор откалиброван по мощности и S -параметрам в плоскости

коаксиальных кабелей, поэтому при сравнении с расчетом учтены S -параметры зондов. Затем измерения повторены для ИС в корпусе, установленной на ПП.

Удвоитель на плате подвергнут воздействию импульсов СШП-генератора с частотой повторения 10 Гц в течение 10 с в каждом испытании. Амплитуда импульсов последовательно увеличивалась от испытания к испытанию до 500 В. После каждого испытания измерялась выходная мощность, а по осциллограммам напряжения на входе удвоителя вычислены N -нормы.

Без воздействия при входной мощности 12 дБм измеренная выходная мощность на частотах f_0 , $2f_0$, $3f_0$ и $4f_0$ согласуется с рассчитанной в Keysight ADS как на кристалле, так и на плате (рисунок 4.2а). Наибольший уровень имеет вторая гармоника, а составляющая на основной частоте и высшие гармоники подавлены. По методу FSV для второй гармоники преобладают оценки GDM «хорошо», «удовлетворительно» и «очень хорошо» с долями 0,321, 0,29 и 0,257 (рисунок 4.2б).

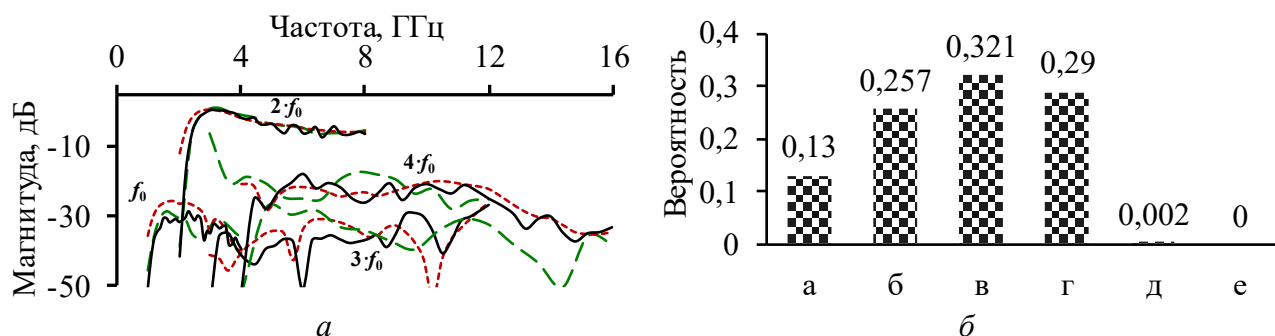


Рисунок 4.2 – Выходная мощность удвоителя на частотах f_0 , $2f_0$, $3f_0$ и $4f_0$, вычисленная (---) и измеренная на кристалле (—) и ПП (—) (а), и гистограмма оценок GDM метода FSV для второй гармоники (б)

Выходная мощность после импульсов с амплитудой 70, 100, 220 и 500 В показана на рисунке 4.3, а N -нормы входного напряжения и среднеквадратичное отклонение RMSE выходной мощности от исходной приведены в таблице 4.1. После импульсов 70 и 100 В зарегистрированы снижение коэффициента преобразования на второй гармонике и ухудшение подавления составляющей на основной частоте и гармоник $3f_0$ и $4f_0$ (RMSE 2,84 и 2,87 дБ). После прекращения воздействия характеристики в основном восстанавливались. После воздействий 220 и 500 В получены значения RMSE 3,59 и 11,42 дБ, соответственно. Уровень второй гармоники после импульсов 500 В снизился, а на основной частоте вырос и на входных частотах выше 2,5 ГГц приблизился к нему (рисунок 4.3а, б). Сохранение второй гармоники указывает на сохранение преобразования частоты при измененных характеристиках устройства, но не устанавливает степень повреждения диодов. N -нормы входного напряжения растут с ростом амплитуды.

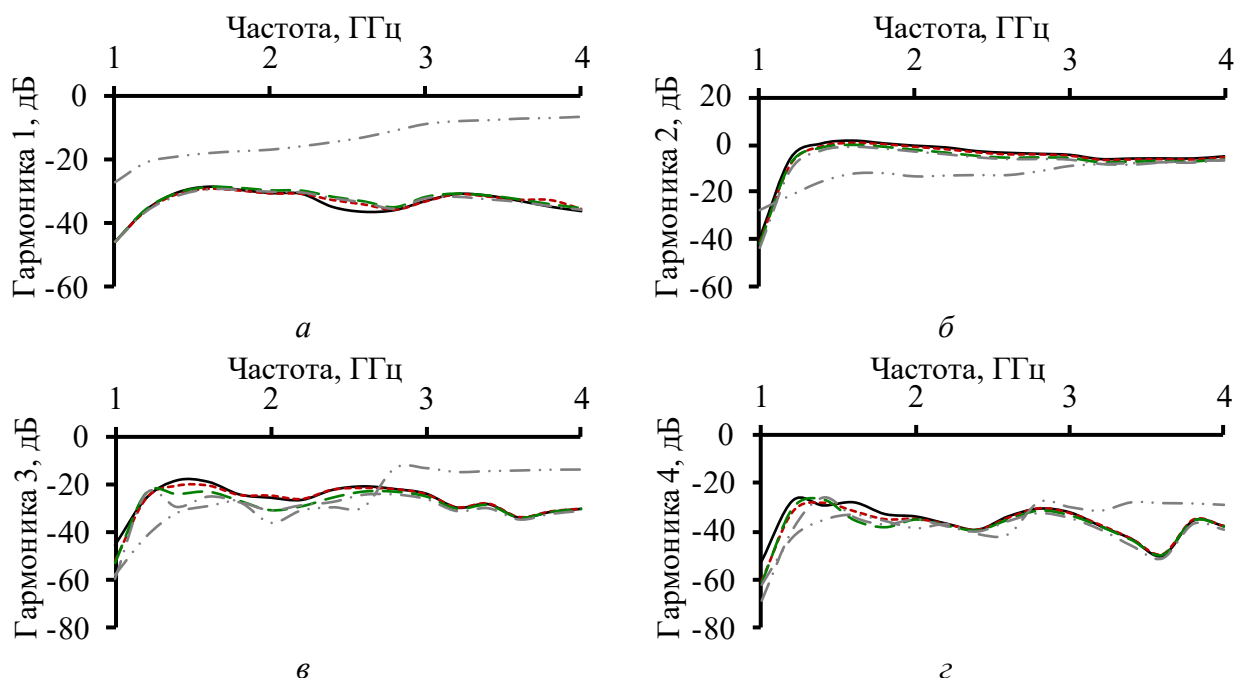


Рисунок 4.3 – Выходная мощность удвоителя на частотах f_0 (а), $2f_0$ (б), $3f_0$ (в) и $4f_0$ (г) до воздействия (—) и после воздействия СШП-импульсов с амплитудой 70 (---), 100 (—), 220 (— · —) и 500 В (— · · —)

Таблица 4.1 – N -нормы напряжения на входе удвоителя и отклонение его выходной мощности после воздействия СШП-импульсов

N_1	$N_2, 10^{-10}$	$N_3, 10^{10}$	$N_4, 10^{10}$	$N_5, 10^6$	RMSE, дБ
70	86	256	322	1000	2,84
100	123	365,7	460	2000	2,87
220	271	804,5	1013	4000	3,59
500	616	1840	2316	8000	11,42

Ухудшение характеристик можно объяснить нелинейностью диодов Шоттки и паразитными элементами схемы. Широкий спектр СШП-импульса может возбуждать не учтенные в исходной модели резонансы в контурах из емкостей диодов и индуктивностей проводников, и пиковое напряжение в этих контурах может превысить допустимое обратное напряжение диодов; ток и выделившаяся энергия могут вызвать перегрев. Под действием высокочастотных составляющих импульса нелинейность диодов повышает уровень нежелательных гармоник и снижает коэффициент преобразования на второй гармонике. Отдельные диоды могут деградировать по-разному из-за амплитудного и фазового дисбаланса трансформаторов. Эти эффекты можно учесть в расчете, дополнив модель диода нелинейным последовательным сопротивлением и параллельной емкостью.

Таким образом, пассивный удвоитель частоты на GaAs чувствителен к СШП-импульсам, хотя механизмы влияния на него иные, чем у активных приборов. После импульсов 70 и 100 В RMSE выходной мощности составляет 2,84 и 2,87 дБ, и ухудшение в основном обратимо. После импульсов 500 В RMSE достигает 11,42 дБ из-за падения второй гармоники

и роста уровня составляющей на основной частоте. Предложены возможные механизмы изменения гармоник.

4.2 Интегральные фильтры поглощающего типа

Здесь представлены результаты разработки и исследования интегральных фильтров поглощающего типа: ФНЧ на элементах с сосредоточенными параметрами на подложке Al_2O_3 и МФ на GaAs. Описана библиотека элементов для выбранной технологии на Al_2O_3 , приведены результаты моделирования и измерения характеристик изготовленных фильтров. Для МФ дополнительно исследован отклик на СШП-импульс и рассмотрено каскадное соединение для подавления побочной полосы пропускания. Выбранная технология на Al_2O_3 предусматривает изготовление пассивных элементов и два слоя металлизации – на лицевой и обратной сторонах подложки. Эти особенности, а также ограничения на размещение сквозных металлизированных отверстий, учитывались при разработке библиотеки элементов и топологий фильтров.

4.2.1 Библиотека элементов для подложки Al_2O_3

Библиотека содержит топологические ячейки, схемотехнические и полноволновые модели элементов. Технологический процесс последовательно формирует на подложке Al_2O_3 6 технологических слоев (рисунок 4.4): резистивный слой REZ, металлизацию лицевой стороны MET, сквозные отверстия OTV, металлизацию обратной стороны MET_L и слои пассивации обратной и лицевой сторон PAZ_L и PAZ.



Рисунок 4.4 – Расположение технологических слоев на подложке Al_2O_3

Доступный диэлектрик имеет низкое напряжение пробоя. Поэтому вместо конденсаторов металл–диэлектрик–металл применены встречно-штыревые конденсаторы. Квадратная спиральная катушка индуктивности выполнена в двух уровнях. Спираль лежит в слое MET, отверстие в её центре выводит цепь в слой MET_L, а мост в этом слое ведет ко второму отверстию вне спирали, через которое цепь возвращается в слой MET.

При зондовых измерениях на пластине зонды, кабели, переходы и контактные площадки вносят паразитные индуктивности, емкости и потери, поэтому их влияние исключают деэмбедингом по измерениям тестовых структур. Метод деэмбединга L - $2L$ [174] по совместной обработке S -параметров двух линий одинакового поперечного сечения длиной L и $2L$ с одинаковыми паразитными участками позволяет разделить вклад линии и паразитных

элементов подключения. Метод Thru-Only 4-Port [85] по одной 4-портовой структуре «проход» выделяет вклад контактных площадок и подводящих линий и исключает его из измеренных характеристик устройства.

Первая тестовая пластина размером $60 \times 40 \text{ мм}^2$ разрезана по меткам на фрагменты $5 \times 5 \text{ мм}^2$. На ней размещены тонкопленочные резисторы, одиночные и сдвоенные квадратные спиральные катушки индуктивности, встречно-штыревые конденсаторы, тестовые линии передачи, ФНЧ, полосно-заграждающие и дифференциальные фильтры, МФ, а также структура для деэмбеддинга каждой из них. Вторая пластина содержит фильтры поглощающего типа, аттенюаторы, делители мощности и направленные ответвители.

Таким образом, для технологии на подложке Al_2O_3 с двумя слоями металлизации и встречно-штыревыми конденсаторами разработана библиотека элементов. Изготовлены две тестовые пластины, для части элементов выполнены полноволновое моделирование и зондовые измерения, и по их результатам библиотеку предполагается уточнить. Разработанные модели и топологические ячейки использованы при проектировании ФНЧ на элементах с сосредоточенными параметрами, рассмотренных в следующем пункте.

4.2.2 Фильтры на элементах с сосредоточенными параметрами

На основе разработанной библиотеки элементов спроектированы и изготовлены три варианта ФНЧ поглощающего типа на подложке Al_2O_3 . Звено ФНЧ поглощающего типа (рисунок 4.5) построено по П-образной схеме из 7 элементов [175]. Реактивный П-образный ФНЧ из элементов C_1 , L_1 и C_2 дополнен резисторами R_1 , R_2 и R_3 , которые вместе с конденсатором C_3 образуют поглощающую цепь. Эта цепь рассеивает мощность, отраженную реактивным контуром, поэтому звено слабо отражает в полосах пропускания и заграждения. При схемотехническом моделировании с оптимизацией емкости встречно-штыревых конденсаторов выбраны порядка 0,2 пФ. На схеме рисунка 4.5 указаны следующие номиналы элементов: $C_1=0,207 \text{ пФ}$, $C_2=C_3=0,166 \text{ пФ}$, $L_1=2,25 \text{ нГн}$, $R_1=200 \text{ Ом}$, $R_2=170 \text{ Ом}$ и $R_3=110 \text{ Ом}$.

Для каскада из 1–4 звеньев схемотехнически рассчитаны частота среза и средние возвратные (RL_{cp}) и вносимые (IL_{cp}) потери в полосе пропускания от 0 до f_c и в полосе заграждения от $1,5f_c$ до 20 ГГц (таблица 4.2). С ростом числа звеньев частота среза снижается с 3,98 до 1,86 ГГц, а IL_{cp} в полосе заграждения растут с 9,14 до 32,9 дБ. В полосе пропускания IL_{cp} при этом растут с 0,24 до 1,04 дБ, а RL_{cp} снижаются с 17,37 до 11,82 дБ.

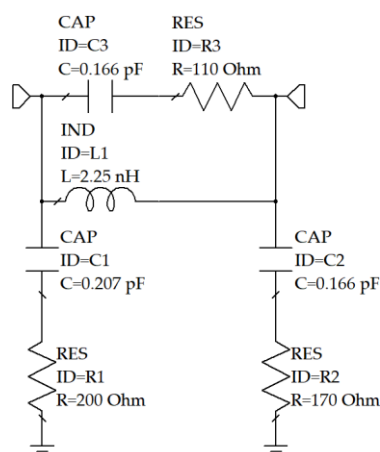


Рисунок 4.5 – Принципиальная схема звена ФНЧ поглощающего типа в зарубежной системе автоматизированного проектирования

Таблица 4.2 – Частоты среза и средние потери ФНЧ с разным числом звеньев по результатам схемотехнического моделирования

Число звеньев	f_c , ГГц	От 0 до f_c		От $1,5f_c$ до f_{max}	
		RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ	RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ
1	3,98	17,37	0,24	8,76	9,14
2	2,76	13,09	0,6	8,22	17,37
3	2,2	13,29	0,71	8,31	24,99
4	1,86	11,82	1,04	8,55	32,9

Фильтры изготовлены на пластине $60 \times 40 \text{ мм}^2$, разрезанной на фрагменты $5 \times 5 \text{ мм}^2$, каждый из которых содержит 9 ФНЧ1, 6 ФНЧ2 или 4 ФНЧ3 и меры для деэмбеддинга методом $L-2L$ [84]. ФНЧ1 из одного звена, ФНЧ2 из 4 таких звеньев и ФНЧ3 из 4 звеньев имеют размеры $1,35 \times 1,19$, $2,33 \times 1,36$ и $1,96 \times 1,82 \text{ мм}^2$ соответственно (рисунок 4.6).

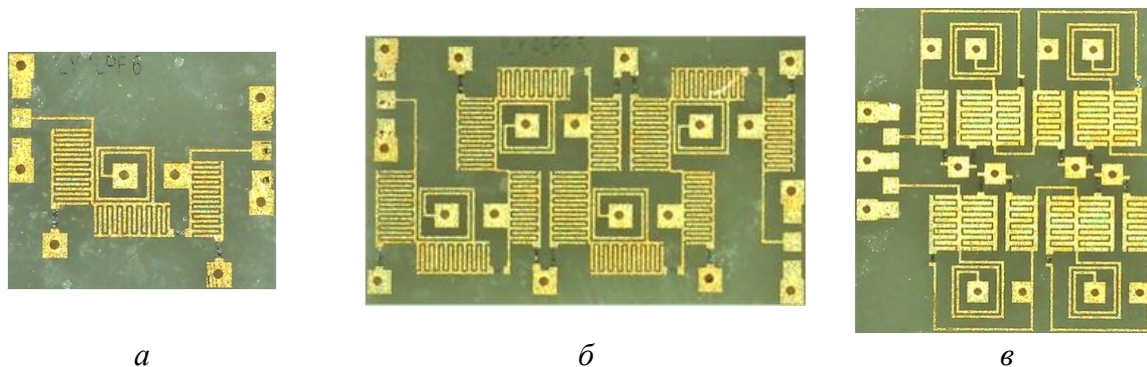


Рисунок 4.6 – Топологии и фотографии изготовленных ФНЧ1 (а), ФНЧ2 (б) и ФНЧ3 (в)

Частотные зависимости S -параметров рассчитаны методами FEM и FDTD в диапазоне от 0,01 до 20 ГГц и измерены на зондовой станции (рисунок 4.7). ФНЧ1 имеет частоту среза 4,285 ГГц и практически равномерное ГВЗ в полосе пропускания, но из-за единственного звена вносит небольшие потери в полосе заграждения. Его возвратные потери снижаются до 8 дБ в полосе пропускания и до 5,8 дБ в полосе заграждения. ФНЧ2 характеризуется практически равномерным ГВЗ и частотой среза 1,877 ГГц и более высокими вносимыми потерями в полосе заграждения. Его возвратные потери снижаются до 11 дБ в полосе

пропускания и до 6,4 дБ в полосе заграждения. У ФНЧ3 частота среза 2,3 ГГц, спад АЧХ круче, на частоте 6,6 ГГц виден резонанс, ГВЗ плавно растет с частотой, а возвратные потери снижаются до 10,5 дБ в полосе пропускания и до 5,9 дБ в полосе заграждения.

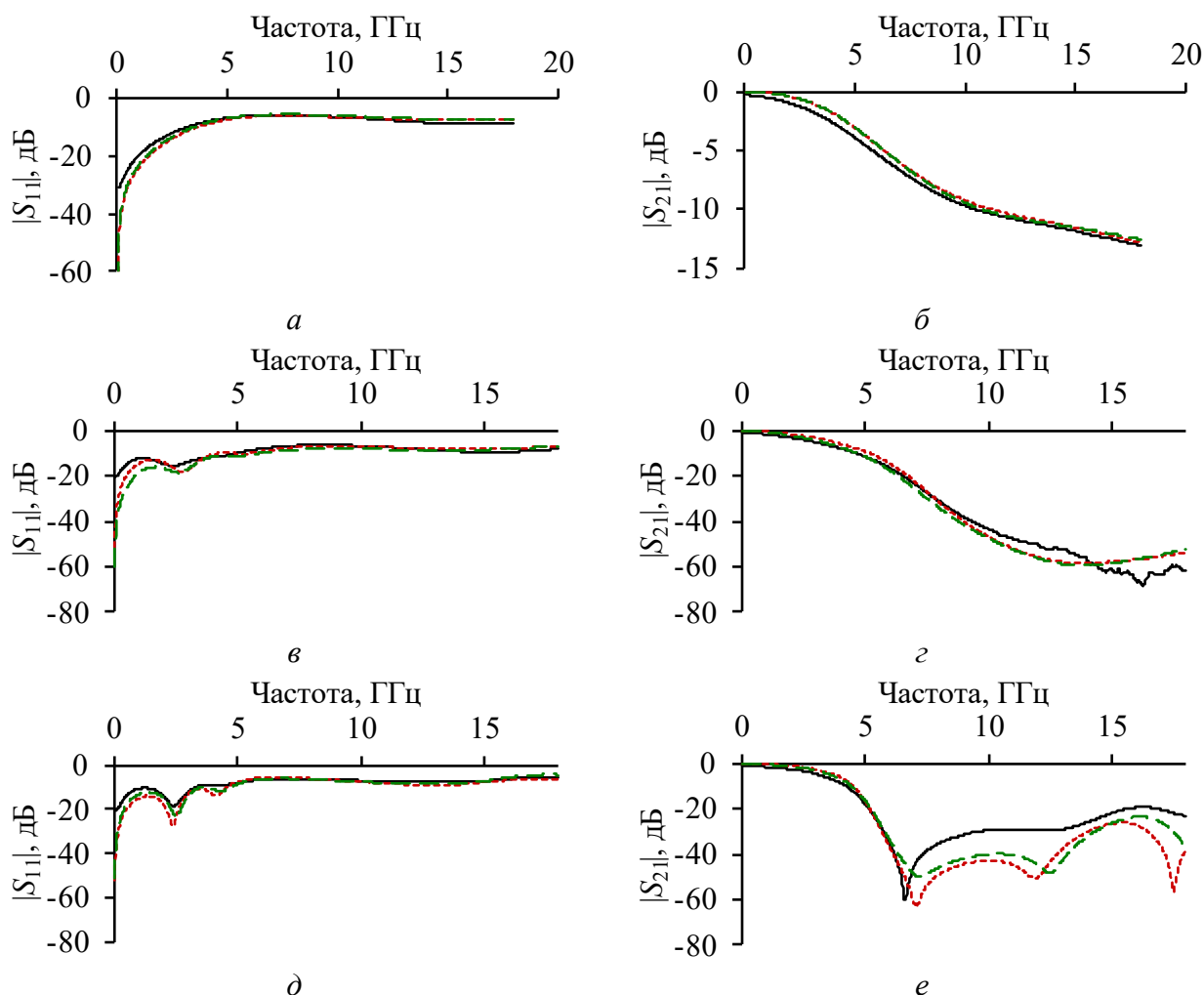


Рисунок 4.7 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а, в, д) и $|S_{21}|$ (б, г, е) ФНЧ1 (а, б), ФНЧ2 (в, г) и ФНЧ3 (д, е), вычисленные методами FEM (—) и FDTD (---) и измеренные (—)

Сходимость вычисленных и измеренных $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ в диапазоне от 0,01 до 18 ГГц оценена методом FSV (рисунок 4.8). Для ФНЧ1 и ФНЧ2 преобладает оценка «отлично», хотя у ФНЧ2 встречаются и оценки от «очень хорошо» до «удовлетворительно». У ФНЧ3 измеренная $|S_{21}|$ расходится с расчетной, начиная с 6 ГГц, поэтому преобладает оценка «удовлетворительно».

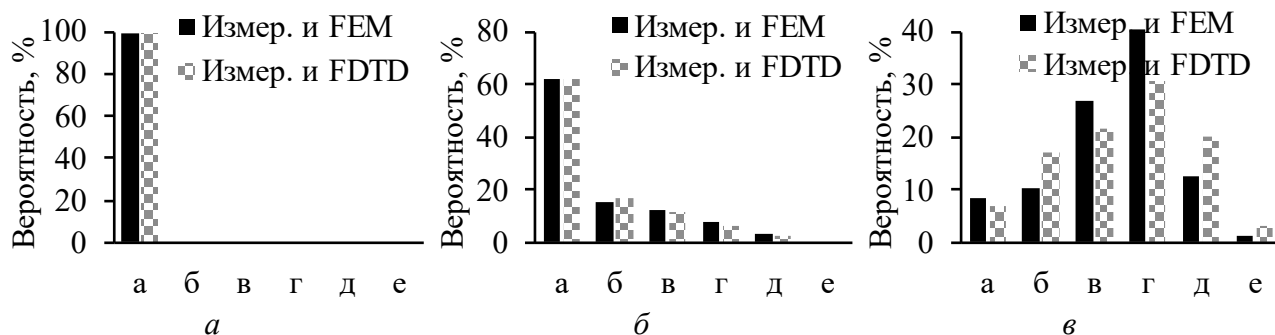


Рисунок 4.8 – Гистограммы оценок FSV при сравнении результатов измерения и расчетов методами FEM и FDTD для ФНЧ 1 (а), ФНЧ 2 (б) и ФНЧ 3 (в)

Таким образом, на подложке Al_2O_3 со встречно-штыревыми конденсаторами емкостью порядка 0,2 пФ изготовлены и исследованы ФНЧ поглощающего типа размером $1,35 \times 1,19$, $2,33 \times 1,36$ и $1,96 \times 1,82 \text{ мм}^2$ с частотами среза 4,285, 1,877 и 2,3 ГГц. Фильтры из четырех звеньев имеют характеристики ФНЧ поглощающего типа. У ФНЧ2 минимальные возвратные потери равны 11 дБ в полосе пропускания и 6,4 дБ в полосе заграждения.

4.2.3 Модальный фильтр в интегральном исполнении

Представлены результаты разработки и исследования интегрального МФ поглощающего типа на основе связанных линий передачи на подложке GaAs. Поперечное сечение и схема включения МФ в интегральном исполнении (далее LPF1) показаны на рисунке 4.9а, б. Кроме модальной фильтрации, в фильтре применена трассировка проводников в виде меандра [176], которая позволяет разместить проводник заданной длины на меньшей площади. По технологии GaAs pHEMT 0,5 мкм изготовлено 25 образцов фильтра размером $3,4 \times 1,5 \text{ мм}^2$ (рисунок 4.9в) с GSG-площадками для зондовых измерений и тонкопленочными резисторами по 50 Ом в качестве нагрузок пассивной линии.

Частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$, измеренные и рассчитанные методами FEM и FDTD (п. 3.1), соответствуют характеристике ФНЧ (рисунок 4.10а, б). По результатам расчёта и измерения получены частоты среза 606 и 475 МГц соответственно. Средние вносимые и возвратные потери составили 1,97 и 23,88 дБ в полосе пропускания и 16,18 и 16,55 дБ в полосе заграждения. В рассматриваемом диапазоне частот до 12 ГГц возвратные потери составляют не менее 14,75 дБ, что характеризует согласование входа в этом диапазоне. Измеренная фаза S_{21} изменяется плавно, а ГВЗ составляет от 328 до 415 пс (рисунок 4.10в, г). Сходимость вычисленных при помощи FEM и FDTD и измеренных характеристик в диапазоне от 0 до 10 ГГц оценена методом FSV (рисунок 4.10д, е). Для $|S_{21}|$ преобладают оценки «отлично» и «очень хорошо», а для $|S_{11}|$ оценки «удовлетворительно» и «плохо».

от 479,1 до 482,5 МГц. Полученные показатели характеризуют разброс частоты среза в исследованной партии из 25 образцов.

Отклик на СШП-импульс измерен по методике из подраздела 3.1 в два этапа, в режимах малого и большого сигнала (рисунок 4.11). При напряжении на выходе генератора 526 В на выходе фильтра зарегистрированы пиковые напряжения 303,45 В на первом этапе и 354,5 В – на втором. На втором этапе зафиксировано выгорание резисторов фильтра. По N -нормам (таблица 4.3) фильтр ослабляет пиковое напряжение СШП-помехи в 1,73 раза в режиме малого сигнала и в 1,48 раза в режиме большого сигнала с повреждением резисторов.

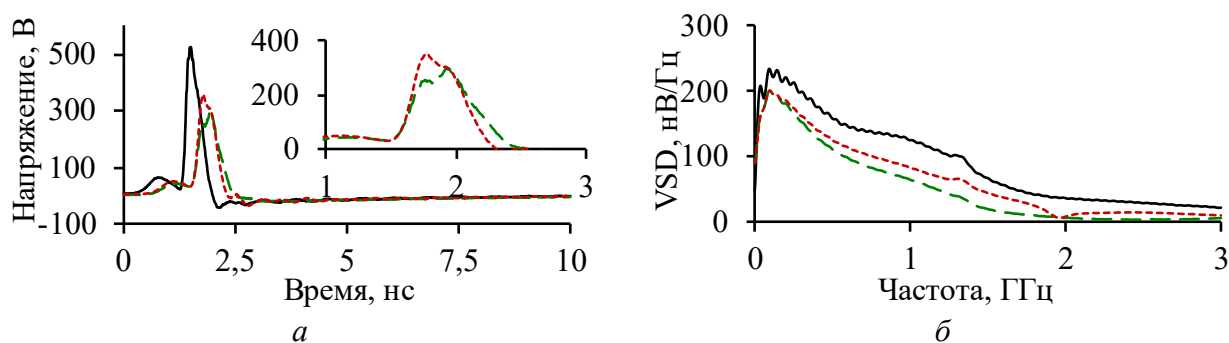


Рисунок 4.11 – Формы напряжения (а) и их спектральные плотности (б) на выходе генератора (—) и на выходе модального фильтра в режимах малого (— —) и большого сигнала (· · ·)

Таблица 4.3 – N -нормы напряжения на выходах генератора и модального фильтра

Сигнал	N_1 , В	N_2 , 10^{-10}	N_3 , 10^{10}	N_4 , 10^{10}	N_5 , 10^6
Вход фильтра	525,8	550	1050	3455	8550
Выход, малый сигнал	303,45	170	1100	2650	5950
Выход, большой сигнал	354,53	230	1070	2720	6530

Недостаток фильтра состоит в наличии побочной полосы пропускания $|S_{21}| = -8$ дБ на частоте 4,2 ГГц. Чтобы устранить ее, предложено каскадное соединение модальных фильтров LPF1, LPF2 и LPF3 с длинами сигнальных трасс 60,66, 34,66 и 22,75 мм, при которых полосы подавления одних фильтров перекрывают побочные полосы пропускания других (рисунок 4.12а). S -параметры каждого фильтра рассчитаны методом FDTD, и по ним вычислены эквивалентные S -параметры каскада LPF4 (рисунок 4.12б, в, таблица 4.4). Для каскада получен рост средних вносимых потерь в полосе заграждения с 15,78 до 33,74 дБ по сравнению с LPF1. В полосе пропускания средние вносимые потери выросли с 1,54 до 1,67 дБ, а средние возвратные потери снизились с 23,62 до 21,1 дБ. Расчетная топология каскада занимает $6,8 \times 1,5$ мм², то есть вдвое большую площадь, чем один фильтр.

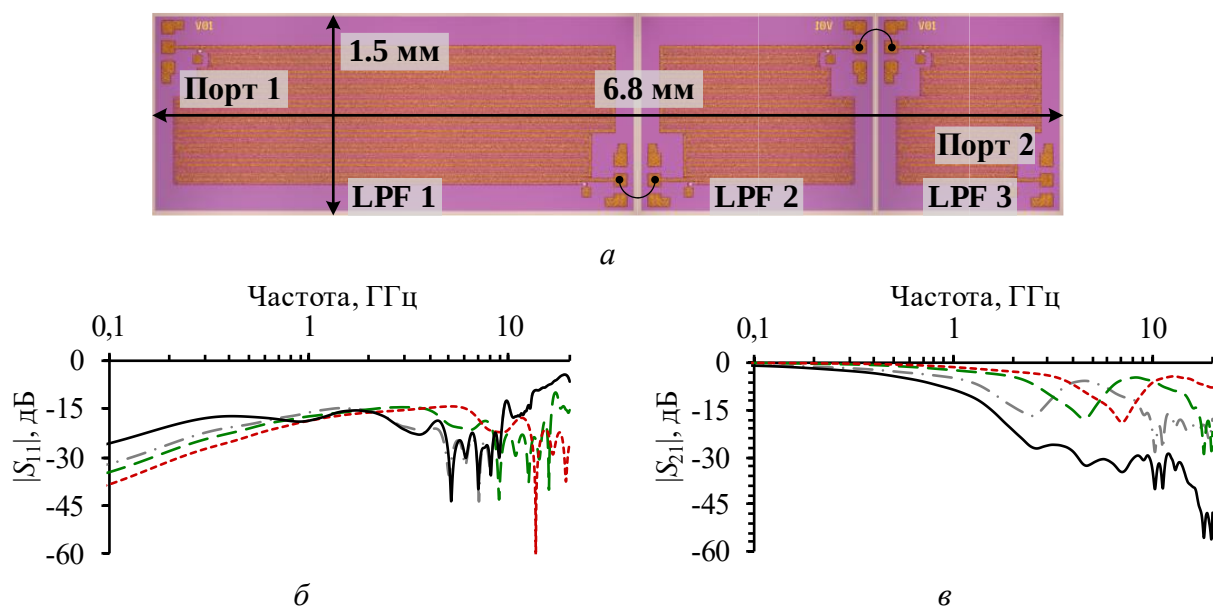


Рисунок 4.12 – Топология каскадного соединения фильтров LPF1, LPF2 и LPF3 (a) и вычисленные методом FDTD частотные зависимости $|S_{11}|$ (б) и $|S_{21}|$ (в) этих фильтров (---, — и — · —) и каскада LPF4 (—)

Таблица 4.4 – Частоты среза и средние потери модальных фильтров и их каскадного соединения по результатам расчета методом FDTD

Фильтр	f_c , ГГц	От 0 до f_c		От $1,5f_c$ до f_{max}	
		RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ	RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ
LPF1	0,606	23,62	1,54	15,99	15,78
LPF2	1,19	21,52	1,54	20,84	11,39
LPF3	1,95	20,56	1,55	21,78	8,14
LPF4	0,365	21,1	1,67	16	33,74

Таким образом, по технологии GaAs pHEMT 0,5 мкм изготовлена партия из 25 МФ размером $3,4 \times 1,5$ мм² [168] со средней частотой среза 480,8 МГц и стандартным отклонением 4,4 МГц. В рассматриваемом диапазоне частот до 12 ГГц возвратные потери фильтра составляют не менее 14,75 дБ. Пиковое напряжение СШП-помехи 526 В фильтр ослабляет в 1,73 раза в режиме малого сигнала и в 1,48 раза в режиме большого сигнала, при котором выгорели резисторы. Побочную полосу пропускания на частоте 4,2 ГГц устраняет каскадное соединение трех фильтров, что показано расчетом методом FDTD.

4.3 Интегральные фильтры с нанесенным поглотителем

Здесь представлены результаты исследования влияния поглощающего покрытия из подраздела 3.2 на характеристики ФНЧ2 на подложке Al₂O₃ из п. 4.2.2 и МФ LPF1 на GaAs из п. 4.2.3. Нанесение покрытия рассматривается как способ увеличения крутизны спада АЧХ и подавления в полосе заграждения. Сопоставлены частотные характеристики фильтров до и после нанесения поглотителя, а также исследованы их отклики на СКИ в режимах малого и большого сигнала.

Для измерения S -параметров кристаллы установлены на измерительные платы с копланарной линией с опорным проводником и разварены золотой проволокой диаметром 20 мкм на установке от ЭКО-ТЕХ (рисунок 4.13). Кристалл закреплен воском в разрыве центрального проводника длиной 5 мм, а поглотитель нанесен шприцем на область кристалла, показанную на рисунке 4.13 [71, 72].

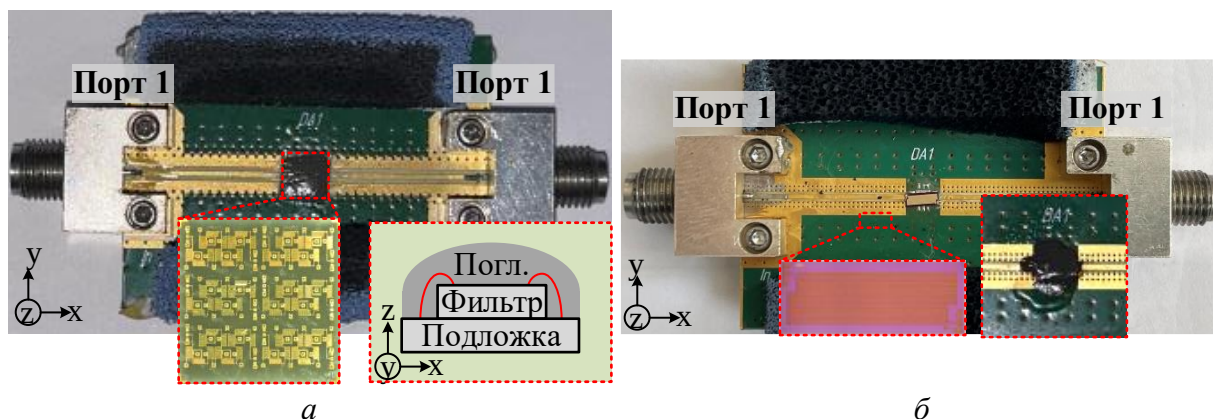
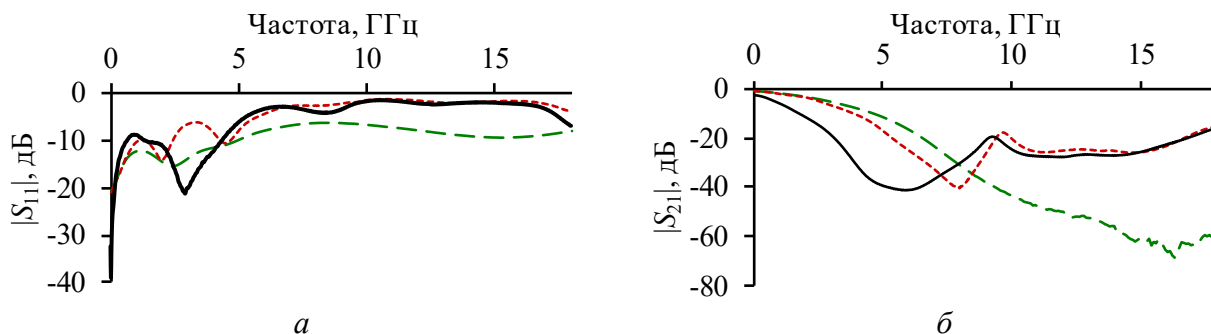


Рисунок 4.13 – ФНЧ2 на подложке Al_2O_3 (а) и LPF1 на GaAs (б) на измерительных платах после разварки и нанесения поглотителя, расположение поглотителя над кристаллом (в, г)

S -параметры измерены по методике из подраздела 3.1 на зондовой станции и на платах без поглотителя и с ним (рисунки 4.14 и 4.15). На плате характеристики ФНЧ 2 отличаются от зондовых в диапазоне частот выше 2,5 ГГц, а частота среза снизилась с 1,88 до 1,77 ГГц (таблица 4.5). После нанесения поглотителя зарегистрированы снижение частоты среза до 0,48 ГГц и рост средних вносимых потерь в полосе заграждения с 23,0 до 25,2 дБ, а средние возвратные потери в полосе пропускания – с 13,0 до 22,0 дБ. Разброс ГВЗ по данным таблицы 4.5 уменьшился с 0,15 до 0,06 нс, а максимальный КСВН с 1,99 до 1,42. При этом вносимые потери в полосе пропускания выросли с 1,81 до 2,33 дБ. Частотные зависимости параметров рассеяния до и после разварки для фильтра на Al_2O_3 совпадают примерно до 7,5 ГГц, а для фильтра на GaAs до 3,5 ГГц. После этих граничных частот разварка начинает играть большую роль в формировании частотных характеристик фильтров. Поэтому характеристики фильтров до и после добавления поглотителя целесообразно сравнивать в диапазонах до этих частот.



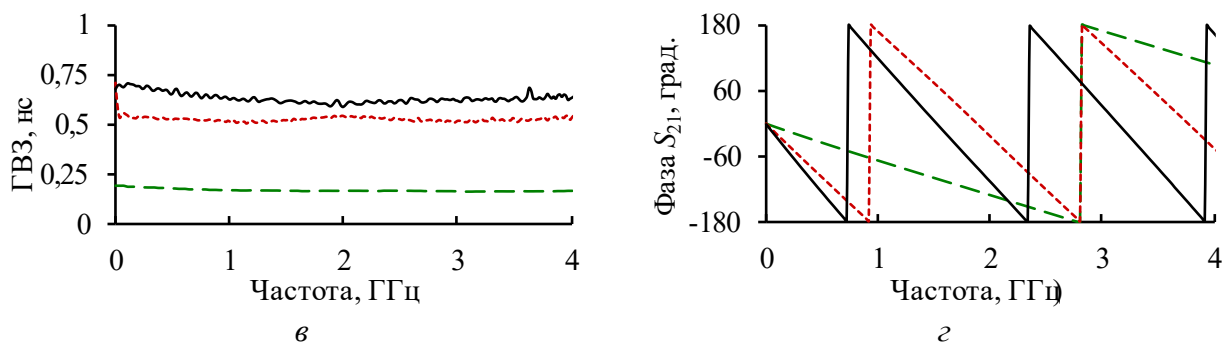


Рисунок 4.14 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а), $|S_{21}|$ (б), ГВЗ (в) и фазы S_{21} (г) ФНЧ2, измеренные на зондовой станции (—) и измерительной плате без поглотителя (---) и с ним (—)

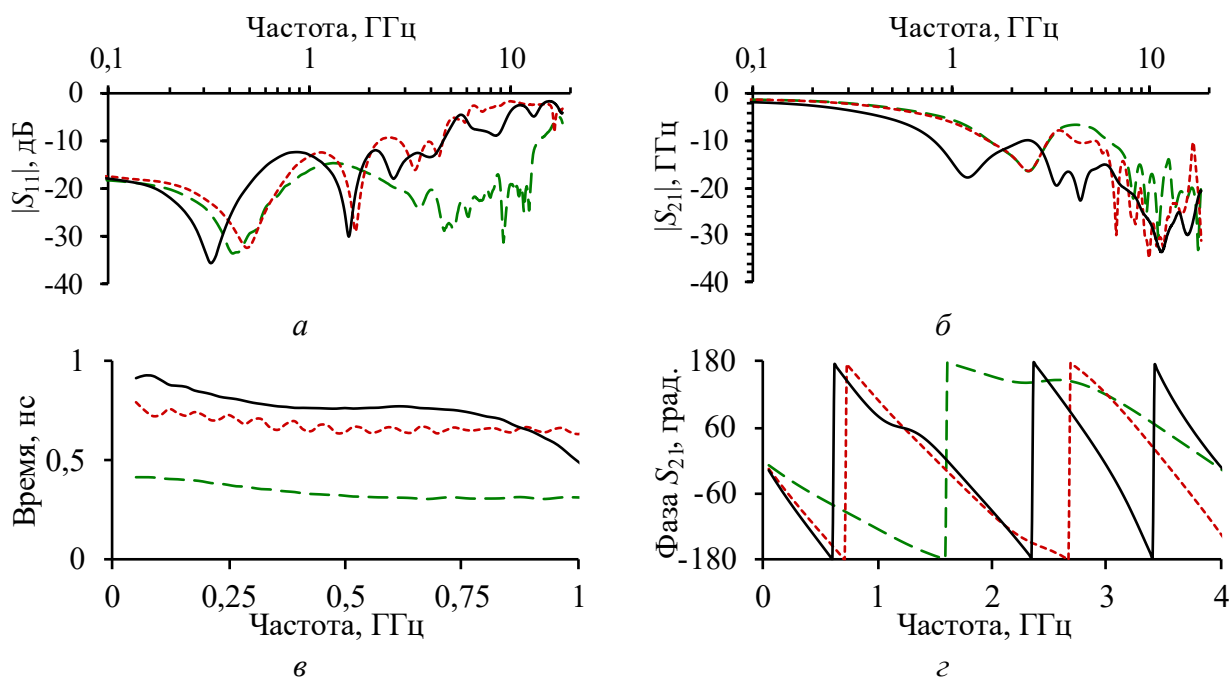


Рисунок 4.15 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а), $|S_{21}|$ (б), ГВЗ (в) и фазы S_{21} (г) LPF1, измеренные на зондовой станции (—) и измерительной плате без поглотителя (---) и с ним (—)

После монтажа кристалла на плате и разварки частота среза LPF1 снизилась с 475 до 436 МГц, а после нанесения поглотителя – до 279 МГц (таблица 4.6). Дополнительно характеристики LPF1 с поглотителем и без него сопоставлены в полосе от $1,5f_c$ до 3,8 ГГц. Её верхний участок находится выше 3,5 ГГц, где характеристики после монтажа на плате уже отличаются от зондовых. В этой полосе нанесение поглотителя привело к росту средних вносимых потерь с 10,58 до 12,58 дБ при почти неизменных возвратных потерях (13,87 и 13,71 дБ), а до разварки эти потери составляли 10,71 и 18,29 дБ.

Таблица 4.5 – Характеристики ФНЧ на элементах с сосредоточенными параметрами и аналогов

Ист.	Размеры, мм ³	f_c , ГГц	От 0 до f_c				От $1,5f_c$ до f_{max}	
			Разброс ГВЗ, нс	КСВН _{макс}	RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ	RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ
[177]	2×1,24×0,95	1,85	1,50	1,49	24,4	0,75	1,49	39,4
[178]	3,12×1,6×0,94	1,82	3,78	2,35	24,3	0,33	2,13	24,4
[179]		1,93	2,39	2,14	26,0	0,33	2,12	23,6
[180]	2×2×0,7	1,94	1,03	1,63	23,8	0,69	2,65	65,7
[181]	10,4×10,4×36,32	1,89	1,10	2,29	25,1	0,47	0,72	25,1
[182]		1,83	1,37	1,56	21,4	0,79	1,53	34,4
[183]	3×3×1	1,51	0,13	1,33	21,3	1,12	11,9	22,5
[184]	17,1×15,2×10	1,48	0,90	1,34	26,3	1,02	14,4	21,7
[185]		1,57	1,39	1,34	18,7	1,97	12,5	44,8
ФНЧ2	2,33×1,36×0,13	1,88	0,03	1,65	14,4	1,71	8,60	39,9
ФНЧ1	1,35×1,19×0,13	4,29	0,03	2,25	15,3	1,23	5,29	10,4
ФНЧ3	1,96×1,82×0,13	2,31	0,03	1,87	13,5	1,78	6,98	27,2
ФНЧ2 на плате	–	1,77	0,15	1,99	13,0	1,81	3,22	23,0
ФНЧ2 на плате с поглотителем	–	0,48	0,06	1,42	22,0	2,33	4,82	25,2

Таблица 4.6 – Характеристики МФ и аналогов

Ист.	f_c , МГц	От 0 до f_c				От $1,5f_c$ до f_{max}	
		Разброс ГВЗ, нс	КСВН _{макс}	RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ	RL_{cp} , дБ	IL_{cp} , дБ
[186]	528	1,32	2,13	25,7	0,79	2,08	29,1
[187]	583	2,63	1,29	23,2	0,90	2,21	36,7
[188]	666	3,26	1,43	19,9	1,09	1,18	44,1
[189]	674	1,61	1,55	25,1	0,73	2,26	26,8
[190]	540	2,24	1,65	25,1	0,85	1,58	59,6
[191]	615	2,00	1,66	26,4	0,86	1,82	60,8
[192]	674	2,24	1,39	25,8	0,85	1,23	63,0
[153]	368	0,32	1,25	21,6	1,43	8,05	23,9
[154]	606	0,25	1,31	21,4	1,28	9,35	22,9
[152]	335	0,25	1,32	18,2	2,33	8,30	35,0
[155]	647	0,19	1,32	19,1	2,10	10,12	33,2
[157]	365	0,90	1,23	23,9	1,12	12,22	22,6
[158]	600	0,75	1,28	25,2	1,03	13,69	22,3
[156]	320	1,09	1,31	18,5	2,22	9,38	35,4
[159]	611	0,96	1,32	20,4	1,90	10,50	35,2
LPF1	475	0,09	1,31	23,9	1,97	16,55	16,2
LPF4 (расчет)	389	0,18	1,31	21,1	1,67	16,0	33,7
LPF1 на плате	436	0,15	1,33	20,6	1,95	5,26	19,5
LPF1 на плате с поглотителем	279	0,16	1,32	20,8	1,89	5,38	22,4

Формы напряжения на выходе фильтров с поглотителем измерены на установке из подраздела 3.1 при воздействии СКИ из п. 3.1.1 (воздействие б) в режимах малого и большого сигналов (рисунок 4.16). По сравнению с СКИ пиковое напряжение N_1 на выходе ФНЧ 2

меньше в 1,8 раза в режиме малого сигнала и в 8,4 раза в режиме большого (таблица 4.7). Нормы N_2 , N_3 , N_4 и N_5 в этих режимах меньше в 3,75, 1,43, 1,3 и 1,5 раза и в 19,8, 2,6, 2,7 и 5 раз, соответственно. Снижение N -норм характеризует изменение отклика в режиме большого сигнала, но само по себе не устанавливает диэлектрический пробой поглотителя. Нормы откликов LPF1 с поглотителем приведены в таблице 4.8.

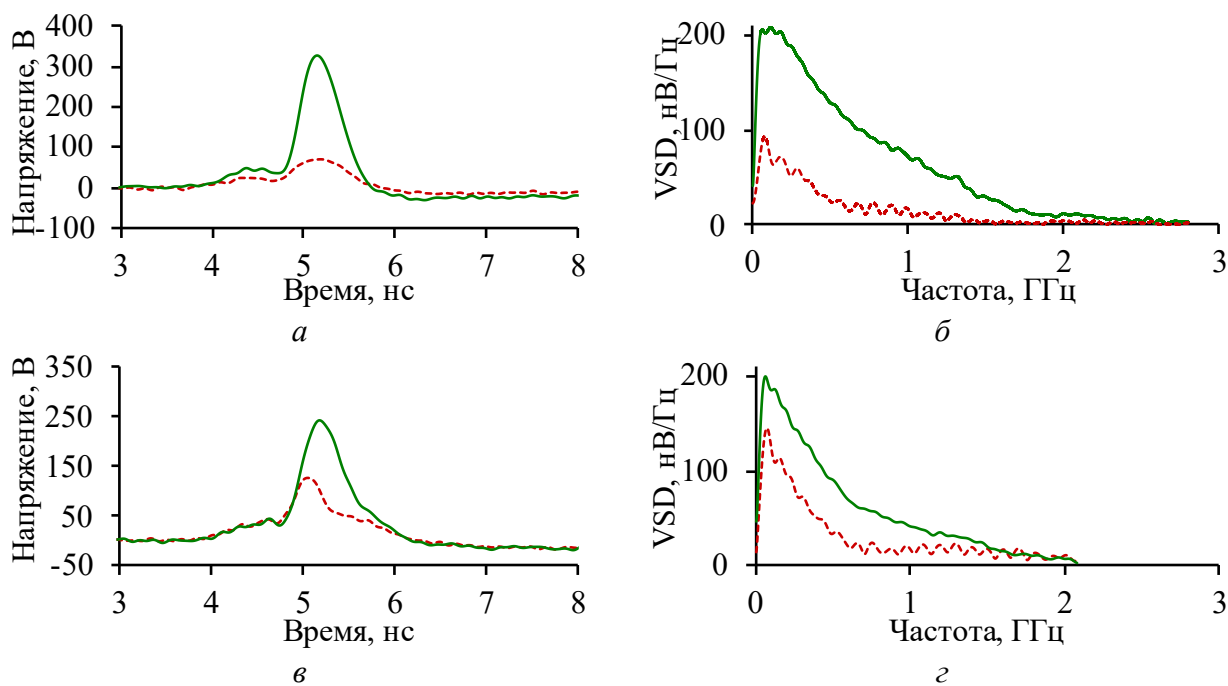


Рисунок 4.16 – Измеренные формы напряжения (a , v) и их спектральные плотности ($б$, z) на выходе ФНЧ2 (a , $б$) и LPF1 (v , z) с поглотителем в режимах малого (—) и большого (---) сигналов

Таблица 4.7 – N -нормы СКИ и напряжения на выходе ФНЧ2 с поглотителем, рассчитанные по измеренным формам напряжения

Напряжение	N_1	$N_2, 10^{-10}$	$N_3, 10^{10}$	$N_4, 10^{10}$	$N_5, 10^6$
СКИ	585,9	433,7	604,9	4630	9840
Выход, режим малого сигнала	327,2	115,5	422,6	3573	6602
Выход, режим большого сигнала	69,75	21,83	229,8	1692	1947

Таблица 4.8 – N -нормы СКИ и напряжения на выходе LPF1 с поглотителем, рассчитанные по измеренным формам напряжения

Напряжение	N_1	$N_2, 10^{-10}$	$N_3, 10^{10}$	$N_4, 10^{10}$	$N_5, 10^6$
СКИ	585,9	433,7	604,9	4630	9840
Выход, режим малого сигнала	242,8	111	477	3000	5148
Выход, режим большого сигнала	126,7	75,6	130	2150	2862

Таким образом, нанесение поглотителя снизило частоту среза ФНЧ2 с 1,77 до 0,48 ГГц и LPF1 с 454 до 279 МГц. Средние вносимые потери в полосе заграждения выросли соответственно с 23,0 до 25,2 дБ и с 10,58 до 12,58 дБ, у LPF1 в полосе до 3,8 ГГц. Эти результаты получены на разваренных кристаллах, поэтому выше 2,5 ГГц у ФНЧ2 и выше 3,5 ГГц у LPF1 характеристики определяются и разваркой.

4.4 Сравнение с аналогами

Здесь представлены результаты сравнения разработанных интегральных фильтров с аналогами. ФНЧ2 на подложке Al_2O_3 из пункта 4.2.2 сопоставлен с отражающими и поглощающими фильтрами с близкими частотами среза: по габаритам, разбросу ГВЗ, КСВН, средним возвратным и вносимым потерям [177–185]. Модальный фильтр LPF1 и рассчитанный каскад LPF4 из пункта 4.2.3 сравнены с аналогами [152–159, 186–192] по частотным характеристикам и N -нормам откликов на заданные воздействия. При интерпретации результатов учитываются различия рабочих полос, исполнения устройств и способов получения данных.

Результаты сравнения ФНЧ2 на подложке Al_2O_3 представлены в таблице 4.5. Получено, что у ФНЧ 2 наименьший разброс ГВЗ (0,03 нс, у аналогов от 0,13 до 3,78 нс) и наименьший объем, но кристалл не корпусирован, и после корпусирования его размеры увеличатся. Возвратные потери ФНЧ2 в полосе заграждения (8,60 дБ) больше, чем у фильтров из [177–182] (от 0,72 до 2,65 дБ), но меньше, чем у фильтров из [183–185] (от 11,9 до 14,4 дБ), а вносимые потери (39,9 дБ) выше, чем у 7 из 9 аналогов. В полосе пропускания возвратные потери ФНЧ 2 (14,4 дБ) меньше, чем у всех аналогов (от 18,7 до 26,3 дБ), а вносимые (1,71 дБ) больше, чем у всех, кроме фильтра из [185]. С поглотителем возвратные потери ФНЧ2 в полосе пропускания выросли до 22,0 дБ, но вносимые (2,33 дБ) превысили потери всех аналогов.

Результаты сравнения измеренного LPF1 и рассчитанного каскада LPF4 представлены в таблицах 4.9–4.11. N -нормы откликов рассчитаны для трёх воздействий (воздействия 4, 9 и 3 из п. 3.1.1): высоковольтного СШП-импульса, УП с частотой 2,5 ГГц и гауссова импульса с указанным спектром от 0,1 до 6 ГГц.

Таблица 4.9 – Рассчитанные N -нормы откликов МФ и аналогов

Ист.	Высоковольтный СШП-импульс				
	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
	1	10^{-10}	10^{10}	10^{10}	10^6
[186]	216,2	38,5	599	4700	7010
[187]	207,3	41,2	606	4860	7070
[188]	226,8	49,5	604	4940	7370
[189]	256,4	54,9	598	4800	7560
[190]	203,6	36,7	611	4770	6950
[191]	225,6	45,3	611	4790	7230
[192]	239,3	52	610	4830	7420
[153]	172,2	30,4	467	3650	5500
[154]	177,3	74,5	501	3900	5770
[152]	247,6	93,7	513	4240	6950
[155]	264,2	70,5	505	3940	6690
[157]	171,1	32,4	486	3660	5490
[158]	183,1	75	544	4070	5960
[156]	252,4	92	552	4300	7050
[159]	262,6	69,8	500	3910	6650
LPF1	333,1	153,4	517	3680	6860
LPF 4 (расчет)	295,7	79,5	590	3820	6620

Таблица 4.10 – Рассчитанные N -нормы откликов МФ и аналогов

Ист.	Узкополосное воздействие 2,5 ГГц				
	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
	1	10^{-10}	10^{10}	10^{10}	10^6
[186]	0,08	0,075	0,651	1,1	2,09
[187]	0,07	0,055	0,645	1,28	2,13
[188]	0,08	0,02	0,643	1,33	2,29
[189]	0,09	0,082	0,654	1,18	2,38
[190]	0,06	0,068	0,652	1,21	2,06
[191]	0,07	0,016	0,653	1,24	2,2
[192]	0,08	0,018	0,646	1,26	2,31
[153]	0,07	0,061	0,511	0,76	1,71
[154]	0,16	0,203	0,551	1,01	2,68
[152]	0,21	0,498	0,574	1,28	3,48
[155]	0,09	0,065	0,556	0,82	2,24
[157]	0,07	0,119	0,53	0,76	1,69
[158]	0,16	0,198	0,596	1,01	2,69
[156]	0,42	0,414	1,177	2,51	6,96
[159]	0,09	0,105	0,551	0,85	2,24
LPF1	0,33	0,455	0,57	1,06	3,88
LPF 4 (расчет)	0,17	0,11	0,642	0,68	2,43

Таблица 4.11 – Рассчитанные N -нормы откликов МФ и аналогов

Ист.	Гауссов импульс от 0,1 до 6 ГГц				
	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5
	1	10^{-10}	10^{10}	10^{10}	10^6
[186]	0,02	0,037	0,127	0,35	0,6
[187]	0,02	0,023	0,128	0,4	0,64
[188]	0,02	0,021	0,128	0,44	0,7
[189]	0,03	0,057	0,127	0,45	0,8
[190]	0,02	0,004	0,126	0,34	0,55
[191]	0,02	0,005	0,125	0,38	0,63
[192]	0,02	0,007	0,128	0,41	0,69
[153]	0,03	0,052	0,1	0,29	0,58
[154]	0,12	0,191	0,108	0,57	1,6
[152]	0,13	0,28	0,113	0,48	1,72
[155]	0,04	0,056	0,109	0,35	0,83
[157]	0,03	0,055	0,104	0,28	0,56
[158]	0,11	0,184	0,117	0,54	1,55
[156]	0,13	0,271	0,119	0,47	1,67
[159]	0,04	0,055	0,108	0,36	0,83
LPF1	0,27	0,548	0,112	0,86	3,53
LPF 4 (расчет)	0,06	0,094	0,126	0,31	1,05

У LPF1 и LPF4 наименьший разброс ГВЗ (0,09 и 0,18 нс, у аналогов от 0,19 до 3,26 нс) и наибольшие возвратные потери в полосе заграждения (16,55 и 16,00 дБ, у аналогов от 1,18 до 13,69 дБ). Их вносимые потери в полосе пропускания (1,97 и 1,67 дБ) больше, чем у аналогов из [153, 154, 157, 158, 186–192], так как фильтры имеют ЧХ вида Бесселя. Вносимые потери LPF1 в полосе заграждения (16,2 дБ) меньше, чем у всех аналогов (от 22,3 до 63,0 дБ), так как он имеет побочную полосу пропускания. Нормы N_1 и N_2 откликов LPF1 на СШП- и гауссов импульсы больше, чем у всех аналогов (N_1 при СШП-импульсе 333,1, у аналогов от 171,1 до 264,2 В). У LPF4 N_1 при СШП-импульсе (295,7) тоже больше, чем у аналогов, а N_4 при узкополосном воздействии наименьшая (0,68, у аналогов от 0,76 до 2,51).

Таким образом, разброс ГВЗ разработанных фильтров меньше, чем у всех аналогов, а возвратные потери модальных фильтров в полосе заграждения больше. Вместе с тем ФНЧ2 и LPF1 уступают большинству аналогов по вносимым потерям в полосе пропускания, ФНЧ2 также по возвратным потерям в этой полосе, а LPF1 по вносимым потерям в полосе заграждения и N -нормам откликов на СШП- и гауссов импульсы. Полученные фильтры представляют интерес для задач, в которых приоритетны компактность и высокая равномерность ГВЗ. Возможные области применения включают входные цепи измерительных устройств и тракты промежуточной частоты приёмников. Применимость фильтров определяется соответствием их полосы пропускания спектру полезного сигнала, допустимыми вносимыми потерями и стойкостью к воздействующей помехе.

4.5 Основные результаты раздела

Выполненные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Пассивный удвоитель частоты на GaAs с диодами Шоттки чувствителен к СШП-импульсам: после 10 с воздействия импульсов амплитудой 70 и 100 В среднеквадратичное отклонение выходной мощности от исходной составляет 2,84 и 2,87 дБ и ухудшение в основном обратимо, а выше 500 В оно достигает 11,42 дБ из-за снижения второй гармоники и роста уровня основной частоты.

2. Для технологии на подложке Al_2O_3 с двумя слоями металлизации разработана библиотека элементов. На этой подложке изготовлены ФНЧ поглощающего типа на элементах с сосредоточенными параметрами с размерами $1,35 \times 1,19$, $2,33 \times 1,36$ и $1,96 \times 1,82$ мм², частотами среза 4,285, 1,877 и 2,3 ГГц.

3. По технологии GaAs pHEMT 0,5 мкм изготовлена партия из 25 МФ размером $3,4 \times 1,5$ мм² со средней частотой среза 480,8 МГц при стандартном отклонении 4,4 МГц. Возвратные потери фильтра в рассматриваемом диапазоне частот до 12 ГГц не менее 14,75 дБ, а пиковое напряжение СШП-помехи он ослабляет в 1,73 раза в режиме малого сигнала и 1,48 раза – большого, при котором выгорели его резисторы.

4. Поглотитель, нанесенный после разварки, снизил частоту среза ФНЧ2 на Al_2O_3 с 1,77 до 0,48 ГГц и LPF1 на GaAs с 454 до 279 МГц и увеличил средние вносимые потери в полосе заграждения с 23,0 до 25,2 дБ и с 10,58 до 12,58 дБ, соответственно. В режиме большого сигнала пиковое напряжение на выходе фильтров с поглотителем меньше пикового напряжения воздействующего СКИ: в 8,4 раза для ФНЧ2 и в 4,62 раза для LPF1.

5. В приведенном сравнении в указанных для каждого устройства диапазонах частот разработанные фильтры в интегральном исполнении имеют меньший разброс ГВЗ, чем аналоги, а МФ имеют более высокие возвратные потери в полосе заграждения. Вместе с тем они уступают большинству аналогов по вносимым потерям в полосе пропускания.

6. Влияние поглотителя оценено на разваренных кристаллах, поэтому выше 2,5 ГГц у ФНЧ2 и выше 3,5 ГГц у LPF1 на характеристики влияет также монтаж кристаллов на плате, а устранение побочной полосы пропускания каскадом МФ показано только расчетом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги работы

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Создана база данных S -параметров в коаксиальной ТЕМ-камере образцов материалов по результатам полноволнового моделирования, включающая более 9 миллионов записей, и выполнена её фильтрация для удаления численных артефактов.
2. Разработана и обучена модель многослойного перцептрона, восстанавливающая комплексные относительные диэлектрическую и магнитную проницаемости по S -параметрам с максимальным относительным отклонением 3,24% на тестовых данных моделирования.
3. Предложена процедура исключения влияния переходов для переноса плоскостей отсчета к поверхностям исследуемого слоя материала в коаксиальной ТЕМ-камере с нерегулярным поперечным сечением, что позволяет корректно применять классические алгоритмы NRW и NNIM.
4. Адаптированная модель коаксиальной линии передачи используется в процедуре исключения влияния переходов для переноса плоскостей калибровки к плоскостям образца в коаксиальной ТЕМ-камере. Эта же модель позволяет вычислить ϵ' , ϵ'' и μ' из $RLCG$ -параметров, полученных из матрицы рассеяния образца уже после переноса плоскостей калибровки к плоскостям образца.
5. По результатам измерений в коаксиальной ТЕМ-камере образцов PTFE и стеклотекстолита аналитически вычислены частотные зависимости их относительных проницаемостей.
6. Показано, что процедура исключения влияния переходов вместе с применением метода NRW или адаптированной модели коаксиальной линии передачи применима к данным в коаксиальной ТЕМ-камере, однако их погрешность существенно выше, чем при моделировании, что может быть связано с влиянием неучтенных в модели факторов (неидеальный контакт образца с камерой, сдвиг образца вдоль камеры).
7. Экспериментально исследовано воздействие СШП-помех в течение 10 с на характеристики пассивного удвоителя частоты. Показано снижение коэффициента преобразования, рост нежелательных гармоник и ухудшение согласования. В рассмотренной серии воздействий с ростом амплитуды напряжения возрастало отклонение выходной мощности от исходной.
8. Исследован широкополосный СШП-поглотитель. Установлено его влияние на перекрестные помехи и целостность сигналов в связанных линиях передачи: изменение амплитуды и длительности форм напряжений, рост фазового отклонения и изменение

отношения сигнал-шум на глазковых диаграммах при заданных параметрах битовой последовательности.

9. Разработаны и исследованы помехозащитные фильтры в печатном и интегральном исполнении, а также фильтры поверхностного монтажа: ППФ на шпилечных резонаторах с модальным разложением и поглотителем; ФНЧ на основе модальной фильтрации со связывающими проводниками; ФНЧ с T -резонаторами; SMD-фильтры; интегральные фильтры на подложках Al_2O_3 и GaAs. Для исследованных вариантов оценены подавление побочных полос, ослабление помех, согласование и передача полезного сигнала. Достигнутые эффекты и ограничения зависят от конструкции и условий сравнения.

10. Разработана библиотека элементов для технологии на Al_2O_3 , выполнены электродинамическое моделирование и зондовые измерения исследованных элементов и фильтров. Проведён анализ N -норм, FSV, глазковых диаграмм и статистическая обработка результатов.

Таким образом, разработаны и исследованы помехозащитные полосковые фильтры в печатном и интегральном исполнениях. Для определения параметров материалов исследованы методы обработки S -параметров СТЕМ-камеры. Метод на основе многослойного перцептрона проверен на расчетных данных. Полученные результаты предназначены для использования при проектировании устройств с модальной фильтрацией, в первую очередь при поиске путей уменьшения их габаритов. Исследованные фильтры предназначены для ослабления СШП и УП помех. Предложен ряд конструкций и решений для проектирования таких фильтров, и разработана библиотека для их проектирования в интегральном исполнении.

Рекомендации

1. Разработанную процедуру исключения влияния переходов и алгоритмы извлечения (NRW, NNIM, адаптированная модель коаксиальной линии передачи) рекомендуется использовать при обработке экспериментальных данных.

2. Полученные для фильтров результаты целесообразно использовать при проектировании помехозащитных фильтров в печатном, SMD и интегральном исполнении.

3. Рекомендуется сочетать модальную фильтрацию с электромагнитными поглотителями для подавления побочных полос и расширения полосы заграждения.

4. Используемые методы анализа (N -нормы, FSV, глазковые диаграммы) рекомендуются для комплексной оценки эффективности устройств. Библиотека элементов Al_2O_3 предназначена для использования при проектировании интегральных фильтров.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Для определения электрофизических параметров материалов перспективна разработка калибровочного стенда, в котором роль эталонов выполняют материалы с независимо определенными параметрами и известной неопределенностью (сапфир, кварц). Это полезно для проверки и адаптации нейросетевого метода к данным ВАЦ.

2. Разработка алгоритмов компенсации воздушных зазоров по измерениям нескольких образцов разной толщины для создания программного обеспечения для инженерного расчета относительных проницаемостей в реальном времени, что полезно для дальнейшего уменьшения габаритов устройств с модальной фильтрацией.

3. Оптимизация геометрических параметров фильтров поглощающего типа с помощью генетических алгоритмов для расширения частотного диапазона, создания каскадных и перестраиваемых устройств, а также переноса конструкций на другие технологические процессы, в том числе GaN, с целью совершенствования защиты от электромагнитных помех.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
ВАЦ	Векторный анализатор цепей
ГВЗ	Групповое время задержки
КСВН	Коэффициент стоячей волны по напряжению
МЛ	Меандровая линия
МФ	Модальный фильтр
ПП	Печатная плата
ППФ	Полосно-пропускающий фильтр
РПМ	Радиопоглощающий материал
СВЧ	Сверхвысокие частоты
СКИ	Сверхкороткий импульс
СШП	Сверхширокополосный
ТЕМ	Поперечная электромагнитная волна (Transverse ElectroMagnetic)
УП	Узкополосный
ФНЧ	Фильтр нижних частот
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ADM	Показатель различия амплитуд (Amplitude Difference Measure)
STEM	Коаксиальная ТЕМ-камера (Coaxial TEM cell)
CTLM	Модель коаксиальной линии передачи (Coaxial Transmission Line Model)
DE	Деэмбеддинг (De-Embedding)
FDM	Показатель различия особенностей (Feature Difference Measure)
FDTD	Метод конечных разностей во временной области (Finite-Difference Time-Domain)
FEM	Метод конечных элементов (Finite Element Method)
FSV	Валидация выделением особенностей (Feature Selective Validation)
GDM	Глобальный показатель различия (Global Difference Measure)
<i>IL</i>	Вносимые потери (Insertion Loss)
MAE	Средняя абсолютная ошибка (Mean Absolute Error)

MLP	Многослойный перцептрон (MultiLayer Perceptron)
MoM	Метод моментов (Method of Moments)
NNIM	Неитерационный метод определения диэлектрической проницаемости (New Non-Iterative Method)
NRW	Метод Николсона – Росса – Вейра (Nicolson–Ross–Weir)
PDK	Технологический комплект средств проектирования (Process Design Kit)
PTFE	Политетрафторэтилен
ReLU	Функция активации нейрона (Rectified Linear Unit)
<i>RL</i>	Возвратные потери (Return Loss)
RMSE	Среднеквадратичная ошибка (Root Mean Square Error)
SMD	Компонент поверхностного монтажа (Surface-Mount Device)
SNR	Отношение сигнал-шум (Signal-to-Noise Ratio)
SOLT	Калибровка ВАЦ по мерам короткого замыкания, холостого хода, нагрузки и перемычки (Short–Open–Load–Thru)
uTEM	МикроТЕМ-камера (uTEM cell)
VSD	Спектральная плотность по напряжению (Voltage Spectrum Density)

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. CENELEC Guide 24. Electromagnetic compatibility (EMC) standardization for product committees concerned with apparatus. – Edition 3. – Brussels : CENELEC, 2009. – 22 p. – URL: https://boss.cenelec.eu/media/Guides/CLC/24_cenelecguide24.pdf (дата обращения: 06.10.2026).
2. Radasky W. A., Baum C. E., Wik M. W. Introduction to the Special Issue on High-Power Electromagnetics (HPEM) and Intentional Electromagnetic Interference (IEMI) // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46. – No. 3. – P. 314–321. – DOI: 10.1109/temc.2004.831899.
3. Giri D. V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2020. – Vol. 9. – No. 2. – P. 37–44. – DOI: 10.1109/memc.2020.9133238.
4. Susceptibility of Some Electronic Equipment to HPEM Threats / D. Nitsch, M. Camp, F. Sabath [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46. – No. 3. – P. 380–389. – DOI: 10.1109/temc.2004.831842.
5. Bäckström M. G., Lövstrand K. G. Susceptibility of Electronic Systems to High-Power Microwaves: Summary of Test Experience // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46. – No. 3. – P. 396–403. – DOI: 10.1109/temc.2004.831814.
6. Månsson D., Thottappillil R., Bäckström M. Methodology for Classifying Facilities With Respect to Intentional EMI // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2009. – Vol. 51. – No. 1. – P. 46–52. – DOI: 10.1109/temc.2008.2010327.
7. Sabath F. A systematic approach for electromagnetic interference risk management // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2017. – Vol. 6. – No. 4. – P. 99–106. – DOI: 10.1109/memc.0.8272296.
8. Analysis of Indirect Lightning Effects on Low-Noise Amplifier and Protection Design / Z. Ma, J. Liu, Z. Duan [et al.] // Electronics. – 2023. – Vol. 12. – No. 24. – Art. 4912. – DOI: 10.3390/electronics12244912.
9. Electromagnetic Pulse Induced Failure Analysis of GaN HEMT Based Power Amplifier / L. Wang, C. Chai, T.-L. Zhao [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2024. – Vol. 39. – No. 1. – P. 1492–1500. – DOI: 10.1109/tpel.2023.3315726.
10. Lumped-Network FDTD Method for Simulating Transient Responses of RF Amplifiers Excited by Intentional Electromagnetic Interference Signals / Q.-F. Liu, C. Ni, H.-Q. Zhang [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2021. – Vol. 63. – No. 5. – P. 1512–1521. – DOI: 10.1109/temc.2021.3061682.

11. Кечиев Л. Н., Пожидаев Е. Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. – 2-е изд. – Москва : Группа ИДТ ; Технологии, 2008. – 352 с.
12. Han S. M., Huh C.-S., Choi J.-S. A validation of conventional protection devices in protecting EMP threats // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2011. – Vol. 119. – P. 253–263. – DOI: 10.2528/pier11062002.
13. Zhang Y., Zhou L., Mao J.-F. Transient Voltage Suppressor Diode Array Protection Circuits with Reducing Loading Effect under High-Power Microwave Pulse Injection // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2024. – Vol. 66. – No. 2. – P. 502–512. – DOI: 10.1109/temc.2024.3365471.
14. IEC 61000-4-2:2025. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-2: Testing and measurement techniques. Electrostatic discharge immunity test. – Geneva : IEC, 2025.
15. IEC 61000-4-4:2012. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-4: Testing and measurement techniques. Electrical fast transient/burst immunity test. – Geneva : IEC, 2012.
16. IEC 61000-4-5:2014+AMD1:2017. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-5: Testing and measurement techniques. Surge immunity test. – Geneva : IEC, 2017.
17. Гизатуллин З. М., Чермошенцев С. Ф. Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда : учебное пособие. – Казань : Издательство Казанского государственного технического университета, 2006. – 102 с.
18. IEC 61000-4-36:2020. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-36: Testing and measurement techniques. IEMI immunity test methods for equipment and systems. – Edition 2.0. – Geneva : IEC, 2020. – 108 p. – ISBN 978-2-8322-7942-7.
19. Li L., Li Z.-F., Mao J.-F. Compact Lowpass Filters With Sharp and Expanded Stopband Using Stepped Impedance Hairpin Units // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2010. – Vol. 20. – No. 6. – P. 310–312. – DOI: 10.1109/lmwc.2010.2047457.
20. Chen F.-C., Li R.-S., Chu Q. X. Ultra-Wide Stopband Low-Pass Filter Using Multiple Transmission Zeros // *IEEE Access*. – 2017. – Vol. 5. – P. 6437–6443. – DOI: 10.1109/access.2017.2693344.
21. Kurokawa K. Power Waves and the Scattering Matrix // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1965. – Vol. 13. – No. 2. – P. 194–202. – DOI: 10.1109/tmtt.1965.1125964.
22. Marks R. B., Williams D. F. A general waveguide circuit theory // *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*. – 1992. – Vol. 97. – No. 5. – P. 533–562. – DOI: 10.6028/jres.097.024.
23. Baum C. E. Norms and eigenvector norms // *Mathematics Notes*. – 1979. – No. 63. – P. 1–42.

24. Feature Selective Validation (FSV) for Validation of Computational Electromagnetics (CEM). Part I—The FSV Method / A. P. Duffy, A. J. M. Martin, A. Orlandi [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2006. – Vol. 48. – No. 3. – P. 449–459. – DOI: 10.1109/temc.2006.879358.
25. A High Frequency Equivalent Circuit and Parameter Extraction Procedure for Common Mode Choke in the EMI Filter / W. Tan, C. Cuellar, X. Margueron [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28. – No. 3. – P. 1157–1166. – DOI: 10.1109/tpel.2012.2209206.
26. Wang S., Xu C. Design Theory and Implementation of a Planar EMI Filter Based on Annular Integrated Inductor–Capacitor Unit // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28. – No. 3. – P. 1167–1176. – DOI: 10.1109/tpel.2012.2207968.
27. Jones E. M. T. Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1956. – Vol. 4. – No. 2. – P. 75–81. – DOI: 10.1109/tmtt.1956.1125022.
28. Krzikalla R., Weber T., ter Haseborg J. L. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses // Proceedings of the 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC 2003). – 2003. – Vol. 2. – P. 1313–1316. – DOI: 10.1109/icsmc2.2003.1429162.
29. Radonić V., Crnojević-Bengin V. Super-compact stopband filter based on grounded patch resonator // Electronics Letters. – 2010. – Vol. 46. – No. 2. – P. 146–147. – DOI: 10.1049/el.2010.3081.
30. Velidi V. K., Sanyal S. Sharp Roll-Off Lowpass Filter With Wide Stopband Using Stub-Loaded Coupled-Line Hairpin Unit // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 21. – No. 6. – P. 301–303. – DOI: 10.1109/lmwc.2011.2132120.
31. 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 [et al.] // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2013. – Vol. 27. – No. 7. – P. 856–867. – DOI: 10.1080/09205071.2013.789410.
32. Малютин Н. Д., Семенов Э. В., Владимиров Д. Е. Неотражающие фильтры-четырехполюсники (фильтры поглощающего типа) // Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления : материалы Всероссийской научно-практической конференции. – Томск : ТУСУР, 2002. – С. 112–114.
33. Morgan M. A., Boyd T. A. Theoretical and Experimental Study of a New Class of Reflectionless Filter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2011. – Vol. 59. – No. 5. – P. 1214–1221. – DOI: 10.1109/tmtt.2011.2113189.

34. Morgan M. A., Boyd T. A. Reflectionless Filter Structures // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Vol. 63. – No. 4. – P. 1263–1271. – DOI: 10.1109/tmtt.2015.2403841.
35. Morgan M. A., Groves W. M., Boyd T. A. Reflectionless Filter Topologies Supporting Arbitrary Low-Pass Ladder Prototypes // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2019. – Vol. 66. – No. 2. – P. 594–604. – DOI: 10.1109/tcsi.2018.2872424.
36. Psychogiou D., Gomez-Garcia R. Reflectionless Adaptive RF Filters: Bandpass, Bandstop, and Cascade Designs // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65. – No. 11. – P. 4593–4605. – DOI: 10.1109/tmtt.2017.2734086.
37. Wu X., Li Y., Liu X. High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – Vol. 68. – No. 4. – P. 1462–1475. – DOI: 10.1109/tmtt.2019.2955692.
38. Microstrip Quasi-Elliptic Absorptive Bandpass Filter with Ultra-Wide Reflectionless Range and Compact Size / A. Zhang, J. Xu, Z. Liu [et al.] // Electronics. – 2024. – Vol. 13. – No. 10. – Art. 1841. – DOI: 10.3390/electronics13101841.
39. Связанные полосковые линии и устройства на их основе / Н. Д. Малютин, Э. В. Семенов, А. Г. Лощилов, А. Н. Сычев. – Томск : ТУСУР, 2012.
40. Чинь То Тхань. Модели и конструкции неотражающих фильтров СВЧ на основе связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-элементов : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук : 2.2.14. – Томск, 2024. – 156 с.
41. Чинь Т. Т. Неотражающий полосковый полосно-пропускающий фильтр нечетных гармоник // Ural Radio Engineering Journal. – 2023. – Т. 7, № 3. – С. 250–265. – DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.002.
42. Уменьшение возвратных потерь и подавление внеполосных колебаний в межкаскадных соединениях систем связи с помощью неотражающих частотно-селективных цепей СВЧ / А. Г. Лощилов, Н. Д. Малютин, Т. Т. Чинь [и др.] // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 4. – С. 72–94. – DOI: 10.24411/2410-9916-2024-4-72-94.
43. Арутюнян А. А. Моделирование и экспериментальное исследование фильтра неотражающего типа на основе полосковой трехпроводной связанной линии // Доклады ТУСУР. – 2025. – Т. 28, № 2. – С. 55–61. – DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-2-55-61.
44. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) : патент RU 2138887 С1 Российская Федерация : МПК H01P 1/203 (1995.01) / В. М. Осипенков, С. Г. Веснин ; патентообладатель Осипенков Вячеслав Михайлович, Веснин Сергей Георгиевич. – Заявка № 97119298/09 ; заявл. 11.11.1997 ; опубл. 27.09.1999.

45. Заболоцкий А. М., Газизов Т. Р. Временной отклик многопроводных линий передачи. – Томск : Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
46. Gazizov A. T., Zabolotskii A. M., Gazizov T. R. Measurement and Simulation of Time Response of Printed Modal Filters with Broad-Side Coupling // *Journal of Communications Technology and Electronics*. – 2018. – Vol. 63. – No. 3. – P. 270–276. – DOI: 10.1134/s1064226918030087.
47. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R. S. Surovtsev, A. V. Nosov, A. M. Zabolotsky [et al.] // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2017. – Vol. 59. – No. 6. – P. 1864–1871. – DOI: 10.1109/temc.2017.2678019.
48. Носов А. В. Совершенствование защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов за счет меандровых линий задержки : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Томск : ТУСУР, 2018.
49. Суровцев Р. С. Модальное разложение в полосковых меандровых линиях для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных импульсных помех субнаносекундной длительности : автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. – Томск : ТУСУР, 2024.
50. Using Reflection Symmetry to Improve the Protection of Radio-Electronic Equipment from Ultrashort Pulses / E. B. Chernikova, A. O. Belousov, T. R. Gazizov [et al.] // *Symmetry*. – 2019. – Vol. 11. – No. 7. – Art. 883. – DOI: 10.3390/sym11070883.
51. From Symmetry to Asymmetry: The Use of Additional Pulses to Improve Protection against Ultrashort Pulses Based on Modal Filtration / A. O. Belousov, E. B. Chernikova, M. A. Samoylichenko [et al.] // *Symmetry*. – 2020. – Vol. 12. – No. 7. – Art. 1117. – DOI: 10.3390/sym12071117.
52. Electrical Characteristics of a Modal Filter With a Passive Conductor in the Reference Plane Cutout / M. A. Samoylichenko, Y. S. Zhechev, V. P. Kosteletskii [et al.] // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2021. – Vol. 63. – No. 2. – P. 435–442. – DOI: 10.1109/temc.2020.3011407.
53. Zhechev Y., Zabolotsky A. The Use of Quarter-Wave Resonators to Improve Modal Filters Performance // 2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2021. – P. 204–207. – DOI: 10.1109/edm52169.2021.9507692.
54. Малыгин К. П. Помехозащитные структуры на основе витка меандровой микрополосковой линии с улучшенными характеристиками : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Томск : ТУСУР, 2024.

55. Хажибеков Р. Р. Многокаскадные модальные фильтры : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук : 05.12.04. – Томск : ТУСУР, 2019.
56. Алгоритмы синтеза устройств на основе нерегулярных связанных полосковых линий по заданным частотным характеристикам / Н. Д. Малютин, А. Г. Лощилов, А. А. Ильин [и др.] // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1 (23). – С. 188–195.
57. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией / Н. Д. Малютин, Т. Х. Бибииков, И. В. Большанин [и др.] // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 295–301.
58. Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением / А. Г. Лощилов, Т. Т. Чинь, Н. Д. Малютин [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 7–16. – DOI: 10.21293/1818-0442-2021-25-1-7-16.
59. Расчетно-экспериментальный метод измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / А. Г. Лощилов, Т. Т. Чинь, Н. Д. Малютин [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 4. – С. 19–27. – DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-19-27.
60. Hansen R. C., Burke M. Antennas with magneto-dielectrics // Microwave and Optical Technology Letters. – 2000. – Vol. 26. – No. 2. – P. 75–78. – DOI: 10.1002/1098-2760(20000720)26:2<75::aid-mop3>3.0.co;2-w.
61. Mosallaei H., Sarabandi K. Magneto-Dielectrics in Electromagnetics: Concept and Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2004. – Vol. 52. – No. 6. – P. 1558–1567. – DOI: 10.1109/tap.2004.829413.
62. Magnetodielectric Substrates in Antenna Miniaturization: Potential and Limitations / P. M. T. Ikonen, K. N. Rozanov, A. V. Osipov [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2006. – Vol. 54. – No. 11. – P. 3391–3399. – DOI: 10.1109/tap.2006.884303.
63. Modeling absorbing materials for EMI mitigation / Q. Liu, X. Jiao, J. Li [et al.] // 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2015. – P. 1548–1552. – DOI: 10.1109/isemc.2015.7256405.
64. Suppression effect of the emission from printed circuit board using magnetic absorber located along microstrip line / T. Tobana, T. Sasamori, K. Abe [et al.] // Proceedings of the 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC 2003). – 2003. – Vol. 2. – P. 1248–1251. – DOI: 10.1109/icsmc2.2003.1429145.
65. Mikami T., Muroga S., Tanaka M. Estimation of Conductive Noise Suppression in Microstrip Line with Two Different Magnetic Films // 2022 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2022. – P. 434–436. – DOI: 10.23919/apmc55665.2022.9999920.

66. Application of radioabsorbing materials for the decision of a problem of the radioelectronic equipment compatibility / S. B. Bibikov, E. I. Kulikovskij, A. M. Kuznetsov [et al.] // 2004 Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (IEEE Cat. No.04EX925). – 2004. – P. 129–131. – DOI: 10.1109/uwbus.2004.1388072.
67. Zhechev Y. S., Adnan A. H., Malygin K. P. New Technique for Improving Modal Filter Performance by Using an Electromagnetic Absorber // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 86663–86670. – DOI: 10.1109/access.2022.3199360.
68. High-Efficiency Low-Pass Reflectionless Filter Based on Modal Decomposition and Electromagnetic Absorber / Y. S. Zhechev, M. S. Murmanskyy, S. V. Vlasov [et al.] // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2024. – Vol. 14. – No. 5. – P. 938–944. – DOI: 10.1109/tcpmt.2024.3383840.
69. Miniature suspended-substrate bandpass filter / B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov [et al.] // Progress In Electromagnetics Research C. – 2010. – Vol. 15. – P. 219–231. – DOI: 10.2528/pierc10070604.
70. Quasi-Lumped-Element Filter Based on Substrate-Integrated Suspended Line Technology / Z. Ma, K. Ma, S. Mou [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65. – No. 12. – P. 5154–5161. – DOI: 10.1109/tmtt.2017.2766625.
71. Трубоченинов В. А., Власов С. В., Жечев Е. Влияние толщины электромагнитного поглотителя на характеристики дифференциальной линии передачи в интегральном исполнении // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 6. – DOI: 10.30898/1684-1719.2025.6.6.
72. Trubcheninov V. A., Vlasov S. V., Zhechev Y. S. The Influence of Electromagnetic Absorber Thickness on the Characteristics of the Filter based on Coupled Transmission Line // 2024 IEEE 3rd International Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE). – 2024. – P. 280–283. – DOI: 10.1109/piere62470.2024.10804973.
73. Nicolson A. M., Ross G. F. Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1970. – Vol. 19. – No. 4. – P. 377–382. – DOI: 10.1109/tim.1970.4313932.
74. Weir W. B. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies // Proceedings of the IEEE. – 1974. – Vol. 62. – No. 1. – P. 33–36. – DOI: 10.1109/proc.1974.9382.
75. Transmission/reflection and short-circuit line methods for measuring permittivity and permeability / J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, J. H. Grosvenor Jr., R. G. Geyer. – Boulder : NIST, 1993. – 112 p. – (NIST Technical Note ; 1355-R). – DOI: 10.6028/NIST.TN.1355r.

76. Baker-Jarvis J., Vanzura E. J., Kissick W. A. Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1990. – Vol. 38. – No. 8. – P. 1096–1103. – DOI: 10.1109/22.57336.
77. S-Parameter broadband measurements of microstrip lines and extraction of the substrate intrinsic properties / J. Hinojosa, L. Faucon, P. Queffelec [et al.] // Microwave and Optical Technology Letters. – 2001. – Vol. 30. – No. 1. – P. 65–69. – DOI: 10.1002/mop.1222.
78. Yang C., Huang H., Peng M. Non-Iterative Method for Extracting Complex Permittivity and Thickness of Materials From Reflection-Only Measurements // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2022. – Vol. 71. – P. 1–8. – DOI: 10.1109/tim.2022.3171514.
79. Wilson P. F., Ma M. T. Shielding-Effectiveness Measurements with a Dual TEM Cell // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1985. – Vol. EMC-27. – No. 3. – P. 137–142. – DOI: 10.1109/temc.1985.304277.
80. Комнатнов М. Е. Модели и методы вычисления и измерения эффективности экранирования материалов с использованием сдвоенных и коаксиальных ТЕМ-камер // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2024. – Т. 27, № 4. – С. 19–37. – DOI: 10.32603/1993-8985-2024-27-4-19-37.
81. Hanson G. W., Grimm J. M., Nyquist D. P. An improved de-embedding technique for the measurement of the complex constitutive parameters of materials using a stripline field applicator // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1993. – Vol. 42. – No. 3. – P. 740–745. – DOI: 10.1109/19.231600.
82. Accuracy-Improved and Low-Cost Material Characterization Using Power Measurement and Artificial Neural Network / T. Mosavirik, M. Hashemi, M. Soleimani [et al.] // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2021. – Vol. 70. – P. 1–9. – DOI: 10.1109/tim.2021.3126011.
83. Extraction of Complex Permittivity and Permeability in a Coaxial TEM-Cell Using a Multilayer Perceptron / I. A. Ivantsov, N. V. Pavlov, Y. V. Kalashnikov [et al.] // 2026 IEEE 27th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2026. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/edm69524.2026.11631893.
84. Yen H.-T., Yeh T.-J., Liu S. A Physical De-embedding Method for Silicon-based Device Applications // PIERS Online. – 2009. – Vol. 5. – No. 4. – P. 301–305. – DOI: 10.2529/piers080907133328.
85. Fan C.-Y., Wei M.-D., Negra R. Simplified thru-only 4-port de-embedding method // 2017 12th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2017. – P. 101–104. – DOI: 10.23919/eumic.2017.8230670.

86. Boughriet A.-H., Legrand C., Chapoton A. Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1997. – Vol. 45. – No. 1. – P. 52–57. – DOI: 10.1109/22.552032.
87. Gupta K. C., Garg R., Chadha R. *Computer-Aided Design of Microwave Circuits*. – Dedham : Artech House, 1981. – 656 p. – ISBN 978-0-89006-105-3.
88. Eisenstadt W. R., Eo Y. S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization // *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*. – 1992. – Vol. 15. – No. 4. – P. 483–490. – DOI: 10.1109/33.159877.
89. Ivantsov I. A., Kalashnikov Y. V., Zhechev Y. S. The Influence of Electromagnetic Absorber on Crosstalk and Signal Integrity of Coupled Transmission Lines // *2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*. – 2023. – P. 710–713. – DOI: 10.1109/apeie59731.2023.10347618.
90. Полосно-пропускающий фильтр на основе микрополосковых резонансных структур, покрытых магнитодиэлектрическим поглотителем / Ю. В. Калашников, И. А. Иванцов, Е. С. Жечев [и др.] // *Журнал радиоэлектроники*. – 2026. – № 2. – DOI: 10.30898/1684-1719.2026.2.9.
91. Экспериментальное подтверждение перспективности применения структур со ступенчатым импедансом для подавления сверхширокополосных помех / П. В. Микола, И. А. Иванцов, Р. С. Суровцев, Е. С. Жечев // *Электромагнитные волны и электронные системы*. – 2026. – Т. 31, № 3. – С. 49–60. – DOI: 10.18127/j15604128-202603-06.
92. Ivantsov I. A., Mikola P. V., Surovtsev R. S. Reflections in a Meander Line Turn of Two Segments as a Resource for Suppressing UWB Excitations // *2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*. – 2023. – P. 410–413. – DOI: 10.1109/edm58354.2023.10225165.
93. Using Reflections in a Meander Line Turn of Two Segments for Suppressing UWB Excitations / R. S. Surovtsev, P. V. Mikola, S. Karri [et al.] // *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*. – 2024. – Vol. 13. – No. 1. – P. 51–60. – DOI: 10.1109/memc.2024.10534251.
94. Усовершенствованная микрополосковая линия задержки из двух отрезков, защищающая от сверхкоротких импульсов : патент RU 2813609 C1 Российская Федерация : МПК H03H 7/30 (2006.01) / П. Микола, Р. С. Суровцев, И. А. Иванцов ; патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники". – Заявка № 2023107076 ; заявл. 24.03.2023 ; опубл. 13.02.2024, Бюл. № 5.

95. Иванцов И. А. Модальное разложение помехи в связанной микрополосковой линии при удалении сигнальных проводников друг от друга // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 3. – С. 124–133. – DOI: 10.24412/2410-9916-2023-3-124-133.
96. Способ удаленной трассировки печатных проводников цепей с однократным модальным резервированием : патент RU 2801688 C1 Российская Федерация : МПК H04B 15/02 (2006.01); H05K 3/00 (2006.01); H05K 3/46 (2006.01) / Т. Р. Газизов, И. А. Иванцов ; патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники". – Заявка № 2022131709 ; заявл. 06.12.2022 ; опубл. 14.08.2023, Бюл. № 23.
97. Способ удаленной компоновки печатных проводников цепей с трехкратным модальным резервированием : патент RU 2801830 C1 Российская Федерация : МПК H04B 15/02 (2006.01); H05K 3/00 (2006.01); H05K 3/46 (2006.01) / Т. Р. Газизов, И. А. Иванцов ; патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники". – Заявка № 2022132011 ; заявл. 08.12.2022 ; опубл. 16.08.2023, Бюл. № 23.
98. Ivantsov I. A., Zhechev Y. S. Four-Layer Reflection-Symmetric Structure with Electromagnetic Absorber // 2022 IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – 2022. – P. 140–143. – DOI: 10.1109/sibircon56155.2022.10017032.
99. Ivantsov I. A., Kalashnikov Y. V., Zhechev Y. S. Resonators in Modal Filter as a Resorse for Improving its Characteristics // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2023. – P. 550–554. – DOI: 10.1109/edm58354.2023.10225187.
100. Protection against UWB pulses in hybrid quasi-reflectionless structures based on coupled lines and t-Resonators / I. A. Ivantsov, S. V. Vlasov, Y. S. Zhechev [et al.] // Russian Physics Journal. – 2026. – DOI: 10.1007/s11182-026-03757-4.
101. Анализ многослойных зеркально-симметричных структур : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022616144 Российская Федерация / Е. Жечев, А. С. Козинец, И. А. Иванцов [и др.] ; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – Заявка № 2022615113 ; поступила 29.03.2022 ; зарегистрировано 05.04.2022 ; опубл. 05.04.2022, Бюл. № 4.

102. Программный код для аналитического вычисления характеристик симметричной связанной микрополосковой линии передачи : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025696921 Российская Федерация / М. С. Мурманский, И. А. Иванцов, Е. Жечев [и др.] ; правообладатель федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – Заявка № 2025696281 ; поступила 11.12.2025 ; зарегистрировано 22.12.2025 ; опубл. 22.12.2025, Бюл. № 1.
103. Zhechev Y. S., Ivantsov I. A., Zabolotsky A. M. Multicriteria optimization of a four-layer reflection-symmetric modal filter parameters for ESD protection // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862. – No. 1. – Art. 012023. – DOI: 10.1088/1742-6596/1862/1/012023.
104. Иванцов И. А., Жечев Е. С. Многокритериальная оптимизация параметров четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра для защиты от электростатического разряда // Электронные средства и системы управления : материалы докладов Международной научно-практической конференции. – Томск : ТУСУР, 2020. – № 1-1. – С. 282–285.
105. Иванцов И. А., Черникова Е. Б., Белоусов А. О. Оптимизация параметров 8-проводного зеркально-симметричного модального фильтра квадратной конфигурации // Электронные средства и системы управления : материалы докладов Международной научно-практической конференции. – Томск : ТУСУР, 2020. – № 1-1. – С. 262–265.
106. Жечев Е. С., Иванцов И. А., Козинец А. С. Анализ и систематизация способов трассировки печатных проводников на основе симметричных структур с модальной фильтрацией // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 24–36. – DOI: 10.21293/1818-0442-2021-25-1-24-36.
107. База данных типовых структур с однократным модальным резервированием : свидетельство о государственной регистрации базы данных № 2024620068 Российская Федерация / А. А. Квасников, Т. Р. Газизов, А. В. Медведев [и др.] ; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – Заявка № 2023624611 ; поступила 06.12.2023 ; зарегистрировано 09.01.2024 ; опубл. 10.01.2024, Бюл. № 1.

108. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A. R. Djordjevic, R. M. Biljie, V. D. Likar-Smiljanic [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – Vol. 43. – No. 4. – P. 662–667. – DOI: 10.1109/15.974647.
109. Orlov P. E., Buichkin E. N. Quasistatic and electromagnetic simulation of interconnects of printed circuit boards with modal reservation // 2017 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2017. – P. 54–58. – DOI: 10.1109/edm.2017.7981707.
110. НКММ-13-13Р. Наборы калибровочных мер для векторных анализаторов цепей // Прибор-Сервис : каталог. – URL: <https://www.pribor-service.ru/catalog/radioizmeritelnye-pribory/nabory-mer/nabory-kalibrovochnyh-mer-dlya-vektornyh-analizatorov-tsepey-nkmm-13-13r.html>.
111. Study and Classification of Potential IEMI Sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin [et al.] // System Design and Assessment Notes. – 2014. – Note 41. – URL: <https://summa.unm.edu/notes/SDAN/0041.pdf> (дата обращения: 17.10.2026).
112. Chernikova E., Belousov A. Quasi-static Analysis of Shielded Multiconductor Transmission Lines for Triple Modal Reservation // 2021 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT). – 2021. – P. 0259–0263. – DOI: [10.1109/USBREIT51232.2021.9455008](<https://doi.org/10.1109/USBREIT51232.2021.9455008>).
113. IEEE Std 1597.1-2008. IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations. – IEEE, 2009.
114. MIL-STD-461F. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment : interface standard. – 2007.
115. Giri D. V. High-Power Electromagnetic Radiators: Nonlethal Weapons and Other Applications. – Cambridge, MA : Harvard University Press, 2004.
116. IEC 61000-4-33:2005. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-33: Testing and measurement techniques. Measurement methods for high-power transient parameters. – IEC, 2005.
117. Zanobini A. The use of student, Chi-square and F distributions to quantify the uncertainty coverage interval in the case of different observed values // 2009 IEEE International Workshop on Advanced Methods for Uncertainty Estimation in Measurement. – 2009. – P. 58–62. – DOI: 10.1109/amuem.2009.5207610.

118. Li R., Kang M. S., Wang G. Evaluation of Statistic Probability Distribution Functions: II. Chi-Squared Probability Function and the Inverse Functions of z , t , F , and Chi-Squared Distributions // 2016 International Conference on Computational Science and Computational Intelligence (CSCI). – 2016. – P. 1253–1260. – DOI: 10.1109/csci.2016.0236.
119. A Tutorial on Fisher information / A. Ly, M. Marsman, J. Verhagen [et al.] // Journal of Mathematical Psychology. – 2017. – Vol. 80. – P. 40–55. – DOI: 10.1016/j.jmp.2017.05.006.
120. Bongiorno J., Mariscotti A. Uncertainty and Sensitivity of the Feature Selective Validation (FSV) Method // Electronics. – 2022. – Vol. 11. – No. 16. – Art. 2532. – DOI: 10.3390/electronics11162532.
121. Progress in the development of a 2D Feature Selective Validation (FSV) method / A. Orlandi, G. Antonini, C. Polisini [et al.] // 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2008. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/isemc.2008.4652156.
122. EMI mitigation with lossy material at 10 GHz / X. Jiao, P. Maheshwari, V. Khikevich [et al.] // 2014 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2014. – P. 150–154. – DOI: 10.1109/isemc.2014.6898960.
123. Tirkey M. M., Gupta N. The quest for perfect electromagnetic absorber: a review // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2019. – Vol. 11. – No. 2. – P. 151–167. – DOI: 10.1017/s1759078718001472.
124. Chen C.-J. Design of Artificial Transmission Line and Low-Pass Filter Based on Aperiodic Stubs on a Microstrip Line // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2014. – Vol. 4. – No. 5. – P. 922–928. – DOI: 10.1109/tcpmt.2013.2297377.
125. Поглощающий СВЧ-энергию широкополосный герметик ЗИПСИЛ 410 РПМ-Л // ЗИПСИЛ : официальный сайт. – URL: <https://www.zipsil.ru/high-loss-microwave-absorber-silicone-compound/>.
126. Колмакова И. В., Колмаков Я. А. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр без паразитной полосы пропускания // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2005. – № 1. – С. 71–74.
127. Chatterjee S., Das T. K. Compact Hairpin-Line Bandpass Filter with Harmonic Suppression by Periodic Grooves // 2019 IEEE 19th Mediterranean Microwave Symposium (MMS). – 2019. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/mms48040.2019.9157328.
128. Трубоченинов В. А., Жечев Е. С. Применение радиопоглощающего материала в четырехслойной зеркально-симметричной структуре с модальным резервированием // Электронные средства и системы управления : материалы XVIII Международной научно-практической конференции. – Томск : ТУСУР, 2022. – С. 324–326.

129. Rodrigues E. M. G., Godina R., Pouresmaeil E. Industrial Applications of Power Electronics // Electronics. – 2020. – Vol. 9. – No. 9. – Art. 1534. – DOI: 10.3390/electronics9091534.
130. Способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием : патент RU 2603850 С1 Российская Федерация : МПК H04B 15/02 (2006.01) / Т. Р. Газизов, П. Е. Орлов, В. Р. Шарафутдинов [и др.] ; патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР). – Заявка № 2015129253/07 ; заявл. 16.07.2015 ; опубл. 10.12.2016, Бюл. № 34.
131. Способ компоновки печатных проводников для цепей с модальным резервированием : патент RU 2751672 С1 Российская Федерация : МПК H04B 15/02 (2006.01); H01P 11/00 (2006.01) / Е. С. Жечев, А. О. Белоусов, Т. Р. Газизов [и др.] ; патентообладатель федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – Заявка № 2020126549 ; заявл. 10.08.2020 ; опубл. 15.07.2021, Бюл. № 20.
132. Попов П. А., Третьяков Т. И., Демаков А. В. Разработка измерительных печатных плат для испытаний интегральных схем на электромагнитную совместимость в ТЕМ-камере // Электронные средства и системы управления : материалы докладов XVII Международной научно-практической конференции. – Томск : ТУСУР, 2021. – № 1-2. – С. 30–33.
133. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов : патент RU 2624465 С2 Российская Федерация : МПК H04B 1/10 (2006.01) / А. М. Заболоцкий, Т. Р. Газизов, С. П. Куксенко ; патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР). – Заявка № 2015137546 ; заявл. 02.09.2015 ; опубл. 04.07.2017, Бюл. № 19.
134. 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. – DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10208.
135. Chernikova E. B., Belousov A. O. Reflection Symmetric Meander Line Protecting against Ultrashort Pulses // 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2020. – P. 165–168. – DOI: 10.1109/edm49804.2020.9153486.

136. Samoylichenko M. A., Zhechev Y. S., Gazizov T. R. Comparing Electrical Characteristics of Coplanar Waveguides and Modal Filters // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2022. – P. 200–204. – DOI: 10.1109/edm55285.2022.9855190.
137. Samoylichenko M. A., Zhechev Y. S., Gazizov T. R. Signal Integrity Analysis of Modal Filters Formed by Modification of Microstrip Lines and Coplanar Waveguides // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2024. – Vol. 13. – No. 1. – P. 35–41. – DOI: 10.1109/memc.2024.10534243.
138. Eun J. W., Lee J.-H. A microstrip dual-band bandpass filter using feed line with SIR // IEICE Electronics Express. – 2017. – Vol. 14. – No. 4. – Art. 20170022. – DOI: 10.1587/elex.14.20170022.
139. Compact dual-band bandpass filter using folded SIR with two stubs for WLAN / D. Ma, Z. Y. Xiao, L. Xiang [et al.] // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 117. – P. 357–364. – DOI: 10.2528/pier11040201.
140. Lv S., Ge Y., Zhang W. Compact high-selectivity dual/tri-band bandpass filters for WLAN applications // Progress In Electromagnetics Research C. – 2016. – Vol. 61. – P. 131–138. – DOI: 10.2528/pierc15112603.
141. Lee J., Lim Y. A dual-band bandpass filter using dual and triple-mode resonators // 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium. – 2012. – P. 143–146. – DOI: 10.1109/rws.2012.6175328.
142. Lahmissi A., Challal M. A Novel Microstrip Dual-Band Bandpass Filter Design with Harmonic-Suppression // 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE). – 2019. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/icaee47123.2019.9015193.
143. Thabet S. F., Ezzulddin A. S., Hamid O. T. Minimization and optimization in the performance of dual-band BPF by using e-shape microstrip structure // 2016 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI). – 2016. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/ecai.2016.7861159.
144. Murmu L., Das S. A dual-band bandpass filter for 2.4 GHz bluetooth and 5.2 GHz WLAN applications // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2015. – Vol. 53. – P. 65–70. – DOI: 10.2528/pierl15041601.
145. A Lowpass-Bandpass Triplexer With A New Microstrip Configuration and Compact Size for 5G and Energy Harvesting Applications / S. I. Yahya, F. Zubir, L. Nkenyereye [et al.] // IEEE Access. – 2024. – Vol. 12. – P. 60264–60275. – DOI: 10.1109/access.2024.3393836.

146. Nisamol T. A., Abdulla P., Hamsakutty V. Highly Selective Planar Microstrip Lowpass Filter Using Interdigital Hairpin Resonator (IHR) // 2019 2nd International Conference on Computer Applications & Information Security (ICCAIS). – 2019. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/cais.2019.8769446.
147. Wang Y., Yu M., Ma K. A Compact Low-Pass Filter Using Dielectric-Filled Capacitor on SISL Platform // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2021. – Vol. 31. – No. 1. – P. 21–24. – DOI: 10.1109/lmwc.2020.3038705.
148. RLP-470+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=RLP-470%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
149. SXLP-400+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=SLXP-400%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
150. VLF-320+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLF-320%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
151. VLFG-320+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFG-320%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
152. XLF-42M+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=XLF-42M%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
153. XLF-221+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=XLF-221%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
154. XLF-421+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=XLF-421%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
155. XLF-641M+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=XLF-641M%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
156. ZXLF-K42M+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZXLF-K42M%2B> (дата обращения: 17.10.2026).

157. ZXLF-K221+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZXLF-K221%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
158. ZXLF-K421+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZXLF-K421%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
159. ZXLF-K641M+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZXLF-K641M%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
160. LFCG-42+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFCG-42%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
161. LFCG-320+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFCG-320%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
162. LFCN-320+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFCN-320%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
163. LFCN-320D+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFCN-320D%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
164. LFHK-400+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFHK-400%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
165. Zhechev Y. S., Kokolov A. A., Ivantsov I. A. Impact of Ultra-Wideband Electromagnetic Interference on the Performance of a Passive Frequency Doubler // IEEE Access. – 2024. – Vol. 12. – P. 195145–195151. – DOI: 10.1109/access.2024.3520834.
166. Средства проектирования СВЧ ЭКБ на основе GaN : свидетельство о государственной регистрации базы данных № 2025624891 Российская Федерация / А. А. Коколов, А. В. Помазанов, И. А. Иванцов [и др.] ; правообладатель Российская Федерация, от имени которой выступает ФОНД ПЕРСПЕКТИВНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ. – Заявка № 2025623253 ; поступила 26.08.2025 ; зарегистрировано 05.11.2025 ; опубл. 05.11.2025, Бюл. № 11.

167. Микросхема квази-неотражающего ФНЧ : свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2025630297 Российская Федерация / И. А. Иванцов, Е. Жечев, Н. Д. Малютин [и др.] ; правообладатель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – Заявка № 2025630286 ; поступила 11.09.2025 ; зарегистрировано 16.09.2025 ; опубл. 16.09.2025, Бюл. № 9.
168. Микросхема фильтра MF001 : свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2024630108 Российская Федерация / Е. Жечев, И. А. Иванцов ; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – Заявка № 2024630105 ; поступила 24.06.2024 ; зарегистрировано 27.06.2024 ; опубл. 27.06.2024, Бюл. № 7.
169. A Thermal Failure Model for MOSFETs Under Repetitive Electromagnetic Pulses / Y. Li, H. Xie, H. Yan [et al.] // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 228245–228254. – DOI: 10.1109/access.2020.3045621.
170. Zhang Y., Zhou L., Mao J.-F. Inverse Piezoelectric and Trap Effects With Temperature Dependence in AlGaN/GaN HEMTs Under Narrowband Microwave Pulses // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2023. – Vol. 65. – No. 3. – P. 794–803. – DOI: 10.1109/temc.2023.3237318.
171. Degradation Behavior and Analysis of GaN HEMTs Under High Power Microwave Pulse / S. Zhang, L. Liu, Y. Q. Chen [et al.] // 2022 IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA). – 2022. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/ipfa55383.2022.9915753.
172. Injection-Locked CMOS Frequency Doublers for μ -Wave and mm-Wave Applications / E. Monaco, M. Pozzoni, F. Svelto [et al.] // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2010. – Vol. 45. – No. 8. – P. 1565–1574. – DOI: 10.1109/jssc.2010.2049780.
173. Fundamental Study on Influence of Intentional Electromagnetic Interference on IC Communication / H. Nishiyama, T. Okamoto, Y. Kim [et al.] // 2019 12th International Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo). – 2019. – P. 201–203. – DOI: 10.1109/emccompo.2019.8919838.

174. Yen H.-T., Yeh T.-J., Liu S. A Physical De-embedding Method for Silicon-based Device Applications // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Beijing, China, March 23–27, 2009 : proceedings. – 2009. – P. 1339–1343. – URL: <https://www.piers.org/pierspublications/PIERS2009BeijingProceedings04.pdf> (дата обращения: 17.10.2026).
175. Morgan M. A. Reflectionless Filters. – Artech House, 2017. – 280 p. – ISBN 978-1-63081-405-2.
176. Routing Technique for Microwave Transmission Lines to Ensure UWB Interference Immunity / Y. S. Zhechev, A. O. Belousov, A. M. Zabolotsky [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2023. – Vol. 71. – No. 12. – P. 5304–5316. – DOI: 10.1109/tmtt.2023.3276029.
177. LFCG-1575+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFCG-1575%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
178. LFCN-1575+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFCN-1575%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
179. LFCN-1575D+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFCN-1575D%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
180. LFHK-1800+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LFHK-1800%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
181. VLF-1575+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLF-1575%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
182. VLFG-1575+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFG-1575%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
183. XLF-122+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=XLF-122%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
184. ZXLF-K122+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZXLF-K122%2B> (дата обращения: 17.10.2026).

185. ZXLF-K132H+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZXLF-K132H%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
186. VLFG-490+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFG-490%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
187. VLFG-490 : карточка изделия // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFG-400%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
188. VLFG-510+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFG-510%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
189. VLFG-530+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFG-530%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
190. VLFX-400+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFX-400%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
191. VLFX-450+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFX-450%2B> (дата обращения: 17.10.2026).
192. VLFX-470+ : карточка фильтра нижних частот // Mini-Circuits : официальный сайт. – URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=VLFX-470%2B> (дата обращения: 17.10.2026).

ПРИЛОЖЕНИЕ А**(справочное)****Акты внедрения и использования**

Общество с ограниченной ответственностью «МСТ»
121096, Российская Федерация, город Москва,
вн.тер.г. муниципальный округ Филевский парк,
ул. Кастанаевская, д. 16А, помещ. 47
ИНН 7017187134, КПП 773001001, ОГРН 1077017025821
Тел.: 8-800-511-13-73, e-mail: info@m-s-t.ru
Сайт: <https://m-s-t.ru>

Исх. № 657 от «15» октября 2026 г.

Утверждаю

Директор ООО «МСТ»

С.В. Романенко

**АКТ**

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Иванцова Ильи Александровича

Настоящий акт подтверждает использование результатов диссертационной работы при разработке и совершенствовании технологии проектирования пассивных СВЧ-устройств на поликоровых подложках ВК-100, производства компании АО «Поликор». Для обеспечения проектирования и практической реализации фильтров на поликоровых подложках ВК-100, представленных и исследованных в диссертационной работе, разработаны и внедрены модели пассивных элементов электронной компонентной базы. Применение разработанных моделей позволяет учитывать конструктивно-технологические и электрофизические параметры элементов при моделировании и проектировании пассивных СВЧ-устройств.

Использование разработанных моделей способствует повышению точности расчета электрических характеристик, сокращению объема экспериментальной отработки и сроков проектирования, а также развитию технологии создания пассивных СВЧ-устройств на поликоровых подложках.

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по научной работе

и инновациям ФГАОУ ВО ТУСУРа

д.т.н., профессор

Куксенко С.П.

«16» октября 2026 г.

**АКТ**

внедрения (использования) результатов диссертационной работы

Иванцова Ильи Александровича

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н. Газизов Т.Р., руководитель работ по государственному контракту № 70-2025-000656, д.т.н., профессор Малютин Н.Д., руководитель НИР по гранту РФФИ № 20-19-00446П и госзаданию FEWM-2024-0005, заведующий лабораторией, д.т.н., профессор Заболоцкий А.М., и руководитель работ по договору о реализации составной части проекта № 123/2021-2025, заведующий Лабораторией СВЧ микроэлектроники НИИ МЭС Сухоруков М.П., настоящим актом подтверждаем факт использования при выполнении указанных работ результатов диссертационной работы Иванцова И.А.

В рамках государственного контракта № 70-2025-000656 «Разработка технологии и демонстраторов неотражающих устройств частотной селекции и элементов БАС для снижения радиолокационной заметности и повышения помехоустойчивости БАС», шифр «Редут», использованы следующие результаты:

1. Подходы к моделированию и экспериментальному исследованию неотражающих фильтров в печатном, SMD- и интегральном исполнениях.
2. Результаты разработки и исследования неотражающих фильтров с применением широкополосных СВЧ-поглощающих материалов.
3. Результаты разработки и исследования неотражающих фильтров в интегральном исполнении на диэлектрических подложках.

В НИР по гранту РФФИ № 20-19-00446П «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей» использованы следующие результаты:

1. Результаты разработки и исследования фильтров нижних частот на основе технологии модальной фильтрации с добавлением дополнительных связывающих проводников для удаления сигнальных проводников друг от друга

2. Результаты разработки и исследования фильтров на основе технологии модальной фильтрации с применением широкополосных СВЧ-поглотителей.

В НИР по госзаданию FEWM-2024-0005 «Методология автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей в условиях деструктивных воздействий» использованы следующие результаты:

1. Аналитический и поведенческий методы определения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов по результатам измерения их S -параметров.

2. Поведенческий метод определения электрофизических параметров материалов с использованием искусственной нейронной сети.

При выполнении составной части НИОКР «Разработка СВЧ ЭКБ на основе кремния и средств проектирования для GaN технологии», шифр СЧ проекта «Базальт-НГ-ТУСУР», выполняемой в 2023–2025 гг. по договору о реализации составной части проекта № 123/2021-2025 при поддержке ФПИ, использованы результаты моделирования и исследования пассивных СВЧ-элементов в интегральном исполнении при формировании библиотеки моделей элементной базы, входящей в состав «Средства проектирования СВЧ ЭКБ на основе GAN».

Указанные результаты представлены в отчётах по этим грантам.

Заведующий каф. ТУ



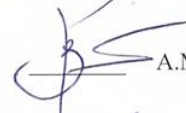
Т.Р. Газизов

Руководитель работ по государственному контракту
№ 70-2025-000656



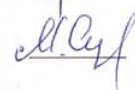
Н.Д. Малютин

Руководитель НИР по гранту РНФ № 20-19-00446П
и государственному заданию FEWM-2024-0005



А.М. Заболоцкий

Руководитель СЧ НИОКР «Базальт-НГ-ТУСУР»



М.П. Сухоруков



«УТВЕРЖДАЮ»

Директор департамента
по УР ФГАОУ ВО ТУСУРа

К.и.н., доцент

Ким М.Ю.

«16» сентября 2026 г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Иванцова Ильи Александровича

Я, нижеподписавшийся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н. Газизов Т.Р., настоящим актом подтверждаю факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ следующих результатов диссертационной работы Иванцова И.А.:

1. Методы измерения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов с использованием измерительной камеры с нерегулярным поперечным сечением.

2. Подходы к моделированию и экспериментальному исследованию частотных характеристик пассивных СВЧ-устройств.

3. Принципы построения и моделирования помехоподавляющих фильтров с использованием модальных явлений в связанных линиях передачи.

Указанные результаты использованы в 2024–2025 учебных годах при проведении практических занятий и лабораторных работ по дисциплине «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем» (пп. 1 и 2), а также практических занятий по дисциплинам «Помехоподавляющие фильтры» и «Защита от преднамеренных электромагнитных помех» (п. 3) бакалавриата радиотехнического факультета по направлению подготовки «Радиотехника».

Заведующий каф. ТУ, д.т.н., профессор

Т.Р. Газизов

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

Патенты на изобретения

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ
№ 2801688

**Способ удаленной трассировки печатных проводников
цепей с однократным модальным резервированием**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
"Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники" (RU)*

Авторы: *Газизов Тальгат Рашитович (RU), Иванцов Илья
Александрович (RU)*

Заявка № **2022131709**
Приоритет изобретения **06 декабря 2022 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **14 августа 2023 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **06 декабря 2042 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6b0fe3b53164ba996f83b73b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2801830

**СПОСОБ УДАЛЕННОЙ КОМПОНОВКИ ПЕЧАТНЫХ
ПРОВОДНИКОВ ЦЕПЕЙ С ТРЕХКРАТНЫМ
МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
"Томский государственный университет систем
управления и радиозлектроники" (RU)*

Авторы: *Газизов Тальгат Рашитович (RU), Иванцов Илья
Александрович (RU)*

Заявка № 2022132011

Приоритет изобретения **08 декабря 2022 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **16 августа 2023 г.**

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **08 декабря 2042 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью
Сертификат 429b6a0fe3853164ba196f83b73b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.06.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2813609

**УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ
ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ ИЗ ДВУХ ОТРЕЗКОВ,
ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ
ИМПУЛЬСОВ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (RU)*

Авторы: *Микола Павел (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Иванцов Илья Александрович (RU)*

Заявка № 2023107076

Приоритет изобретения **24 марта 2023 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **13 февраля 2024 г.**

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **24 марта 2043 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6a0fe3853164ba196f83b73b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.06.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов



ПРИЛОЖЕНИЕ В

(справочное)

Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

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

Ю.С. Зубов

Документ подписан электронной подписью
Сертификат 68b80077c14c1010a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.11.2022 по 26.05.2023

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025696921

**Программный код для аналитического вычисления
характеристик симметричной связанной
микрополосковой линии передачи**

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

Авторы: *Мурманский Михаил Семенович (RU), Иванцов Илья
Александрович (RU), Жечев Евгений (KZ), Заболоцкий
Александр Михайлович (RU)*



Заявка № 2025696281

Дата поступления 11 декабря 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 22 декабря 2025 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e4f7a4c3d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.07.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

(справочное)

Свидетельства о государственной регистрации топологий интегральных микросхем

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы
№ 2024630108

Микросхема фильтра MF001

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

Авторы: *Жечев Евгений (KZ), Иванцов Илья Александрович (RU)*

Заявка № **2024630105**
Дата поступления **24 июня 2024 г.**
Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **27 июня 2024 г.**
Дата окончания срока действия
исключительного права **27 июня 2034 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 429b6a0fe3953164ba196f83b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.06.2023 по 02.08.2024



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2025630297

Микросхема квази-неотражающего ФНЧ

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

Авторы: *Иванцов Илья Александрович (RU), Жечев Евгений (KZ), Малютин Николай Дмитриевич (RU), Калашников Юрий (KZ)*

Заявка № **2025630286**

Дата поступления **11 сентября 2025 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **16 сентября 2025 г.**

Дата окончания срока действия
исключительного права **16 сентября 2035 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7e1a01005b542404670dca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

(справочное)

Свидетельства о государственной регистрации баз данных

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации базы данных

№ 2024620068

**База данных типовых структур с однократным
модальным резервированием**

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

Авторы: *Квасников Алексей Андреевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Медведев Артем Викторович (RU), Белоусов Антон Олегович (RU), Алхадж Хасан Аднан Фаезович (RU), Иванцов Илья Александрович (RU), Черникова Евгения Борисовна (RU), Самойличенко Мария Александровна (RU), Сагиева Индира (KZ)*

Заявка № **2023624611**
Дата поступления **06 декабря 2023 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре баз данных **09 января 2024 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6a0fe3553164ba196f83b73b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.06.2023 по 02.08.2024

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



RU

2025624891ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ БАЗЫ ДАННЫХ

Номер регистрации (свидетельства):

2025624891Дата регистрации: **05.11.2025**

Номер и дата поступления заявки:

2025623253 26.08.2025

Дата публикации и номер бюллетеня:

05.11.2025 Бюл. № 11

Авторы:

**Коколов Андрей Александрович (RU),
Помазанов Алексей Владимирович (RU),
Иванцов Илья Александрович (RU),
Павлов Никита Сергеевич (RU),
Шутов Евгений Александрович (RU),
Бабак Леонид Иванович (RU)**

Правообладатель:

**Российская Федерация, от имени которой
выступает ФОНД ПЕРСПЕКТИВНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ (RU)**

Название базы данных:

Средства проектирования СВЧ ЭКБ на основе GaN**Реферат:**

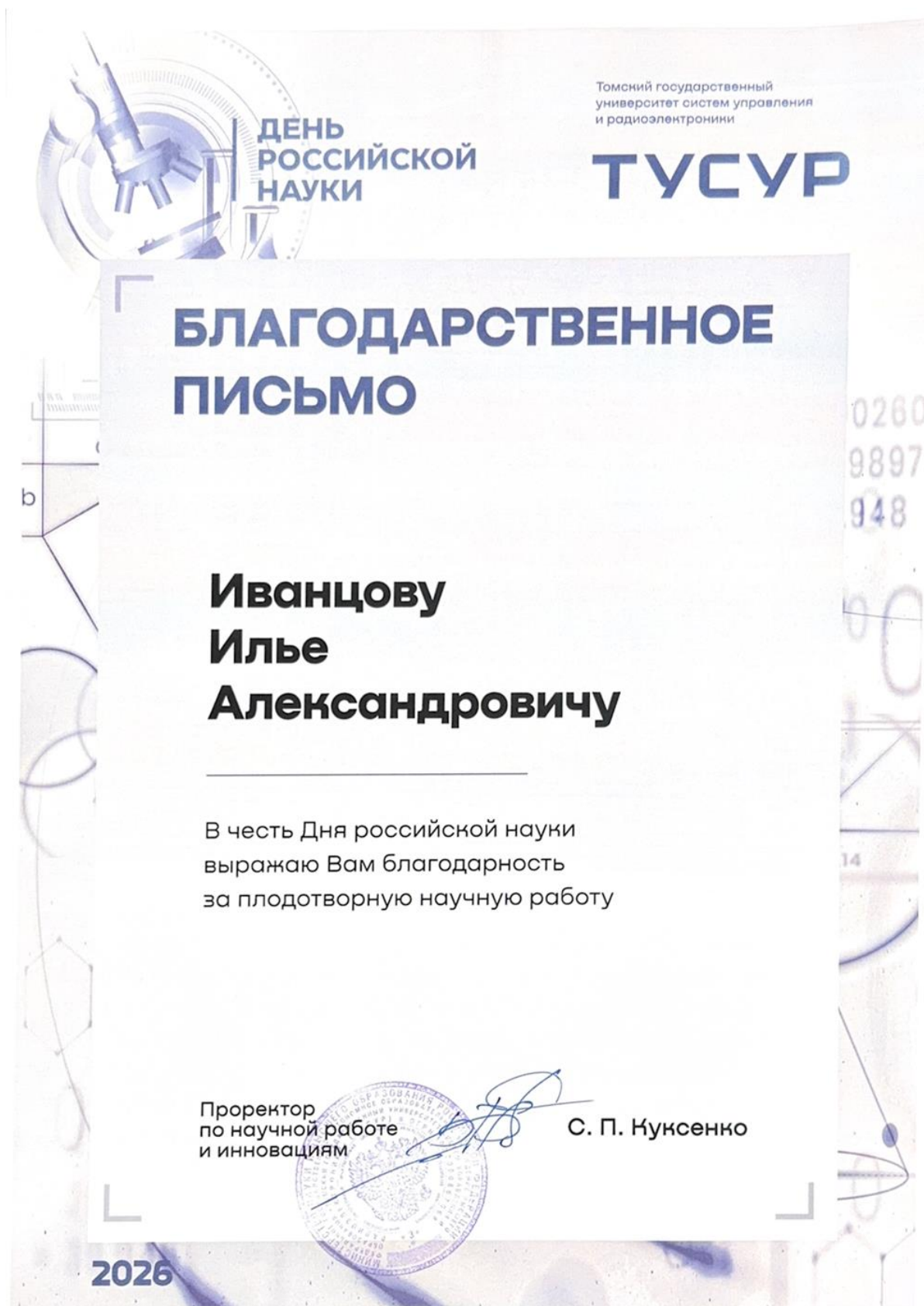
База данных предназначена для формирования среды проектирования СВЧ ЭКБ на базе GaN технологии и содержит библиотеку моделей элементной базы, технологическую библиотеку, комплект сопроводительной документации и специальный элемент для проведения электромагнитного анализа в САПР. База данных представляет собой совокупность файлов электрических моделей, топологических ячеек, файлов топологических слоёв и параметров, правил проектирования и справочной документации, разработанных для проектирования СВЧ ЭКБ на основе GaN технологии с целью дальнейшего проектирования, моделирования и верификации СВЧ интегральных схем. Библиотека моделей элементной базы включает модели мощных и маломощных СВЧ-транзисторов, катушек индуктивности, конденсаторов, тонкопленочных резисторов, а также микрополосковых элементов (однородная линия передачи, изгиб 90°, Т-соединение, перекрестное соединение). База данных предоставляет разработчику необходимые данные для осуществления процесса проектирования и моделирования электрических схем, разработки и верификации топологии СВЧ интегральных схем по GaN технологии с использованием САПР. Тип ЭВМ: IBM PC-совмест. ПК; ОС: Windows.

Вид и версия системы управления базой данных: AWR Design Environment**Объем базы данных: 51,56 Мб**

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

(справочное)

Достижения





Рост
UP
2023

**ВСЕРОССИЙСКАЯ
ВЫСТАВКА**
научных
достижений
молодых
ученых

ТУСУР
TUSUR UNIVERSITY
НАУКА

СЕРТИФИКАТ

УЧАСТНИКА
ВЫСТАВКИ

награждается проект

Синтез миниатюрных устройств защиты
СВЧ устройств от преднамеренных
электромагнитных помех

АВТОР ПРОЕКТА:

Иванцов

Илья Александрович

ТУСУР, г. Томск

НАУЧНЫЙ РУКОВОДИТЕЛЬ:

Жечев Евгений Сергеевич, ТУСУР, к.т.н.

Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский



ТОМСК



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



СЕРТИФИКАТ

№ 100220200114020055

Настоящий сертификат удостоверяет, что

Иванцов

Илья Александрович

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