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

На правах рукописи

Хажибеков Роман Русланович

Многокаскадные модальные фильтры

Специальность 05.12.04 – Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
Газизов Тальгат Рашитович, д-р. техн. наук, доцент

Томск 2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ 4
1 ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ ПОМЕХОВОГО СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА: ОБЗОР 12
1.1 Опасность сверхкороткого импульса 12
1.2 Обзор устройств защиты от кондуктивных помех 20
1.3 Основы модальной фильтрации 26
1.4 Подходы к моделированию и программное обеспечение 33
1.5 Цель и задачи работы 40
2 ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ СЕТЕВОГО ОБОРУДОВАНИЯ 44
2.1 Сравнение результатов квазистатического и электродинамического моделирования 44
2.2 Моделирование макетов модальных фильтров 51
2.3 Оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии модальных фильтров 57
2.4 Основные результаты главы 67
3 МОДАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ С ПЕРИОДИЧЕСКИМ ПРОФИЛЕМ ОБЛАСТИ СВЯЗИ ПРОВОДНИКОВ 69
3.1 Модальный фильтр с пилообразным профилем 69
3.2 Вычисление разности задержек мод модальных фильтров со встречно-штыревым, *L*-образным и спиралевидным профилями 71
3.3 Аналитические выражения для вычисления параметров модального фильтра со встречно-штыревой структурой проводников 80
3.4 Оптимизация параметров встречно-штыревой топологии 87
3.5 Макет модального фильтра со встречно-штыревой структурой проводников 89
3.6 Основные результаты главы 96

4 МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОБОРУДОВАНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ 99
4.1 Выбор и обоснование структуры 99
4.2 Разработка макета 103
4.3 Моделирование воздействия электростатического разряда 108
4.4 Двухслойный модальный фильтр 111
4.5 Низкоомный модальный фильтр 113
4.6 Влияние стенок корпуса на подавление сверхкороткого импульса 119
4.7 Модальный фильтр для синфазного и противофазного режимов 124
4.8 Основные результаты главы 135
5 МНОГОКАСКАДНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ И ГИБРИДНЫЕ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ 139
5.1 Модальные фильтры с высокой крутизной спада амплитудно-частотной характеристики 139
5.2 Гибридные устройства защиты 148
5.3 Основные результаты главы 160
6 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ 163
6.1 TALGAT 2017 163
6.2 Учебный процесс ТУСУРа 163
6.3 Рекомендации по проектированию меандровых линий задержки 165
6.4 Научно-исследовательские работы 175
ЗАКЛЮЧЕНИЕ 177
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ 180
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ 181
ПРИЛОЖЕНИЕ А (ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ) КОПИИ ДОКУМЕНТОВ 194

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы

Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) сегодня актуально, поскольку современная РЭА восприимчива к влиянию электромагнитных помех (ЭМП). Кроме того, чтобы вывести из строя РЭА или ухудшить её функционирование, используются преднамеренные ЭМП. Одним из опасных преднамеренных воздействий является сверхкороткий импульс (СКИ). Исследования отечественных и зарубежных ученых показали уязвимость РЭА к СКИ. Он занимает широкий спектр, перекрывающий большую часть диапазонов работы РЭА, а из-за малой длительности импульса, основная энергия генератора расходуется на увеличение амплитуды СКИ, что приводит к значительному повышению напряженности электрического поля. Сильное электрическое поле приводит к пробою полупроводниковых приборов и конденсаторов в помехоподавляющих фильтрах, а время срабатывания варисторов и разрядников может значительно превышать длительность СКИ. Поэтому актуальна разработка устройств защиты РЭА от СКИ.

Исследованиями стойкости оборудования к воздействию СКИ занимаются Р.М. Гизатуллин, Ю.В. Парфенов, А.В. Разумов, S. Vass. Исследования вопросов ЭМС и функциональной безопасности выполняют Б.Б. Акбашев, Н.В. Балюк, А.М. Бобрешов, Л.Н. Кечиев, J.L. ter Haseborg, W. Radasky. Разработкой фильтров на основе полосковых структур занимаются Б.А. Беляев, А.А. Лексиков и А.М. Сержантов. Исследования связанных линий передачи выполняют Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов.

Для защиты аппаратуры от кондуктивных ЭМП широко применяют разрядники, варисторы, TVS-диоды или гальваническую трансформаторную развязку. Для защиты от СКИ предложены модальные фильтры (МФ), в которых не используются радиоэлектронные компоненты, а применяются особые структуры, способствующие разложению СКИ на импульсы меньшей

амплитуды. Большой вклад в развитие модальной фильтрации внесли Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и И.Е. Самотин.

МФ обладает длительным сроком службы и является стойким к воздействию радиации, но имеет ряд недостатков. В частности, актуален поиск новых решений для уменьшения размеров МФ и увеличения разности задержек мод. Немаловажным фактором для обеспечения ЭМС является функционирование МФ с заданным качеством при воздействии на него ЭМП, в то же время помехоэмиссия от него не должна мешать работе других устройств. Применение устройства в конкретной отрасли требует рассмотрения дополнительных условий. Например, при разработке МФ для силовой шины электропитания (СШЭП) космического аппарата (КА), необходимо учитывать силу тока, температуру окружающей среды, массогабаритные и механические характеристики устройства, а также возможность защиты в синфазном и противофазном режимах возбуждения. Для применения МФ в системах передачи информации необходимо улучшать частотные характеристики устройства, такие как ширина полосы пропускания и крутизна спада амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Для реализации этих решений предлагается использование многокаскадных структур МФ.

Цель работы – разработать многокаскадные модальные фильтры. Для ее достижения надо решить следующие задачи:

1. Исследовать характеристики семикаскадных модальных фильтров для защиты сетевого оборудования.
2. Исследовать возможность совершенствования модальной фильтрации за счет применения периодического профиля области связи проводников.
3. Исследовать возможность защиты оборудования космического аппарата от сверхкороткого импульса за счет модальных фильтров с лицевой связью.
4. Выполнить совершенствование защиты оборудования от сверхкороткого импульса за счет многокаскадных модальных фильтров и

совместного включения модального фильтра с фильтром на основе элементов с сосредоточенными параметрами.

Научная новизна

1. Впервые выполнена оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии от семикаскадного модального фильтра и показана возможность уменьшения этого уровня за счет выравнивания длины полувитков.

2. Впервые показана возможность увеличения значения и изменения знака разности временных задержек мод в структурах модальных фильтров с торцевой связью и периодическим профилем области связи.

3. Предложена защита бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата от сверхкороткого импульса в цепях высоковольтного питания, отличающаяся использованием модальных фильтров с лицевой связью.

4. Впервые показана возможность увеличения ширины полосы пропускания и крутизны спада амплитудно-частотной характеристики модального фильтра путем разделения пассивного проводника на отрезки.

Теоретическая значимость

1. Изучены особенности влияния периодического профиля области связи проводников модальных фильтров на разность задержек мод.

2. Для модальных фильтров со встречно-штыревой структурой проводников предложен способ и выражения для вычисления матриц погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции.

3. Изучены особенности влияния количества отрезков пассивного проводника на крутизну спада амплитудно-частотной характеристики и ширину полосы пропускания модального фильтра с лицевой связью.

4. Применительно к проблематике диссертации результативно использован комплекс существующих базовых методов исследования, в т.ч. квазистатический анализ, метод моментов, модифицированный узловой метод, электродинамический анализ, экспериментальные методы измерения характеристик.

Практическая значимость

1. Измерены излучаемые электромагнитные эмиссии семикаскадных модальных фильтров для защиты оборудования Fast Ethernet.

2. Разработаны макеты модального фильтра: со встречно-штыревой структурой проводников для защиты оборудования вычислительных сетей и с лицевой связью для защиты оборудования космического аппарата.

3. Измерены частотные и временные характеристики каскадного соединения модальных фильтров, модальных фильтров с пассивным проводником, разделенным на отрезки линий передачи и гибридного соединения модального фильтра с помехоподавляющим фильтром.

4. Даны рекомендации по проектированию меандровых линий задержки на печатной плате с минимальной амплитудой перекрестных наводок и выбору подхода к моделированию для решения задач электромагнитной совместимости.

Использование результатов исследований

1. НИР «Разработка новых программных и аппаратных средств для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры», проектная часть государственного задания №8.1802.2014/К, 2016 г.

2. НИР «Комплексное обоснование возможностей создания модальной технологии помехозащиты критичной радиоэлектронной аппаратуры и совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на её основе», грант РНФ 14-19-01232, 2016 г.

3. НИР «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов», базовая часть государственного задания №8.9562.2017/БЧ, 2017 г.

4. НИР «Разработка методологии защитных устройств на основе модальной технологии», грант Президента РФ №14.256.18.356–МД, 2018–2019 гг.

5. ПНИ «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов» в рамках федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», проект RFMEFI57417X0172, 2017–2019 гг.

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

7. Учебный процесс магистрантов ТУСУР.

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 6 глав, заключение, список литературы из 118 наименований и приложение. Объём диссертации – 202 с., в т.ч. 149 рисунков и 13 таблиц.

Личный вклад. Научные результаты, представленные в диссертации, получены автором. Постановка цели работы и задач исследования, анализ результатов моделирования и эксперимента, а также формулировка основных результатов и выводов выполнена совместно с научным руководителем. Основной объем моделирования выполнен автором единолично, часть моделирования выполнена со студентами под руководством автора. Экспериментальные исследования проведены лично или с непосредственным участием автора. Часть результатов получена совместно с Заболоцким А.М. и соавторами публикаций.

Методы исследования. В работе применены квазистатический анализ, основанный на методе моментов и модифицированном методе узловых потенциалов, электродинамический анализ, основанный на методе конечного интегрирования, параметрическая оптимизация, а также натурный эксперимент с использованием скалярного анализатора цепей и комбинированного стробоскопического осциллографа.

Положения, выносимые на защиту

1. Выравнивание длины полувитков семикаскадного модального фильтра

позволяет уменьшить максимальный уровень излучаемой электромагнитной эмиссии на 5 дБ.

2. Использование периодического профиля области связи проводников модальных фильтров с торцевой связью и подложкой из стеклотекстолита позволяет увеличить модуль разности временных задержек мод с 0,85 до 3,7 нс/м.

3. Устройство для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата на основе модальных фильтров с лицевой связью позволяет ослабить амплитуду сверхкороткого импульса длительностью до 0,45 нс в 24 раза в синфазном и в 12 раз в противофазном режиме возбуждения.

4. Разделение пассивного проводника модального фильтра с лицевой связью на отрезки линий передачи позволяет увеличить ширину полосы пропускания и крутизну спада амплитудно-частотной характеристики.

Достоверность результатов основана на корректном использовании метода моментов и теории линий передачи и подтверждается согласованностью результатов, полученных разными методами моделирования и натурным экспериментом, а также использованием результатов на практике.

Апробация результатов

Результаты докладывались и представлялись в материалах следующих конференций: Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (2016, 2017, 2018); Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР» (2017, 2018, 2019); IV Научно-техническая конференция молодых специалистов АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» 2017, Международная научно-методическая конференция «Современное образование: повышение профессиональной компетентности преподавателей вуза – гарантия обеспечения качества образования»; 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON); Международная

IEEE-сибирская конференция по управлению и связи (SIBCON-2019); 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2019).

Публикации. По результатам исследований опубликованы 22 работы, в т.ч. 4 без соавторов:

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	3
Статья в журналах, индексируемых в WoS, SCOPUS	3
Доклад в трудах конференций, индексируемых в WoS, SCOPUS	3
Доклад в трудах других конференций	12
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	1
ИТОГО:	22

Краткое содержание работы

Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 приведен обзор проблемы защиты РЭА от СКИ. В разделе 2 представлены результаты исследования характеристик МФ для защиты сетевого оборудования, в т.ч. сравнение результатов квазистатического и электродинамического моделирования, моделирование макетов МФ, оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии МФ. В разделе 3 приведены результаты исследований и разработки МФ с периодическим профилем области связи проводников (встречно-штыревым, *L*-образным и спиралевидным профилями), приведены выражения для вычисления параметров МФ со встречно-штыревой структурой проводников, выполнена разработка макета МФ со встречно-штыревой структурой проводников. В разделе 4 приведены результаты разработки и исследования характеристик МФ для защиты оборудования КА от СКИ. В разделе 5 исследованы характеристики многокаскадного исполнения МФ и гибридных устройств защиты, в т.ч. решения по увеличению крутизны спада АЧХ и ширины полосы пропускания, разработке и измерению характеристик гибридных устройств защиты. В разделе 6 описано использование результатов работы, в т.ч. даны рекомендации. В заключении сделаны выводы

по работе. Далее приведён список литературы. В приложении приведены копии актов внедрения и других документов.

1 ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ ПОМЕХОВОГО СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА: ОБЗОР

В данном разделе выполнен обзор опасности воздействия СКИ на РЭА. Рассмотрены существующие устройства защиты. Описаны подходы к моделированию и программное обеспечение, применяемые в работе.

1.1 Опасность сверхкороткого импульса

Преднамеренные электромагнитные силовые воздействия на РЭА направлены на достижение ее сбоя или неисправности. Неадекватное функционирование или отказ в работе аппаратуры может привести к нежелательным последствиям [1]. Одним из опасных преднамеренных воздействий является СКИ.

Электромагнитное оружие. В настоящее время стремительными темпами развивается радиоэлектронная и микропроцессорная аппаратура. Развитие современной микроэлектроники и компактных энергоемких источников питания, а также цифровизация и технологизация современной общественной жизни, стали причиной появления нового вида угрозы – электромагнитного терроризма (ЭТ). Идея ЭМТ заключается в разрушении или дестабилизации микропроцессорных или радиоэлектронных средств [2]. К уязвимым объектам можно отнести телекоммуникационные и электрические сети, финансовые и банковские системы, СМИ, здания правительственных учреждений, производственные мощности, военные базы и радиолокационные станции [3].

Воздействие ЭМТ происходит различными методами: по сетям электропитания, по линиям передачи информации, по системам заземления, а также путем воздействия мощным электромагнитным импульсом (ЭМИ) на порты технического средства или на передаваемый полезный сигнал. Особый интерес представляет воздействие с помощью сверхкороткого сверхширокополосного импульса с пикосекундными временами фронта и длительности. Исследования ученых США, Китая и Израиля, представленные на

различных научных конференциях, показали высокую степень уязвимости микропроцессорных и радиоэлектронных средств к воздействию СКИ [2].

В США активно создается электромагнитное оружие с использованием генератора СКИ. Прототип такого оружия был испытан в 2012 году. Оружие было установлено на крылатой ракете CHAMP от компании Boeing (рисунок 1.1), после чего поражались 7 зданий с работающим оборудованием. Согласно официальным заявлениям ВВС все оборудование зданий было повреждено. Кроме того, было повреждено и все измерительное оборудование, вследствие чего, параметры воздействующих импульсов не были измерены [4].

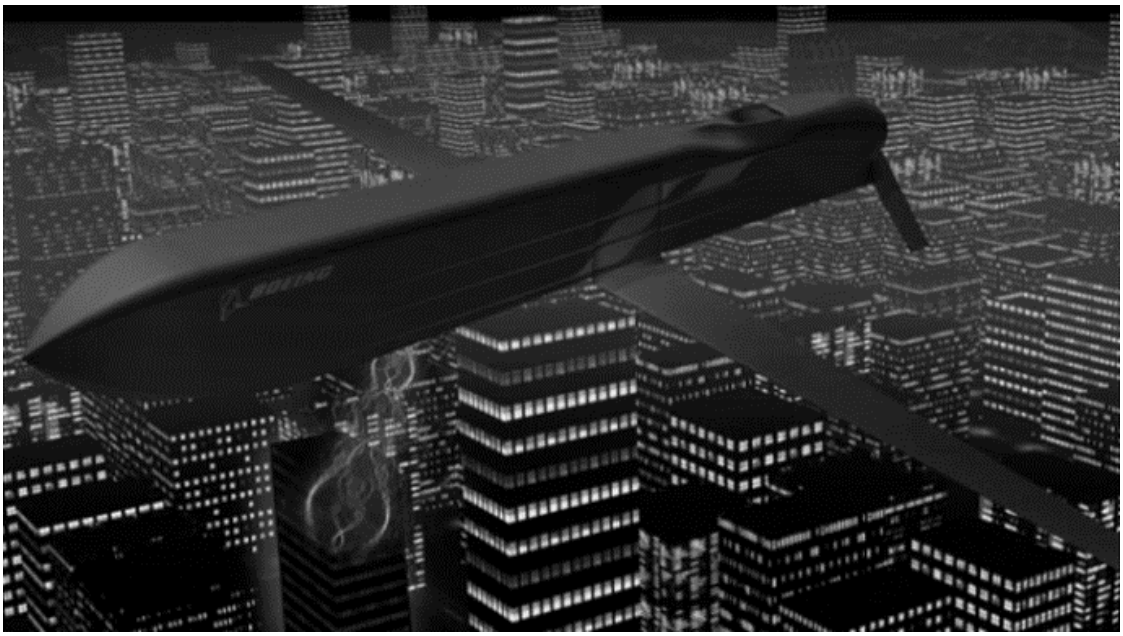
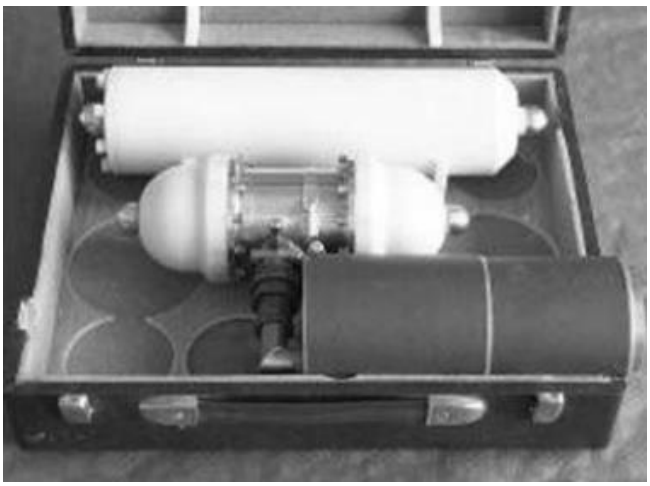
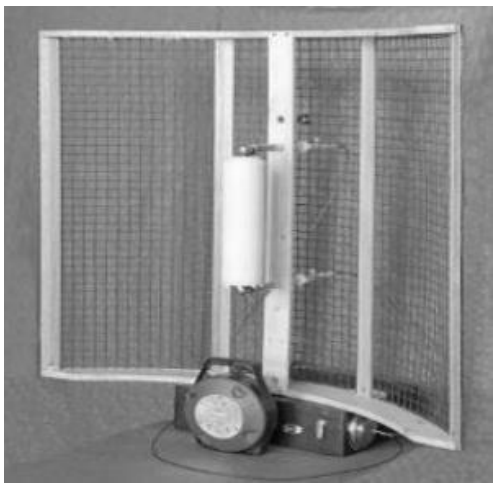


Рисунок 1.1 – 3D-модель крылатой ракеты CHAMP
с электромагнитным оружием

Особенностями СКИ является то, что он может создаваться скрытно и на большом расстоянии от объекта-жертвы, вследствие чего возникают сложности с предотвращением воздействия и поиском его источника. Кроме того, мощный генератор СКИ можно поместить в обычный ручной кейс. На рисунке 1.2 представлен внешний вид одного из таких генераторов.



а



б

Рисунок 1.2 – Генератор СКИ в ручном кейсе (*а*) и в собранном виде (*б*)

СКИ занимает широкий спектр, перекрывающий большую часть диапазонов работы РЭА. Спектр СКИ соизмерим с частотой смены состояний модулированного сигнала, а также дискретной природой воздействующего импульса, что обусловливает высокую восприимчивость цифровых систем. При большой мощности СКИ, влияние возможно не только на антенно-фидерную систему устройства, но и аппаратную часть, из-за возникновения наводок [2]. С развитием электроники увеличиваются значения частот модуляции и расширяются спектры частот полезных сигналов, вследствие чего длительность передаваемых символов может быть близка к длительности СКИ. Таким образом, помеховые СКИ могут значительно искажать принимаемую информацию [5].

Современные генераторы способны создавать СКИ с особо высоким напряжением. Из-за малой длительности импульса, основная энергия источника питания генератора расходуется на увеличение амплитуды этого импульса. Генераторы на основе разрядников способны генерировать импульсы с длительностью фронта до 100 пс и амплитудой до 1 МВ. Максимальная импульсная мощность, достигнутая полупроводниковыми генераторами, составляет сотни мегаватт при частоте следования импульсов до 100 Гц. Существенная особенность этой технологии – практически неограниченный ресурс и высокая стабильность – малый джиттер (случайные фазовые и/или

частотные отклонения передаваемого сигнала). Кроме того, оказалось возможным создавать мощные нано- и субнаносекундные генераторы с пиковой мощностью в десятки и сотни киловатт при частотах повторения импульсов до 10 МГц. Благодаря чрезвычайно малому джиттеру существует возможность «неограниченного» наращивания мощности путем суммирования импульсов большого числа генераторов, причем каждый генератор является простым и малогабаритным устройством [6].

Известны попытки использовать СКИ в целях создания стабилизированных энергетических образований или сгустков. Интерес к такому использованию СКИ, а также и к способам и устройствам генерирования пачек таких СКИ, связан с тем, что одиночный ЭМИ, излучаемый сгустками при дестабилизации, может достигать энергетических показателей, сравнимых с ЭМИ ядерного взрыва средней мощности [6].

Экспериментальные исследования. В [7] отмечено, что даже при небольшой энергии СКИ, эффективность его воздействия на типовую систему может быть значительной. Экспериментальные исследования подтвердили, что мерой опасности наводимой энергии является не общая длительность импульса, а его энергия в определенном частотном интервале, критичном для данного оборудования.

В работе [8] исследуется влияние СКИ на локальную вычислительную сеть (ЛВС). Проведен эксперимент по передаче серии пакетов сообщений между двумя персональными компьютерами по стандартной линии связи в соответствии с протоколом Ethernet при воздействии серии СКИ с длительностью 2 нс и E=1...10 кВ/м. Как видно из рисунка 1.3, при отсутствии воздействий пропускная способность $П(t)$ равнялась 10 Мб/с, что соответствовало максимальной загрузке линии связи. В моменты воздействия t_1, t_2, t_3, t_4, t_5 наблюдались резкие скачки изменения пропускной способности в результате воздействий ЭМИ с фиксированными значениями E_1=2,0кВ/м, E_2=1,9 кВ/м, E_3=1,8 кВ/м, E_4=1,4 кВ/м, E_5=1,0 кВ/м, и ее восстановление до

первоначального значения после воздействия.

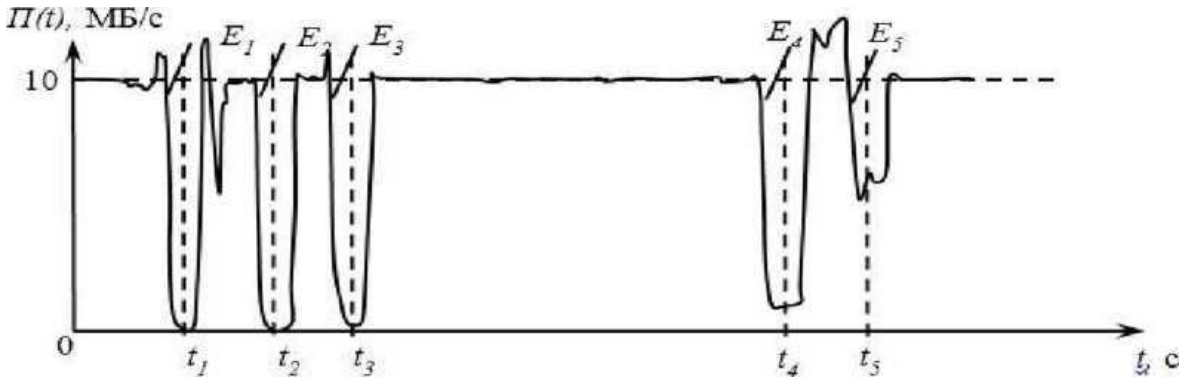


Рисунок 1.3 – Зависимость пропускной способности ЛВС от значений *E* [8]

В работе [9] рассматривается влияние СКИ на электронную систему, включающую в себя межсистемную линию передачи (кабель мыши), линию передачи между устройствами (плоский кабель PATA), линию передачи между компонентами (межсоединение на ПП). Электронная система работала в режиме передачи цифрового сигнала (прямоугольных импульсов) от генератора к цифровому элементу K561TL1. Под действием передаваемого СКИ в системе возникает электрическое поле. Как видно из рисунка 1.4, при распространении СКИ напряжением 54 В в межсистемной линии связи, напряженность электрического поля была равна 1 кВ/м. Анализ помехоустойчивости показал, что при напряженности электрического поля 800 В/м теряется полезный сигнал, а при значениях электрического поля, превышающих 1400 В/м, возникает неисправность цифрового элемента, требующая его перезапуска.

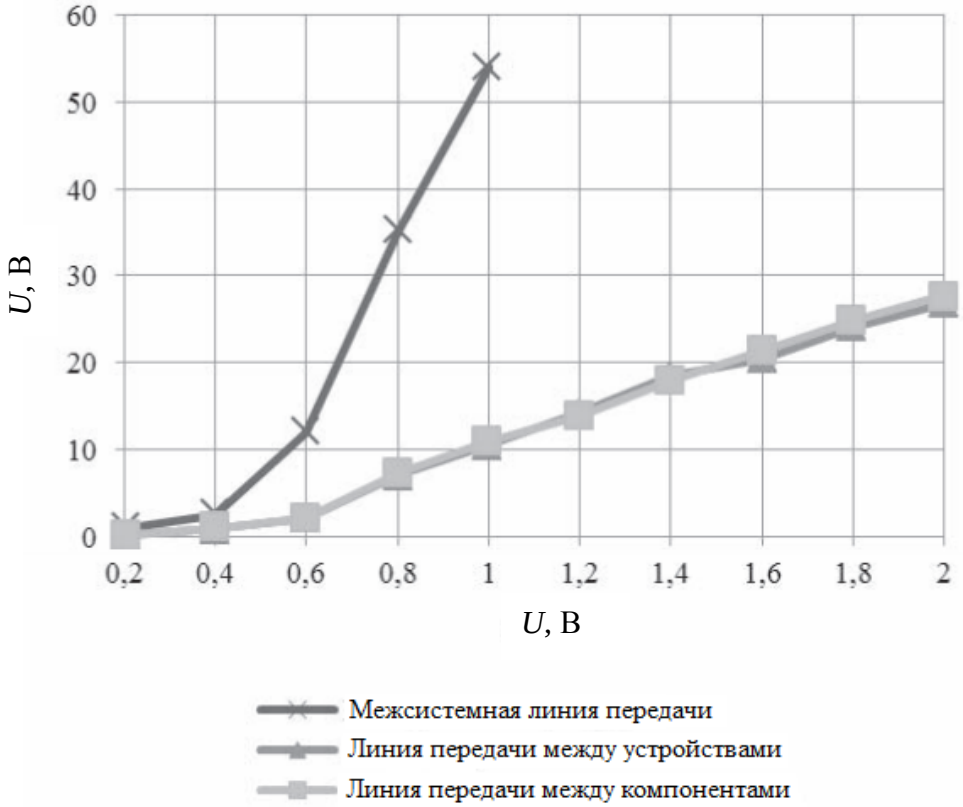


Рисунок 1.4 – Зависимость напряжения СКИ от напряженности электрического поля в линиях передачи электронной системы [9]

Электрический пробой и компоненты устройств защиты. Серьезным последствием воздействия СКИ на ПП является электрический пробой (ЭП) диэлектрика – это резкое падение его электрического сопротивления при достаточно высоком приложенном напряжении. ЭП отличается от теплового пробоя тем, что на подготовительной стадии пробоя ни разогрев, ни химические процессы не имеют существенного значения, а также малым временем развития пробоя, слабой зависимостью пробивного напряжения от температуры [10]. Следовательно, ЭП может возникнуть даже при самой малой длительности помехового СКИ. Напряжение пробоя наиболее часто используемого диэлектрика FR-4 толщиной 1 мм составляет около 50 кВ [11], между тем из описанного ранее известно, что генераторы СКИ способны создавать импульсы амплитудой, намного превышающей данное значение.

Радиоэлектронным компонентом, подверженным к ЭП, является конденсатор. Под действием сильного электрического поля, диэлектрик между

обкладками теряет изолирующие свойства и начнет проводить электрический ток. ЭП происходит в тех случаях, когда напряжение, поданное на обкладки конденсатора, превышает его рабочее напряжение. Наибольшим рабочим напряжением (1000 В) обладает слюдяной конденсатор на основе полипропилена [12]. Ошибочным является предположение, что увеличить рабочее напряжение возможно путем последовательного соединения конденсаторов. В этом случае напряжение в точке соединения конденсаторов может быть высоким, в том числе больше напряжения пробоя. А при пробое одного конденсатора, увеличится напряжение на втором конденсаторе и он так же пробьется [13].

Устройства на основе диодов особенно чувствительны к СКИ. В результате воздействия СКИ наблюдается сильное возрастание электрического поля в p-n переходе, вследствие чего происходит ЭП [14]. Напряжение ЭП диодов на основе кремния составляет от 0,8 до 1,2 кВ (в зависимости от размера диода) [15]. Поэтому их использование для защиты оборудования от СКИ не рекомендуется. В целом защита оборудования от помехового СКИ является сложной задачей. Время срабатывания многих устройств защиты превышает длительность сверхкороткого импульса. Так, например, время срабатывания варистора может достигать 25 нс [16].

Часто используемым устройством защиты от перенапряжений является разрядник. Принцип действия устройства заключается в том, что при возникновении перенапряжения происходит пробой между электродом, подключенным к защищаемой цепи и заземленному электроду [17]. Впоследствии напряжение ЭМП уменьшается до пробивного. Из рисунка 1.5 видно, что с увеличением скорости нарастания входного импульса увеличивается напряжение срабатывания газового разрядника [18].

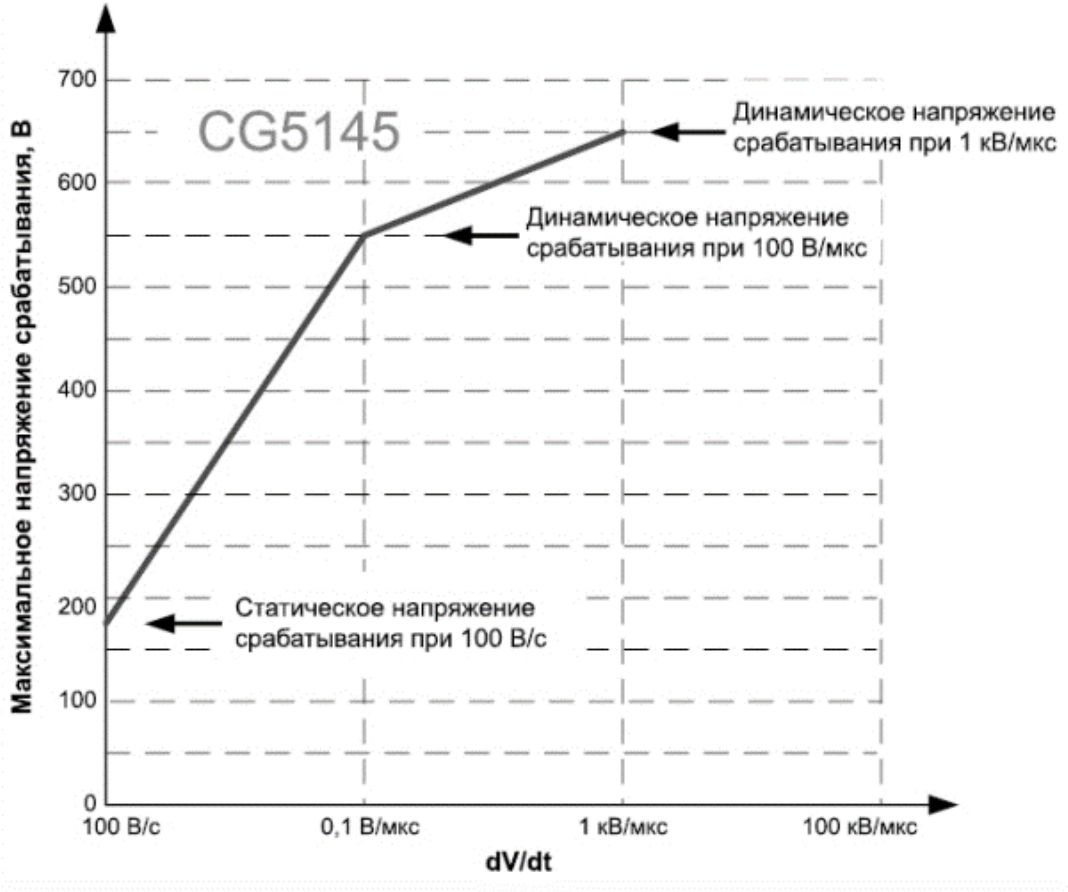


Рисунок 1.5 – Пример зависимости напряжения срабатывания разрядника от скорости нарастания входного импульса

При проектировании помехоподавлющих *LC*-фильтров необходимо учитывать паразитные параметры катушек индуктивности. Как известно, импеданс катушки индуктивности растет с увеличением частоты. Однако в ней присутствует паразитная емкость, обусловленная наличием обмотки, выводов, экрана и сердечника [19]. При воздействии сверхширокополосного сигнала сопротивление паразитной емкости уменьшается, и часть энергии может пройти в обход катушки.

Таким образом, интенсивное развитие современной радиоэлектронной и микропроцессорной аппаратуры делает проблему защиты от электромагнитных атак все более актуальной. Наибольшую опасность представляет помеховый СКИ. При этом, современные генераторы способны генерировать импульсы с амплитудами напряжения до 1 МВ. Из выполненного обзора следует, что использование устройств защиты от СКИ затруднено из-за ряда факторов.

Преодолеть их можно путем применения комбинации устройств защиты, например, МФ и разрядника. В то же время разработка средств защиты затруднена отсутствием достаточной информации о природе СКИ и его параметрах.

1.2 Обзор устройств защиты от кондуктивных помех

1.2.1 Устройства защиты на основе элементов с сосредоточенными параметрами

Существуют различные устройства для защиты оборудования вычислительных сетей. Известны модульный разъем Ethernet и улучшенная розетка с возможностью защиты от кондуктивных эмиссий [20]. Электрический штекерный разъем включает в себя два отдельных модуля, один из которых представляет собой электрический контактный модуль, который подключается к корпусу, а другой представляет собой ПП, которая также закреплена в корпусе. Контакты электрического контактного модуля выполнены с возможностью соединения с клеммами ПП при вставке соответствующих модулей в корпус соединителя. Корпус штепсельного разъема включает в себя пару рычагов защелки и направляющую щель, контактный модуль и ПП. В розетку входит блок фильтра, который защелкивается в корпусе приемника и окружает контакты для обеспечения фильтрации ЭМП.

Наиболее распространенными являются фильтрующие устройства на основе L и C элементов. Так, известен фильтр ЭМП с интегральной схемой и защитой от электростатического разряда (ЭСР), включающий резонансные накопители и катушку-конденсатор (LC) [21]. В [22] описан фильтр ЭМП с керамическим материалом, имеющим компонент, ингибирующий химическую реакцию. Из [23] известен комбинированный дроссель противофазного и синфазного режимов. Он содержит в себе тета-образный магнитный сердечник, включающий в себя, по существу, круглое магнитное кольцо и магнитную пластину, взаимодействующую с магнитным кольцом по площади, окруженной

магнитным кольцом, и две обмотки общей моды с одинаковым количеством витков и с тем же направлением намотки.

Современное электронное оборудование имеет малые габариты. Поэтому и габариты устройств защиты от кондуктивных ЭМП также должны быть минимальными. Часто фильтры интегрируются в соединители, что еще в большей степени позволяет сократить массогабаритные характеристики. В [24] рассмотрен миниатюрный фильтр синфазного режима с упрощенным дизайном, включающим магнитный основной корпус, пару одинаковых проводящих плоских катушек, встроенных в магнитный основной корпус, и изолированную плоскую катушку, зажатую между парой электропроводящих плоских катушек. Фильтр синфазного режима сохраняет низкий импеданс противофазного режима и высокий импеданс синфазного режима, имея при этом малые физические размеры. В [25] описан планарный фильтр-соединитель с толстопленочными конденсаторами состоящий из корпуса, фильтрующего элемента, заключенного внутри корпуса, и электрически проводящих штифтов, установленных в фильтрующем элементе. Известен беспаечный монтаж фильтра-соединителя с проходным соединительным узлом, имеющим один или несколько фильтрующих элементов [26]. Электрическое соединение между фильтром, проводником и корпусом разъема обеспечивается проводящими прокладками, которые захватывают проводник и один электрод фильтра, а также зацепляют второй электрод фильтра и корпуса. Усовершенствованная конструкция беспаечного фильтра для сборочных узлов или соединительных разъемов с целью дооснащения фильтрующих клемм в имеющуюся электронную схему, описывается в [27]. В [28] описывается устройство, способ фильтрации и заземление отдельных электрических цепей в электрическом соединителе. Фильтрующий узел включает в себя ПП программируемого фильтра, к которой припаяны компоненты для поверхностного монтажа. В [29] описан многоконтактный фильтрующий электрический соединительный узел в корпусе, имеющий множество выводов. Ферритовый блок устанавливается на пластине и

включает в себя множество сквозных отверстий. Между пластиной и ферритовым блоком предусмотрены две дополнительные защелки, которые легко закрепляют ферритовый блок на пластине. Схема конденсаторной фильтрации монтируется на задней поверхности корпуса, через которую проходят выводы.

Особого внимания заслуживают устройства ЗАО «ЭМСОТЕХ». В 2014 г. компания представила прототип фильтра подавления сверхширокополосных импульсов в сети постоянного или переменного тока до 6,3 А с максимальным рабочим напряжением в цепи «провод-провод» – 380 В [30]. Устройство предназначено для защиты линий электропитания от высоковольтных сверхширокополосных импульсов субнаносекундной длительности. Корпус устройства имеет достаточно крупные габариты: 400*300*50 мм (рисунок 1.6).

Рисунок 1.6 – Внешний вид фильтра подавления сверхширокополосных импульсов ФСШПИ-6,3А

1.2.2 Устройства защиты на основе элементов с распределенными параметрами

Для ослабления кондуктивных ЭМП в СШЭП предлагаются фильтры, интегрированные в линию передачи. Один из таких фильтров использует плоские планарные структуры. Фильтр имеет простую и компактную структуру, при этом обладает высокими характеристиками передачи. На рисунке 1.7

представлена исходная конструкция шинного фильтра противофазного режима, предлагаемая в [31].

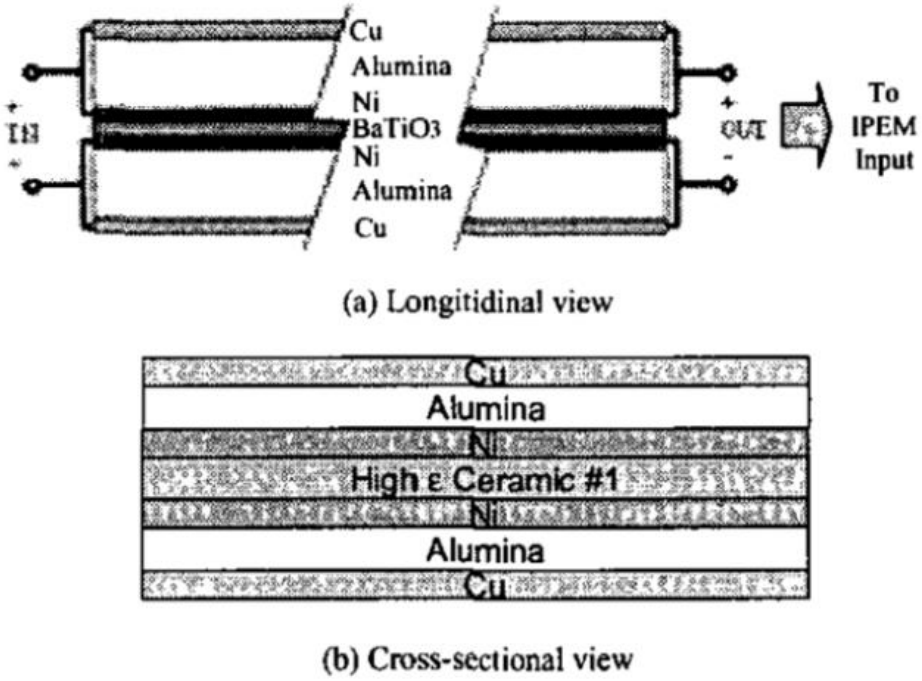


Рисунок 1.7 – Исходная конструкция шинного фильтра противофазного режима [31]

Изучены свойства связанных линий передачи с неоднородным диэлектрическом заполнением [32]. В работе [33] представлены результаты исследований искажений сигнала, возникающих под влиянием неоднородного диэлектрического заполнения связанных линий. Рассмотрен отрезок многопроводной микрополосковой линии, а также исследованы искажения сигнала в его активном проводнике, возникающие из-за различия задержек мод [34].

Известно устройство защиты от импульсных сигналов [35], состоящее из трех параллельных проводников в диэлектрическом заполнении с равными расстояниями между ними, расположенными на одной стороне диэлектрической подложки или с расположением центрального проводника на обратной её стороне, так, что в поперечном сечении устройства проводники одинаковы, имеют прямоугольную форму, а их длина выбрана так, что разность полных

задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше его длительности, вторым проводником структуры является центральный проводник, первый и второй проводники на одном конце устройства электрически соединены с цепью источника импульсных сигналов, а на другом конце – с защищаемой цепью, и из двух резисторов, электрически соединенных со вторым и третьим проводниками на обоих концах устройства.

Известен миниатюрный полосковый резонатор [36], который содержит диэлектрическую подложку, подвешенную между двумя экранами в металлическом корпусе, на одну поверхность которой нанесены полосковые металлические проводники, электромагнитно связанные между собой и разделенные тонкими диэлектрическими слоями, и предназначен для создания задающих цепей генераторов, частотно-селективных устройств СВЧ и др.

Наиболее универсальной является конструкция, представляющая собой каскадное соединение отрезков микрополосковых линий различной ширины, являющаяся аналогом электромагнитного кристалла [37]. Подбором соотношения размеров узких и широких участков, а также смещением их в поперечном направлении, такая конструкция может быть настроена и как фильтр нижних, верхних частот или полосо-пропускающий/заграждающий фильтр.

Известны меандровые линии, использующиеся для задержки сигнала в тех случаях, когда необходима синхронизация нескольких тактируемых импульсов в точке приема, которая может быть затруднена из-за высокой плотности трассировки ПП, и стандартные линии передачи протянуть невозможно [38]. Основными факторами, влияющими на задержку импульса в проводнике являются длина, вид конструкции, расположение проводников, поскольку дорожки на внешних слоях ПП обладают меньшей задержкой по сравнению с дорожками на внутренних слоях [39].

Известно устройство связи для улучшенной развязки между несколькими антеннами, расположенными на некотором расстоянии друг от друга [40]. Устройство включает в себя диэлектрическую подложку с землей в виде

меандровых линий, расположенной вдоль подложки и противоположной антеннам.

Известны высокотемпературные сверхпроводящие сегнетоэлектрические устройства копланарного типа с регулируемой задержкой [41]. В устройстве используется сегнетоэлектрический согласующий четвертьволновой преобразователь для увеличения диапазона напряженности электрического поля. Регулирование задержки осуществляется изменением диэлектрической проницаемости путем изменения напряжения смещения между двумя спиральными ветвями.

Известно усовершенствованное фильтрующее устройство, включаемое в беспроводное приемное устройство [42]. Фильтрующее устройство состоит из изолирующей подложки, микрополосковой линии, на первом слое изолирующей подложки, металлического слоя земли, нанесенного на второй слой подложки. Объемный резонатор в форме меандра находится на металлическом слое земли, для создания полосы заграждения в микрополосковой линии.

Известен способ трассировки ПП с металлическим проводником в форме меандра [43]. Обычный соединительный провод может быть подключен напрямую, а многожильный провод – твердым припоем. При этом проволочный или многожильный провода должны иметь обмотку из изоляционного материала (из стекловолокна или силикона). Описан способ применения такой ПП.

Известен радиочастотный фильтр [44], предназначенный для передачи высокочастотного сигнала с малыми потерями при большом количестве подключений и состоящий из первого и второго элементов схемы с полосками в форме меандра на первой и второй подложках соответственно и линии передачи, соединяющей первый и второй элементы схемы. Четные моды первого и второго элементов схемы резонируют в переделах полосы пропускания, а нечетные – в противофазе за пределами полосы пропускания.

В патенте [45] описывается четырехпроводная зеркально-симметричная структура, которая обеспечивает повышенное ослабление исходного импульса

на выходе устройства. Она состоит из пяти в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке. Причем первый и второй проводники расположены зеркально-симметрично четвертому и пятому на разных сторонах подложки. Третий проводник расположен между ними по центру.

1.3 Основы модальной фильтрации

Явление модальной фильтрации предложено использовать для защиты от импульсных сигналов, длительность которых меньше, чем разность задержек мод в связанных линиях [46–52]. Результат достигается за счет разложения импульсного сигнала в связанных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Чтобы создать условия для полезных модальных явлений, необходимо знать такие параметры линии, как длина l и разность погонных задержек мод. На примере двухпроводной микрополосковой линии (рисунок 1.8), параметры которой выбраны так, что разность задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше длительности импульсного сигнала, показано, что исходный импульсный сигнал делится на два импульса вдвое меньшей амплитуды.

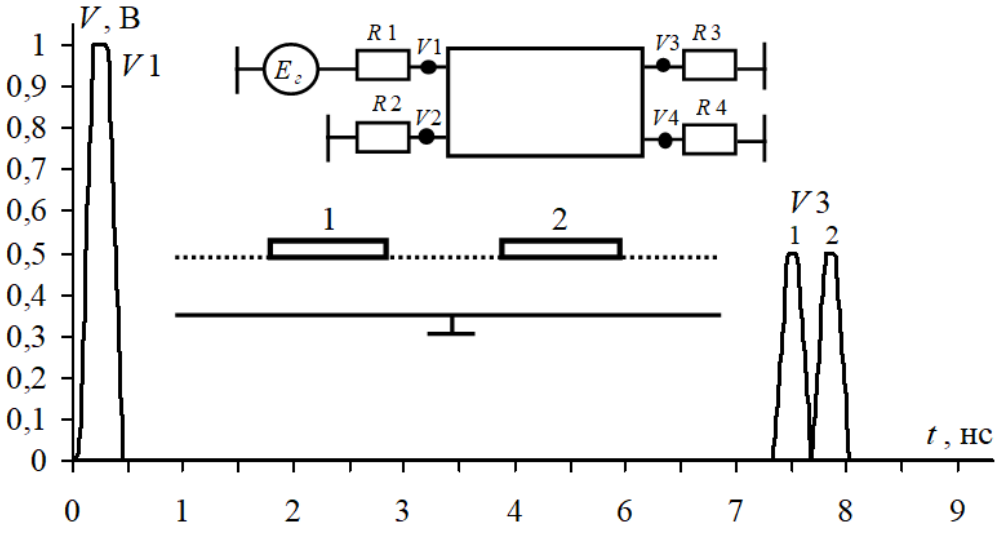


Рисунок 1.8 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Полное разложение импульсного сигнала в отрезке связанной линии длиной l возможно, если общая длительность импульса t_Σ меньше модуля разности задержек распространения мод в линии:

$$t_\Sigma < l|\tau_e - \tau_o|, \tag{1.1}$$

где τ_e , τ_o – погонные задержки четной и нечетной мод отрезка связанной линии.

При каскадном соединении отрезков связанных линий происходит последовательное деление каждого импульса на два импульса меньшей амплитуды, т.е. подключение к отрезку ещё одного отрезка (рисунок 1.9) приводит к тому, что импульс 1 разложится на импульс 1.1 и импульс 1.2, тогда как импульс 2 разложится на импульс 2.1 и импульс 2.2. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом по времени, если разность задержек мод у второго отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у первого. В результате получится последовательность импульсов 1.1, 2.1, 1.2, 2.2 (рисунок 1.9). Следовательно, последовательное соединение n отрезков приведет при определенных условиях к разложению на 2^n импульсов, что возможно при последовательном удвоении или укорочении длин отрезков связанных линий. Например, 3 отрезка могут дать 2^3, то есть 8, импульсов меньшей амплитуды. Для структуры из n отрезков длина k-го отрезка

$$l_k = l\left(2^{k-1}\right), k = 1, \ldots, n, \tag{1.2}$$

а общая длина структуры

$$L_n = l\left(2^n - 1\right). \tag{1.3}$$

Таким образом, формулы (1.1)–(1.3) связывают количество и параметры каскадов для разложения импульса с заданными параметрами, позволяя выполнить расчёт устройств защиты.

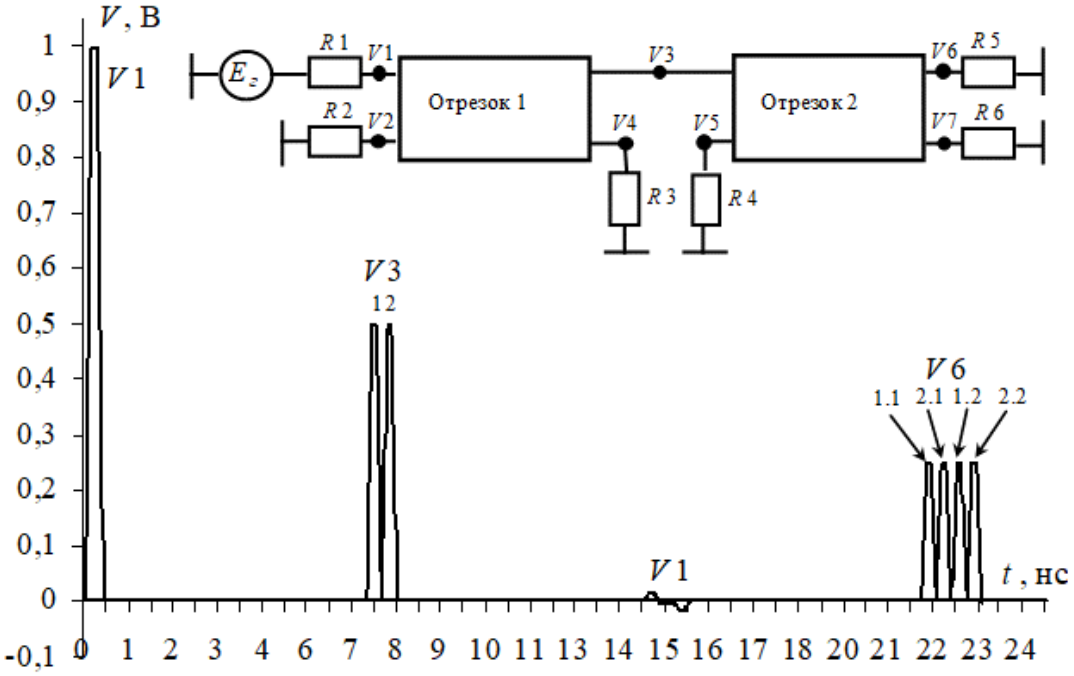


Рисунок 1.9 – Разложение импульса в двух отрезках связанных линий (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

Выражение для вычисления амплитуд импульсов разложения, при условии согласования всех мод имеет вид

$$\mathbf{V}=\mathbf{S}_v\mathrm{diag}(\mathbf{V}_m), \tag{1.4}$$

где $\mathbf{V}_m=0{,}5\mathbf{S}_v^{-1}\mathbf{E}$; $\mathbf{S}_v$ – матрица размера $N \times N$, содержащая собственные вектора матрицы **LC**; **E** – вектор размера $N \times 1$, содержащий значения амплитуд источников напряжения.

Для улучшения подавления СКИ выполняется выравнивание амплитуд импульсов разложения на выходе МФ и максимизируется разность задержек мод. При решении этих задач важна степень электромагнитной связи между проводниками связанных линий. Известны примеры линии с сильной (рисунок 1.10*а*) и слабой (рисунок 1.10*б*) связями. Выравнивание амплитуд импульсов возможно при соблюдении осевой симметрии в поперечном сечении структуры: когда активный (А) и пассивный (П) проводники расположены зеркально по отношению к опорному (О), находящемуся на оси симметрии, а также, при равных значениях сопротивления нагрузок *R* на концах линии

(рисунок 1.10*в*).

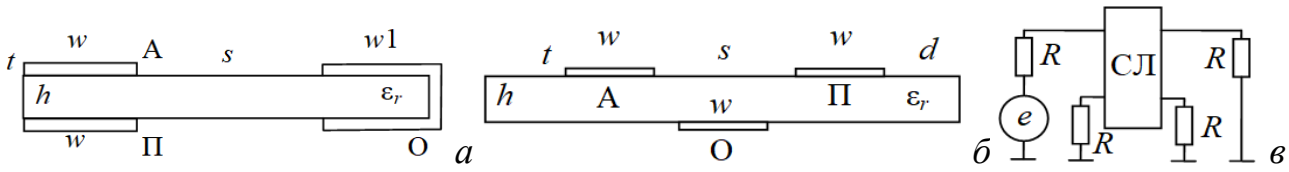
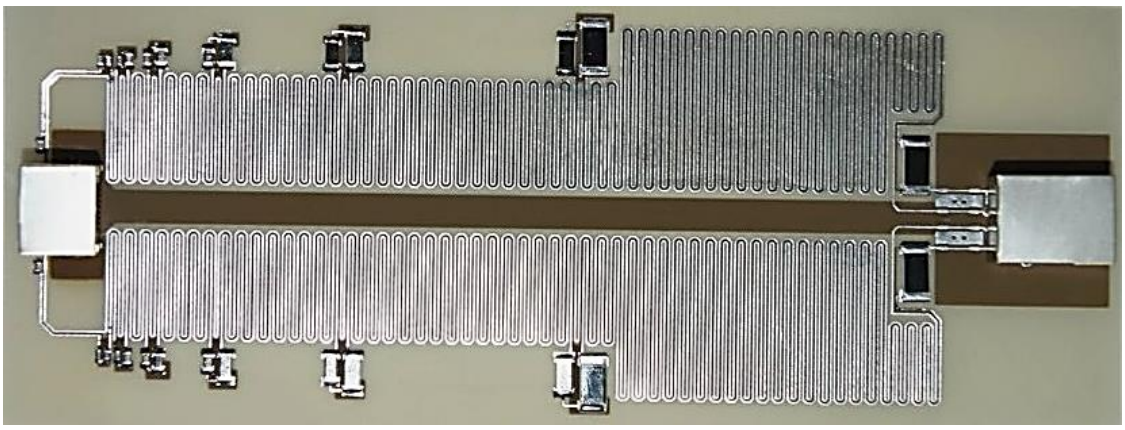


Рисунок 1.10 – Поперечное сечение структур с сильной (*а*) и слабой (*б*) связями, схема включения связанных линий (*в*)

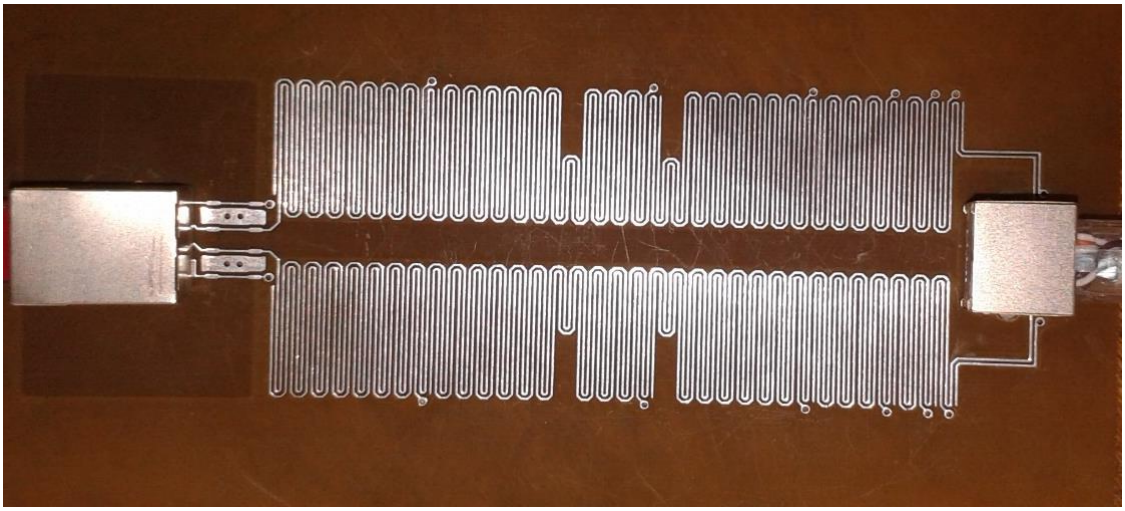
Использование структур с сильными связями в целях модальной фильтрации более предпочтительно. где Z_e и Z_o – волновые сопротивления четной и нечетной мод соответственно. Стоит отметить, что уменьшение толщин диэлектрика во многих структурах МФ позволяет уменьшить амплитуды импульсов разложения, т.е. получить больший коэффициент деления импульса путем усиления связи [46].

Для возможности применения модальной фильтрации на практике были реализованы устройства МФ. Первые макеты для Ethernet с числом каскадов 1-4 представлены в работе [53]. Данные макеты были конструктивно изготовлены в виде двусторонних ПП. Чтобы сделать МФ компактнее, проводники с равными длинами около 2,5 м были свернуты в меандр. Расстояние между полувитками было сделано больше ширины печатных проводников в 5 раз чтобы ослабить взаимное влияние полувитков. В зависимости от длины самого короткого каскада определялась длина полувитков. Это было сделано чтобы сэкономить как можно больше места на ПП и для удобного расположения резисторов на контактных площадках у торцов полувитков. Параметры поперечного сечения МФ в представленных макетах выбраны такими, чтобы обеспечивалось $\sqrt{(Z_e Z_o)}$ 100 Ом и погонная разность задержек мод 1 нс/м.

Семикаскадные МФ делятся на резистивные и безрезистивные (рисунок 1.11). Пассивный проводник безрезистивного МФ имеет режим включения КЗ-ХХ в каждом каскаде. В связи с этим длина безрезистивных МФ уменьшена до 1,3 м для сохранения ширины полосы пропускания.



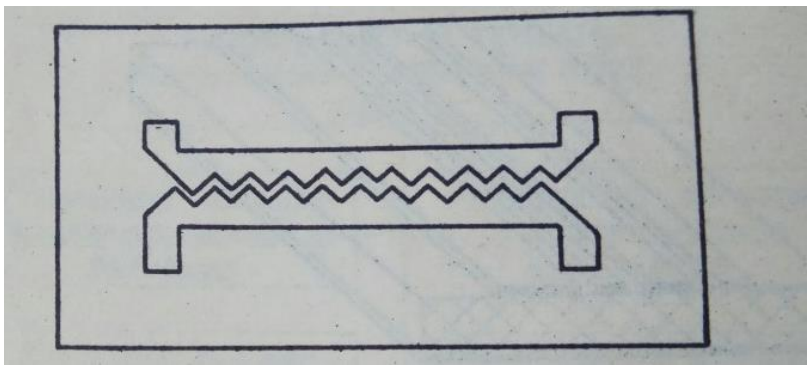
а



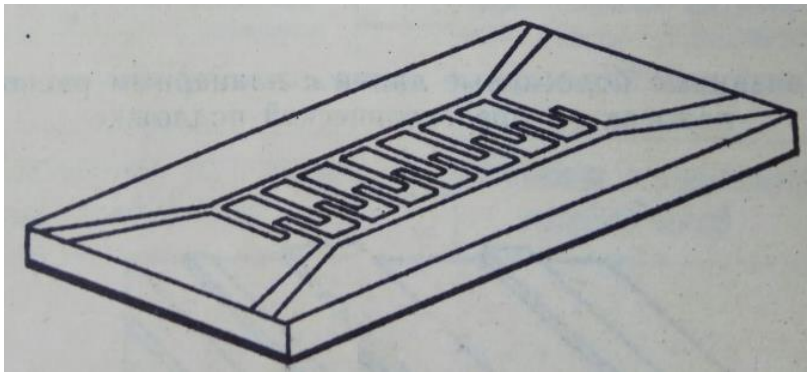
б

Рисунок 1.11 – Семикаскадные МФ: с резисторами
на концах пассивного проводника (*а*) и безрезистивный (*б*)

В работе [54] представлены результаты исследований, показывающие влияние неоднородного диэлектрического заполнения связанной линии на разность задержек мод. Однако разность задержек мод можно изменить за счет применения периодического профиля области связи. В таких структурах увеличивается длина пути нечетной моды по сравнению с четной, поскольку токи нечетной моды вытесняются к внутренним краям проводников в области связи, а токи чётной моды – к внешним [55]. Таким образом, большая разница физических длин в структуре позволяет расширить функциональные возможности связанных линий [56], в том числе и улучшить характеристики МФ. Примеры линий с периодическим профилем области связи проводников приведены на рисунке 1.12.



а



б

Рисунок 1.12 – Примеры связанных линий с периодическим профилем области связи проводников: пилообразным (*а*) и встречно-штыревым (*б*) [56]

Для встречно-штыревой структуры емкость между проводниками необходимо учитывать, как показано на рисунке 1.13. Как видно из рисунка, емкость присутствует не только между штырем одного проводника и регулярной частью другого, но и между штырями двух проводников. Эту емкость можно рассматривать как емкость между двумя прямыми проводниками длиной, равной длине области связи штырей (рисунок 1.14) [57].

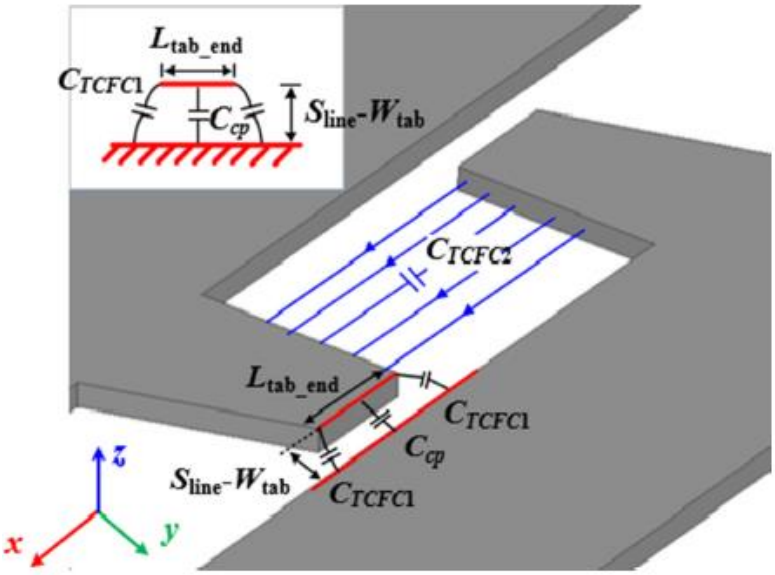


Рисунок 1.13 – Распределение емкости между проводниками с периодическим профилем (штыри в виде трапеции)

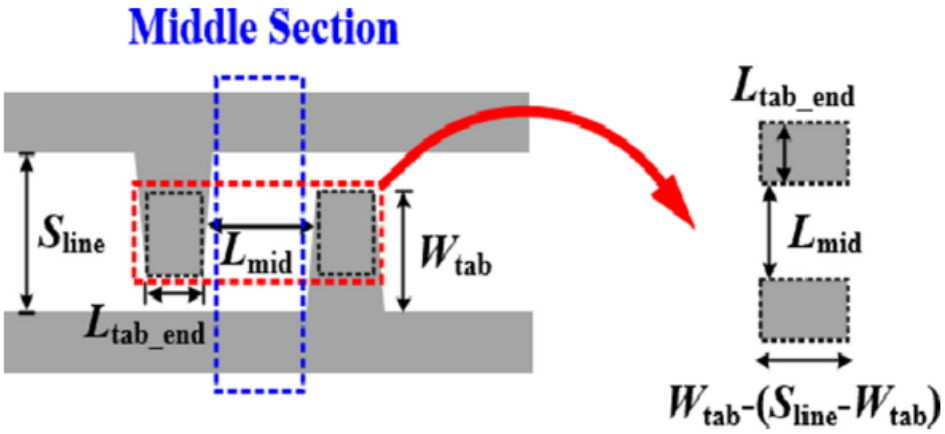


Рисунок 1.14 – Упрощенная структура штырей

Вычислить разность задержек мод связанной линии можно используя выражение [58]

$$|\tau_{even} - \tau_{odd}|=1/(2f_{180}), \quad (1.5)$$

где f_{180} – резонансная частота, на которой $S_{21}\rightarrow 0$, а $S_{41}\rightarrow 1$ (рисунок 1.15).

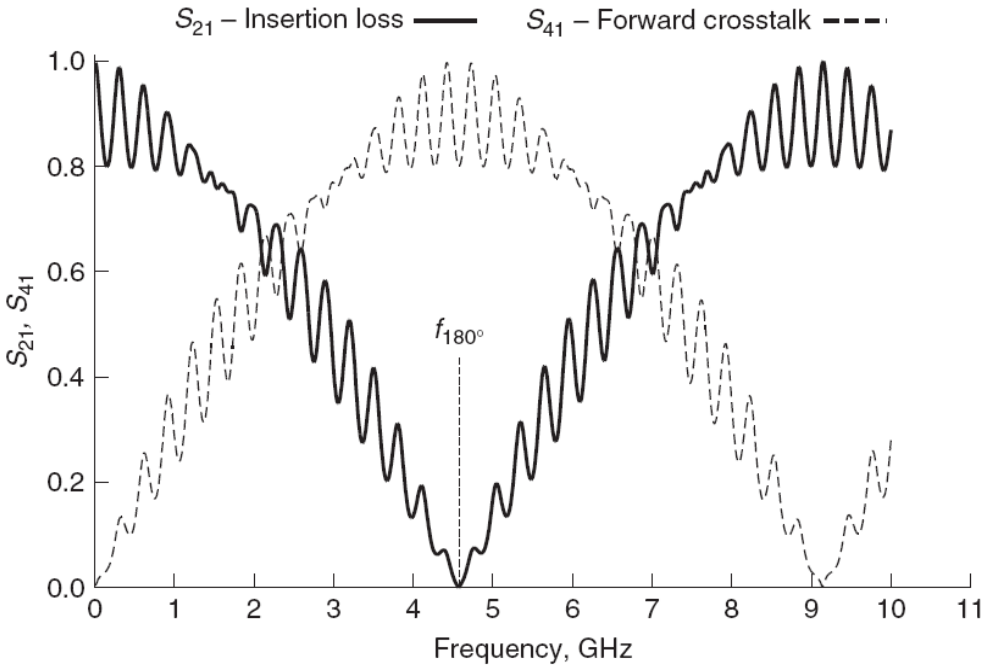


Рисунок 1.15 – Общий вид S_{21} и S_{41}

Увеличить полосу пропускания структуры и улучшить подавление СКИ можно путем увеличения крутизны спада АЧХ. Для этого предложено разделить пассивный проводник на короткозамкнутые отрезки [59]. Эквивалентная схема отрезка зависит от его длины, как показано на рисунке 1.16 [60]. Такое разделение на отрезки позволяет добиться высокого порядка фильтра.

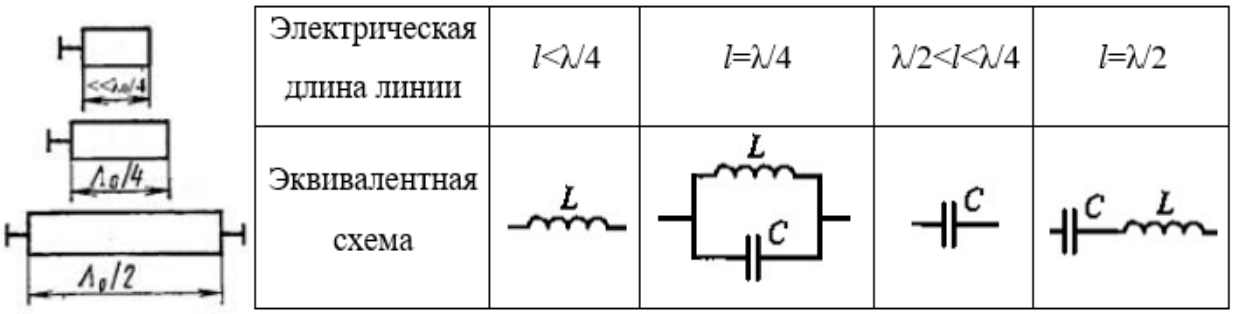


Рисунок 1.16 – Схемы короткозамкнутых отрезков разной длины

1.4 Подходы к моделированию и программное обеспечение

Наиболее известным и часто используемым подходом при решении задач ЭМС и распространения электромагнитных сигналов является электродинамический (полноволновой). В нем учитываются все типы волн.

Поэтому он часто используется при анализе структур на высоких и сверхвысоких частотах по сравнению с другими [61].

Распространение электрических сигналов в средах передачи описывается уравнениями Максвелла. Поэтому процесс моделирования требует численного решения уравнений Максвелла. При этом учитываются граничные условия, определяемые спецификой задачи и конфигурацией исследуемых моделей и начальные условия, задаваемые формами сигналов. Вместе с законом силы Лоренца, уравнения Максвелла составляют основу электродинамики, оптики и электрических цепей, что лежит в основе современных электрических и коммуникационных технологий. Уравнения Максвелла линейны при определенных обстоятельствах, но для более реалистичных и комплексных приложений они нелинейны и требуют более сложных подходов для решения. Многие реальные проблемы, такие как рассеяние, излучение и волноводы, решаются с помощью электродинамического анализа путем вычисления электрического и магнитного поля. Другими подходами расчет данных задач невозможен, из-за сложности устройств и происходящих в них электромагнитных процессов.

Еще одним существенным преимуществом электродинамического подхода является точное вычисление рассеяния и поглощения, так как уравнения Максвелла могут предоставить подробную информацию о процессах поглощении и рассеяния, затухании волн, обратном рассеянии и силе, воздействующей на частицу из-за падающей электромагнитной волны. ЭМ волны могут вызывать колебания частиц, энергия может рассеиваться или трансформироваться в другие формы [62].

Наиболее часто электродинамический анализ реализуется методом конечного интегрирования [63]. Он обеспечивает универсальную пространственную дискретизацию, которую можно применять для решения различного рода задач, начиная со статического поля и заканчивая высокочастотными расчетами во временной и частотной областях.

Особенностью метода конечного интегрирования является рассмотрение уравнений Максвелла в интегральной, а не в дифференциальной форме, в отличие от большинства численных методов:

$$\oint_l \vec{E}d\vec{l} = -\iint_s \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{s}\,,\ \oint_l \vec{H}d\vec{l} = -\iint_s (\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j})d\vec{s}\,, \tag{1.6}$$

$$\oiint_s \vec{D}d\vec{s} = \iiint_V \rho dV\,,\ \oiint_s \vec{B}d\vec{s} = 0\,. \tag{1.7}$$

Для решения этих уравнений определяется область расчета. В процессе создания сетки эта область разбивается на ячейки. В свою очередь, ячейки сетки могут быть также разбиты на ячейки.

Еще одним распространенным численным методом является метод матриц линий передач (TLM), который основан на модели распространения и рассеяния волн Гюйгенса-Френеля и аналогии между распространением поля и линиями передачи [64]. Данный метод рассматривает вычислительную область как сетку линий передачи, соединенных между собой в узлах. Распространение волн связывается с законами геометрической оптики при учете дифракционных явлений [65].

В TLM напряжение и ток в каждом узле дают информацию об электрических и магнитных полях в каждой части пространства. Процедура TLM может быть описана как рассеяние и соединение. На каждом временном шаге k импульсы напряжения, ${}_k\mathbf{V}^i$ падают на узел от каждой соединительной линии. Эти импульсы затем рассеиваются, чтобы создать набор рассеянных напряжений, ${}_k\mathbf{V}^r$, которые падают на соседние узлы на следующем шаге по времени, k+1. Процессы рассеяния и соединения могут быть записаны как [66]

$${}_k\mathbf{V}^r = \mathbf{S}\cdot {}_k\mathbf{V}^i, \tag{1.8}$$

$${}_{k+1}\mathbf{V}^i = \mathbf{S}\cdot \mathbf{C}\cdot {}_k\mathbf{V}^r, \tag{1.9}$$

где **S** – матрица рассеяния, а **C** - это матрица соединений, и они повторяются столько раз, сколько требуется. Импульсы напряжения первоначально вводятся в

систему заданной э.д.с. Обычно возбуждение выбирается таким образом, чтобы на всех выходах была получена информация на всех частотах [67].

Вычислительные затраты при решении уравнений Максвелла могут оказаться достаточно высокими даже для простых конфигураций. Поэтому часто применяют статический подход. В данном случае допускаются упрощения, что в исследуемых конструкциях отсутствуют дисперсия, потери и высшие типы волн. При этом распространяется только основная, поперечная волна. Таким образом уравнения Максвелла сводятся к телеграфным уравнениям, которые являются более простыми, но обладают высокой точностью [68].

При отсутствии большого количества потерь в исследуемых структурах можно получить достаточно точные результаты моделирования, несмотря на допущение наличия только поперечной волны. Данный подход к моделированию известен как квазистатический. При нём исследуемая структура представляется как обобщенная схемная модель. Формы токов и напряжений в любой точке модели определяются с помощью телеграфных уравнений для каждого отрезка с учётом граничных условий. Согласно теории цепей, токи и напряжения в линиях при передачи ТЕМ-волн можно связать уравнениями:

$$\frac{d}{dx}\mathbf{V} = -\mathbf{Z}\,\mathbf{I}, \tag{1.10}$$

$$\frac{d}{dx}\mathbf{I} = -\mathbf{Y}\mathbf{V}, \tag{1.11}$$

где **I** и **V** – матрицы-столбцы размера $N\times1$ напряжений и токов в линиях,

$$\mathbf{Z}=\mathbf{R}+j\omega\mathbf{L}, \tag{1.12}$$

$$\mathbf{Y}=\mathbf{G}+j\omega\mathbf{C}, \tag{1.13}$$

где j – мнимая единица, ω – угловая частота, **C** – матрица размера $N\times N$ погонных коэффициентов электростатической индукции, **L** – матрица размера $N\times N$ погонных коэффициентов электромагнитной индукции, **G** – матрица размера $N\times N$ погонных проводимостей, **R** – матрица размера $N\times N$ погонных сопротивлений.

Квазистатический анализ сводится к решению трех задач по определению: матриц параметров линии передачи; параметров неоднородностей; формы сигнала в линии при воздействии э.д.с. с определенными параметрами.

Решение этих трёх задач позволяет по геометрическим параметрам и электрическим свойствам металлов и диэлектриков вычислить основные характеристики одиночных и связанных структур. Некоторые методы определения параметров отрезков линий передачи пригодны также позволяют получить и параметры неоднородностей. Однако, задача определения параметров неоднородностей на концах отрезков стыках является более сложной, чем первая в связи с чем, появляется необходимость в моделировании более сложных конфигураций и разработки для него специальных моделей алгоритмов и программ. Вычисление же отклика в линии на определенное воздействие может оказаться сложным процессом, например, при учёте дисперсии или при изменении параметров отрезков линий передачи по их длине. Кроме того, трудности возникают при учёте нелинейного характера границ структур, произвольных воздействиях, а также в схемах со сложной конфигурацией соединений отрезков.

Наиболее универсальным и простым методом для решения многих задач моделирования МФ является метод моментов [69, 70]. Его общая теория описана в работе [71]. Так, в ней рассматривается характеристическое операторное уравнение, для решения которого используют систему базисных функций в области определения оператора. Далее задается система весовых, или тестовых, функций в области значений оператора и берется скалярное произведение с каждой функцией. В результате получают СЛАУ, которую можно записать в матричном виде. Если полученная матрица является невырожденной, то существует обратная ей матрица и соответственно решение полученной системы. Это решение может быть точным или приближенным в зависимости от выбора базисных и тестовых функций.

При одновариантном анализе использование метода моментов заключается в решении следующих задач:

– получение интегральных уравнений из уравнений Максвелла;

– дискретизация структуры на N областей;

– вычисление элементов матрицы СЛАУ размером $N \times N$;

– вычисление элементов вектора воздействий размером N;

– решение СЛАУ;

– нахождение искомых характеристик из вектора решения СЛАУ.

Используемый в работе модифицированный метод узловых потенциалов подробно описан в [72]. Уравнение модифицированного узлового метода в частотной области, для линейных элементов схемы и n многопроводных линий передачи, имеет вид

$$\left(s\mathbf{W} + \mathbf{H} + \sum_{k=1}^{n} \mathbf{D}_k \mathbf{Y}_k \mathbf{D}_k^t \right) \mathbf{V} = \mathbf{E}, \tag{1.14}$$

где $s=j\omega$; $\mathbf{W}$, $\mathbf{H}$ – матрицы размера $A \times A$, описывающие произвольные оконечные и соединительные схемы из активных и реактивных элементов (A – количество параметров, вычисляемых в модифицированном методе узловых потенциалов); $\mathbf{D}_k$ – матрица-селектор, отображающая токи, входящие в k-ю линию, с элементами $d_{i,\,j} \in \{0,\ 1\}$, где $i \in \{1,\ \ldots,\ A\}$, $j \in \{1, \ldots,\ m_k\}$ с одним ненулевым значением в каждом столбце, $m_k = 2N_k$ – количество токов, входящих в k-ю линию, где N_k – число проводников k-й линии; $\mathbf{Y}_k$ – матрица проводимостей для k-й линии; $\mathbf{V}$ – вектор узловых напряжений и токов независимых источников напряжения; $\mathbf{E}$ – вектор, состоящий из независимых источников напряжения или токов.

В данной работе использована студенческая версия CST MWS, одна из лучших сред трехмерного моделирования для расчета электродинамических процессов [73]. При проектировании СВЧ устройств с помощью CST MWS, конструкции в трехмерном представлении вводятся с помощью создания всевозможных геометрических фигур и выполнения логических операций над

ними. Имеются и широкие возможности импорта моделей из других программ. После того, как конструкция начерчена и заданы граничные условия, включая источники возбуждения, выполняется разбиение сеткой всей рабочей области моделируемой задачи, а затем рассчитываются электродинамические процессы в каждой точке пространства. В CST реализовано несколько методов расчета: расчет переходного процесса; расчет в частотной области; метод собственных частот; программа решения методом интегральных уравнений.

Большим плюсом программы является подстройка под нужную структуру и нужные цели – различные виды разбиения сетки, различные методы расчета, а также настройка методов расчета и методов разбиения сеткой. Очень удобна работа с модулями. Можно работать более, чем в одном модуле одновременно, переключаясь между ними и задавать взаимодействия модулей. Использование переходного солвера полностью имитирует реальные условия, позволяя с высокой точностью моделировать необходимые процессы. Гексаэдральная сетка позволяет получать точные результаты при относительно грубом разбиении. После расчетов доступен большой набор результатов. Имеется возможность сравнивать полученные результаты при моделировании разных изделий и задавать размеры геометрических фигур при помощи переменных. Это позволяет в процессе моделирования быстро изменить геометрическую структуру объектов. Удобные функции трансформирования, которые позволяют поворачивать, перемещать, зеркально отражать детали модели или модель целиком. Присутствует возможность однократного и многократного копирования при трансформировании. Граничные условия задаются очень просто, также при создании открытых граничных условий программа автоматически подбирает бокс, имеющий нужные размеры для расчетов. Металлические структуры имеют преимущества над другими материалами, что облегчает работу, в частности при прохождении проводников сквозь диэлектрический материал.

Для квазистатического моделирования автор использовал доступный ему

программный комплекс для моделирования задач ЭМС TALGAT. Моделирование в TALGAT позволяет значительно сэкономить время и средства на разработку устройств. Результаты моделирования имеют высокую точность, что подтверждается результатами многочисленных натурных экспериментов [46, 68, 74]. Компьютерное моделирование широкого класса задач ЭМС происходит за счет выполнения следующих основных функций:

– квазистатический анализ (вычисление матриц) произвольных двумерных и трехмерных структур проводников и диэлектриков;

– электродинамический анализ произвольных трехмерных структур проводников;

– вычисление временного и частотного откликов линий передачи;

– структурно-параметрическая оптимизация с указанными видами анализа.

1.5 Цель и задачи работы

Из обзора в разделе 1 можно сделать вывод о перспективности МФ для защиты РЭА от СКИ. Однако МФ обладают рядом недостатков. Так, известные структуры МФ с торцевой связью на подложке из стеклотекстолита обеспечивают разность погонных задержек мод около 1 нс/м, а структуры с лицевой связью – 3 нс/м. При этом длина проводников макетов МФ для защиты Ethernet составляет от 1,3 м до 2,5 м, а это довольно длинные структуры. В связи с этим появляется необходимость в поиске новых решений для уменьшения размеров МФ и увеличения разности задержек мод. Одним из возможных решений является применение материалов с высокой и сверхвысокой диэлектрической проницаемостью, но они дороже. Другим решением может быть использование периодического профиля области связи проводников, применяемого в направленных ответвителях [55]. Это позволяет продлить длину пути импульса нечетной моды, и, тем самым, увеличить его задержку.

Немаловажным фактором для обеспечения ЭМС является

функционирование МФ с заданным качеством при воздействии на него ЭМП, в то же время помехоэмиссия от него не должна мешать корректной работе других устройств. Уровни излучаемой и кондуктивной электромагнитных эмиссий МФ должны удовлетворять требованиям соответствующих стандартов по ЭМС.

Применение МФ в конкретной отрасли требует рассмотрения дополнительных условий. Например, при разработке МФ для защиты от ЭМП, распространяющихся по СШЭП КА необходимо учитывать такие параметры, как сила тока, температура окружающей среды, массогабаритные и механические характеристики устройства. Кроме воздействия СКИ, большую опасность представляют процессы электризации, вызывающие ЭСР [75]. В связи с этим, необходимо рассмотреть возможность защиты оборудования КА не только от СКИ, но и от ЭСР, распространяющихся по СШЭП. В работе [76] показано, что ассиметричный МФ с лицевой связью имеет амплитуду импульсов разложения меньше и большую разность задержек мод, чем для структур с торцевой связью. Поэтому для защиты от СКИ и ЭСР целесообразно использование МФ с лицевой связью.

Для применения МФ в системах передачи информации необходимо улучшать частотные характеристики устройства, такие как ширина полосы пропускания и значение затухания в полосе пропускания. Одновременное улучшение этих характеристик возможно путем обеспечения более крутого спада на частотной зависимости $|S_{21}|$. Кроме того, решение данной задачи позволит улучшить подавление сверхкороткого импульса. Известно, что одним из возможных решений по обеспечению крутого спада на частотной зависимости $|S_{21}|$ фильтров является добавление дополнительных звеньев [77]. Применительно к МФ предлагается разделить пассивный проводник на последовательность отрезков линий передачи [59]. Управление величиной емкости или индуктивности таких отрезков возможно при включении их концов в короткозамкнутом или разомкнутом режимах [60]. Так, отрезок, включенный в режиме короткого замыкания (КЗ) в начале и холостого хода (ХХ) в конце, при

его длине $l<\lambda/4$ является эквивалентом индуктивности, при $\lambda/2<l<\lambda/4$ – емкости.

Известно, что для подавления высокочастотных ЭМП применяются помехозащитные фильтры нижних частот (EMI-фильтры). Однако, часто из-за наличия паразитных параметров они не могут эффективно подавлять СКИ определенной длительности. Для подавления всех типов высокочастотных ЭМП возможно использование совместного включения EMI-фильтра и МФ.

СКИ могут быть не только помеховыми, но и полезными. К полезным относятся импульсы, используемые в целях пикосекундной локации. Одной из актуальных проблем пикосекундной локации является подавление пассивных ЭМП, связанных с отражениями, а также шумов различной природы. Для устранения этой проблемы необходимы фильтры с минимальными габаритами и минимальным количеством элементов с сосредоточенными параметрами для обеспечения длительного срока службы.

В известных автору работах эти вопросы не рассматривались. Между тем, это позволило бы усовершенствовать защиту от СКИ и расширить сферы применения МФ.

Цель диссертации – разработать многокаскадные модальные фильтры.

Для достижения поставленной цели требуется решить следующие задачи:

1. Исследовать характеристики семикаскадных модальных фильтров для защиты сетевого оборудования.

2. Исследовать возможность совершенствования модальной фильтрации за счет применения периодического профиля области связи проводников.

3. Исследовать возможность защиты оборудования космического аппарата от сверхкороткого импульса за счет модальных фильтров с лицевой связью.

4. Выполнить совершенствование защиты оборудования от сверхкороткого импульса за счет многокаскадных модальных фильтров и совместного включения модального фильтра с фильтром на основе элементов с сосредоточенными параметрами.

2 ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ СЕТЕВОГО ОБОРУДОВАНИЯ

2.1 Сравнение результатов квазистатического и электродинамического моделирования

В данном разделе представлено сравнение результатов квазистатического и электродинамического анализа двух МФ: с торцевой связью с учетом потерь в проводниках и диэлектриках; зеркально-симметричного МФ.

2.1.1 Моделирование временного отклика модального фильтра с торцевой связью на воздействие сверхкороткого импульса

В данном разделе представлено сравнение результатов моделирования МФ с торцевой связью квазистатическим и электродинамическим подходами с учетом потерь [78, 79]. Для точного квазистатического моделирования МФ необходимо учитывать потери в проводниках и диэлектриках. Существуют различные подходы к нахождению матриц погонных сопротивлений **R** и погонных проводимостей **G**. Алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений N-проводной линии передачи, в которой (N+1)-й проводник опорный, в среде квазистатического моделирования TALGAT описан в [80]. Моделировалась структура МФ, поперечное сечение и схема включения которой представлены на рисунке 2.1, где ширина и толщина проводников w=500 мкм и t=85 мкм, расстояние между проводниками s=200 мкм, расстояние от края проводника до края диэлектрика d=1000 мкм, толщина подложки h=400 мкм, материал подложки FR-4, длина линии l=2,5 м. МФ содержит три медных проводника: А – активный, О – опорный и П – пассивный. К активному проводнику подключен импульсный генератор э.д.с. с параметрами: амплитуда 10 В и длительность вершины t_d =100 пс, а длительность фронта и спада – по 100 пс, R_1=R_2=R_3=R_4=100 Ом. Результаты моделирования с учетом потерь и дисперсии представлены на рисунке 2.2.

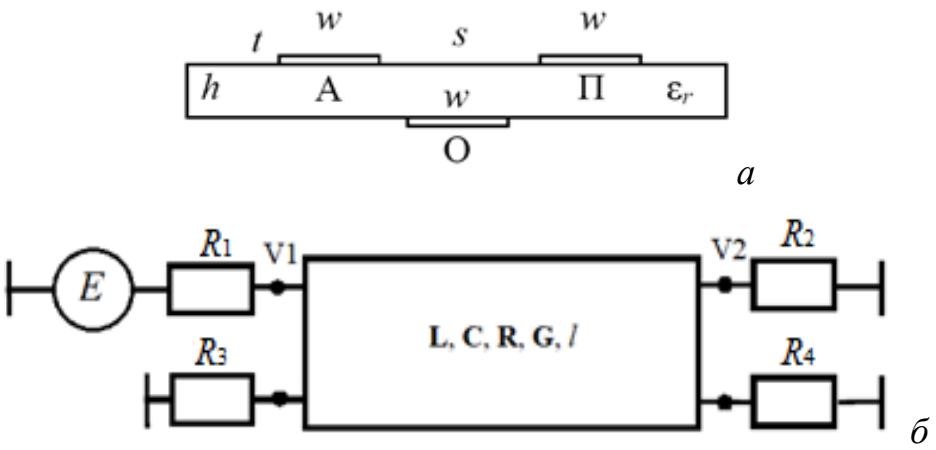
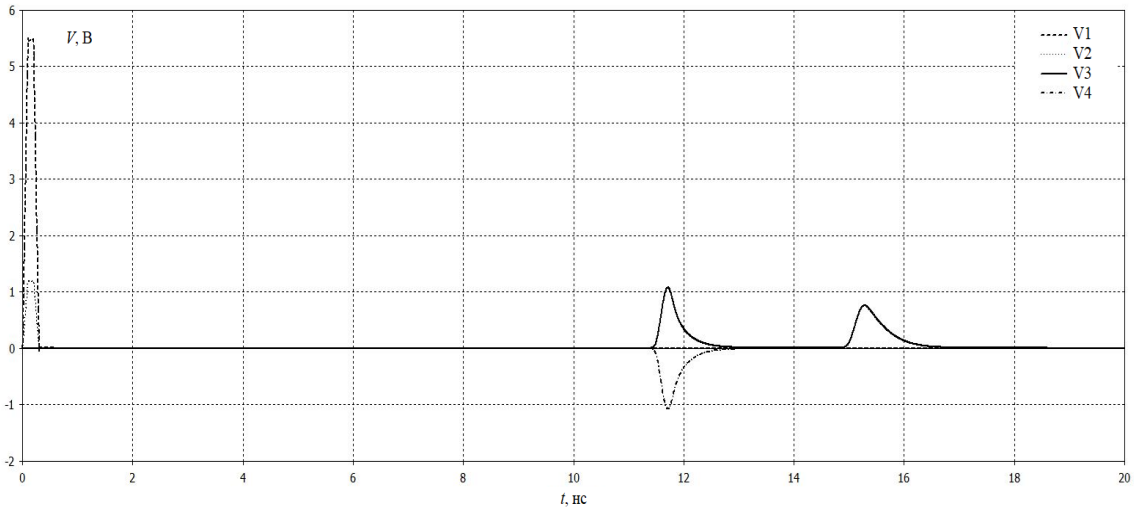
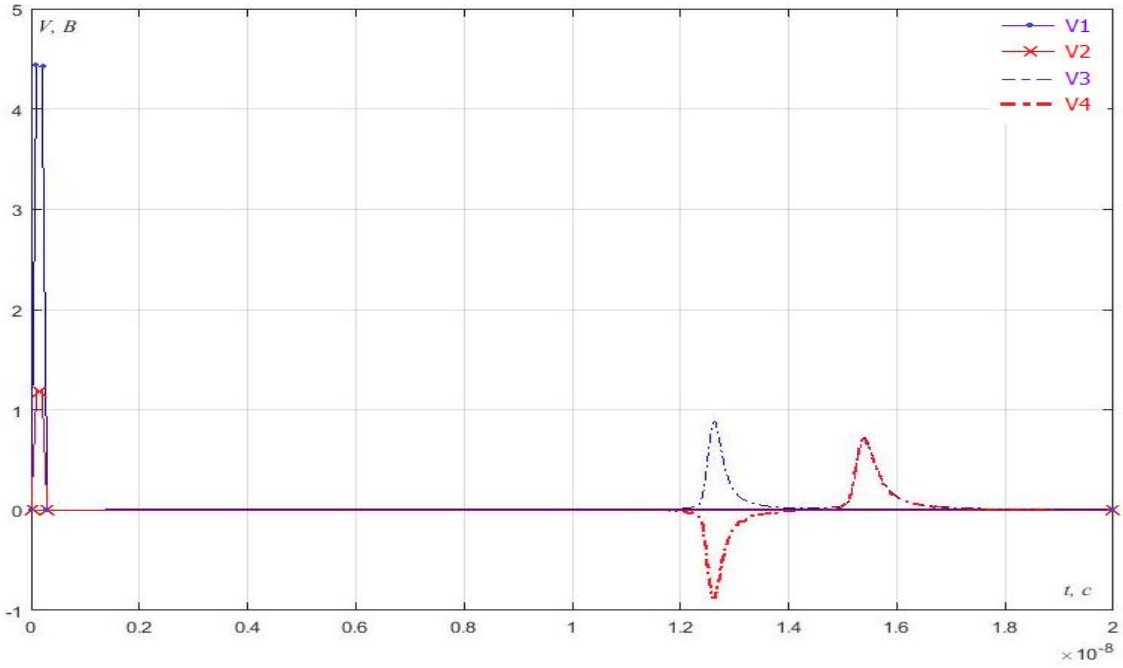


Рисунок 2.1 – Поперечное сечение (*а*) и схема включения (*б*) МФ



а



б

Рисунок 2.2 – Формы напряжения, полученные посредством электродинамического (*а*) и квазистатического (*б*) моделирования

При учете потерь в проводниках и диэлектриках, время фронта и спада импульсов на выходе МФ увеличивается. Амплитуда импульса четной моды оказалась меньше амплитуды импульса нечетной моды. Это объясняется отчасти тем, что токи четной моды распространяются преимущественно внутри диэлектрика, а токи нечетной моды – в воздухе, а также рассогласованием мод.

Из рисунка 2.2 видно, что формы напряжений, вычисленные квазистатическим и электродинамическим подходами, совпадают. Значения

амплитуд и задержек импульсов приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Результаты сравнения амплитуд и задержек импульсов

Параметр	Электродинамический подход (ЭД)	Квазистатический подход (КС)	(ЭД–КС)/ (ЭД+КС), %
Амплитуда 1-го импульса V3, В	1,1	0,88	11
Амплитуда 2-го импульса V3, В	0,73	0,71	1,4
Амплитуда 1-го импульса V4, В	-1,1	-0,88	11
Амплитуда 2-го импульса V4, В	0,73	0,71	1,4
Задержка 1-го импульса в узлах V3 и V4, нс	11,6	12,2	2,5
Задержка 2-го импульса в узлах V3 и V4, нс	14,9	15	0,3

Результаты моделирования показали, что максимальное отклонение по задержкам импульсов составляет 2,5 %, а по амплитудам – 11 %. Это говорит о согласованности результатов, полученных с помощью подходов, описанных в работе. Между тем, время вычислений при квазистатическом подходе составило около 1 ч, а при электродинамическом – около 50 ч. Следовательно, программно реализованные подходы можно использовать для моделирования МФ, но квазистатический анализ в 50 раз быстрее.

2.1.2 Моделирование временного отклика зеркально-симметричного модального фильтра на воздействие сверхкороткого импульса

В данном разделе представлено сравнение временных откликов зеркально-симметричного МФ на воздействие СКИ, полученных с помощью квазистатического и электродинамического подходов [81]. Поперечное сечение, принципиальная электрическая схема, а также формы воздействующей э.д.с. и

напряжения на входе исследуемого зеркально-симметричного МФ представлены на рисунке 2.3.

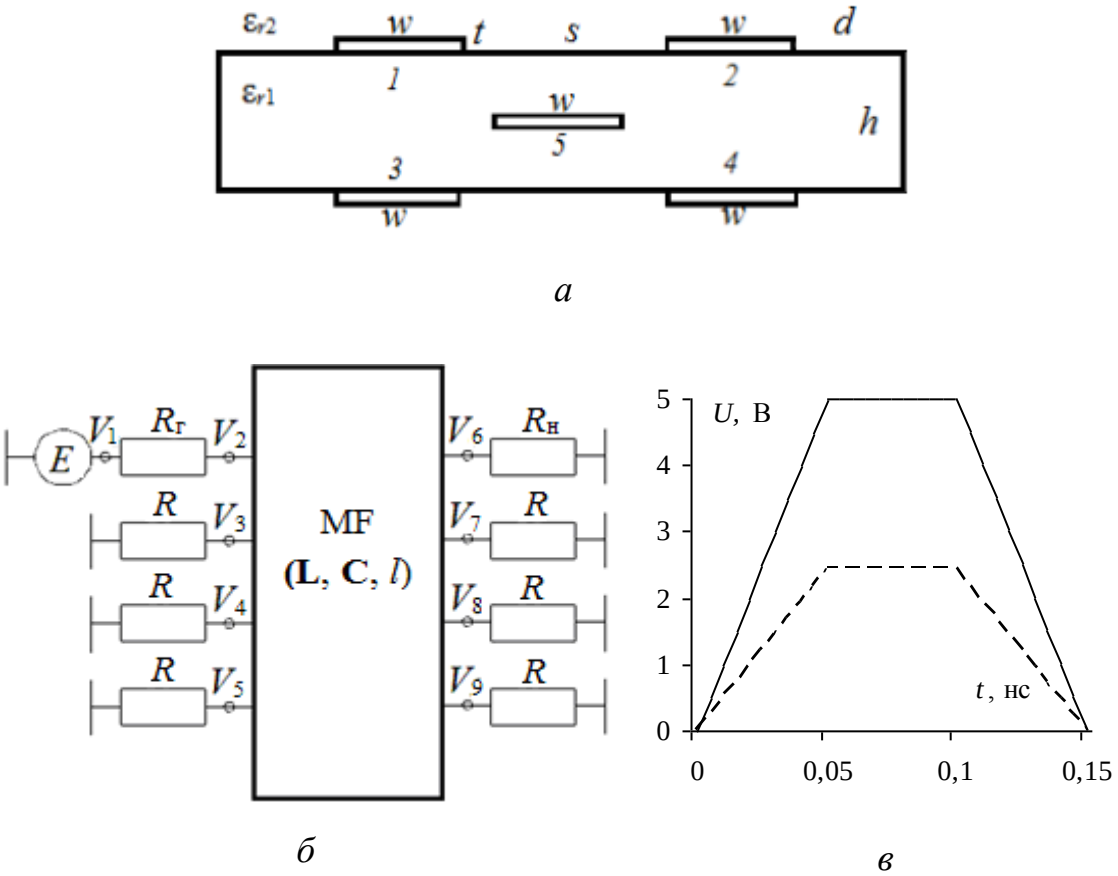


Рисунок 2.3 – Поперечное сечение (*а*), схема включения (*б*) и форма воздействующей э.д.с. (---) и напряжения на входе (- - -) (*в*)

МФ моделировался при следующих параметрах: ширина проводников w=1600 мкм, расстояние между проводниками s=510 мкм, толщина проводников t=18 мкм, толщина диэлектрика h=500 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость ε_r=4,5, длина линии l=1 м и R=50 Ом. Параметры линии выбраны из условия наилучшего согласования: по критерию уровня входного напряжения равного половине э.д.с. Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом и электродинамическом подходах представлены на рисунке 2.4.

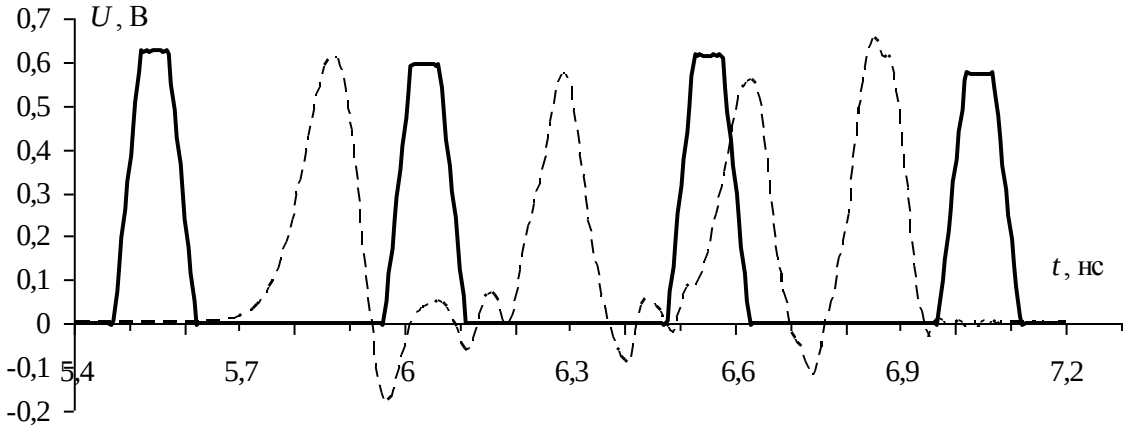


Рисунок 2.4 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом (—) и электродинамическом (– –) анализе без учета потерь

В таблице 2.2 сведены значения амплитуд импульсов разложения, а также временные задержки каждого импульса для квазистатического и электродинамического анализа без учета потерь.

Таблица 2.2 – Сравнение амплитуд (U) и задержек (t) четырех импульсов при различных видах анализа без учета потерь

Параметр	Электродинамический подход	Квазистатический подход	Отклонение, %
U_1, В	0,63	0,62	0,8
U_2, В	0,60	0,58	1,7
U_3, В	0,62	0,56	5
U_4, В	0,58	0,64	4,9
t_1, нс	5,75	5,47	2,5
t_2, нс	6,22	5,97	2
t_3, нс	6,55	6,58	0,2
t_4, нс	6,84	6,97	0,9

Из таблицы 2.2 видно, что максимальное отклонение по амплитудам импульсов составляет 4,9 %, а по задержкам – 2,5 %, что можно полагать приемлемым. Различие форм импульсов разложения и различие временных задержек при квазистатическом и электродинамическом анализе объясняется, в

первую очередь, разным учетом частотной зависимости ε_r, а также возможным влиянием потерь на излучение, учитываемым только при электродинамическом анализе.

Аналогичное моделирование выполнено с учетом потерь в проводниках и диэлектриках (рисунок 2.5). При квазистатическом анализе вычислялись матрицы погонных сопротивлений **R** (для потерь в проводниках) с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в плоскости земли по методике [82] и проводимостей **G** (для потерь в диэлектриках) с постоянными значениями ε_r=4,5 и тангенса угла диэлектрических потерь tgδ=0,017. Согласованность форм импульсов также приемлема. При квазистатическом анализе наблюдается некаузальность в виде преждевременного прихода импульсного сигнала. Так, при моделировании без учета потерь, первый импульс приходит к выходу в 5,75 нс, тогда как с учетом потерь, время прихода импульсного сигнала к концу линии уменьшается до 5 нс. Это объяснимо неучетом частотной зависимости ε_r и tgδ при квазистатическом анализе.

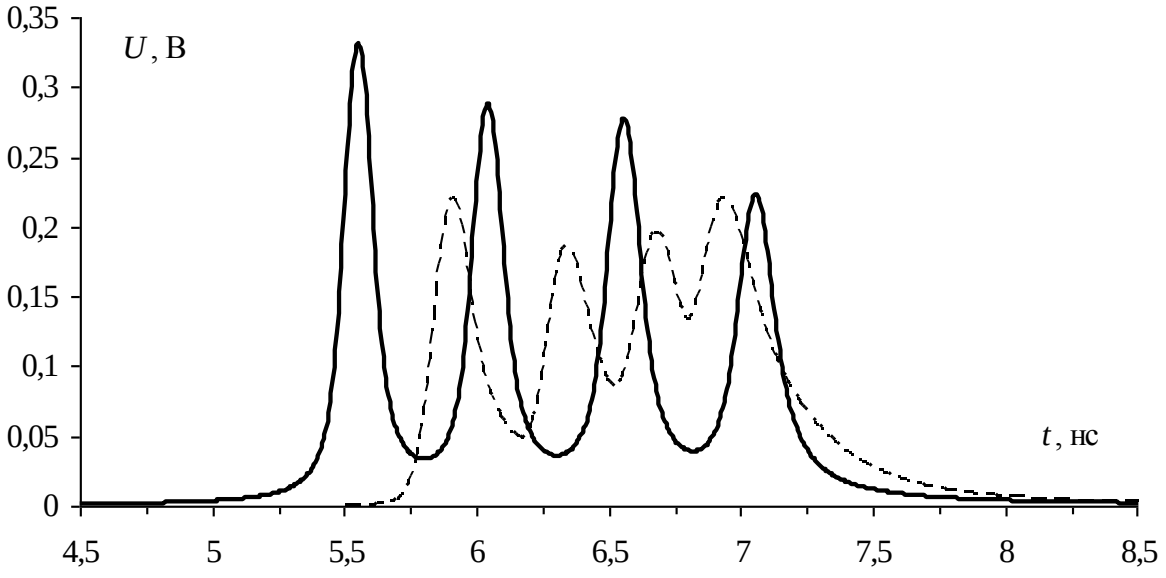


Рисунок 2.5 – Формы напряжения на выходе зеркально-симметричного МФ при квазистатическом (——) и электродинамическом (– –) анализе с учетом потерь

В таблице 2.3 сведены значения амплитуд импульсов разложения для квазистатического и электродинамического анализа с учетом потерь.

Таблица 2.3 – Сравнение амплитуд (U) четырех импульсов при различных видах анализа с учетом потерь

Параметр	Электродинамический подход	Квазистатический подход	Отклонение, %
U_1, В	0,22	0,33	20
U_2, В	0,19	0,29	20,8
U_3, В	0,2	0,28	16,7
U_4, В	0,22	0,22	0

Учет потерь показал значительное (в 2 раза) уменьшение амплитуд импульсов. Однако различие учета частотной зависимости потерь при квазистатическом и электродинамическом анализе привело к росту отклонения до 20 %. Поэтому оценка задержек импульсов разложения не выполнялась. Отклонение результатов во многом связано с наложением спада предыдущего импульса на фронт последующего.

Результаты позволяют предположить, что создание макета ПП зеркально-симметричного МФ и его измерение даст похожие результаты. Важным выводом является и необходимость как можно более точного учета частотной зависимости параметров материалов.

2.2 Моделирование макетов модальных фильтров

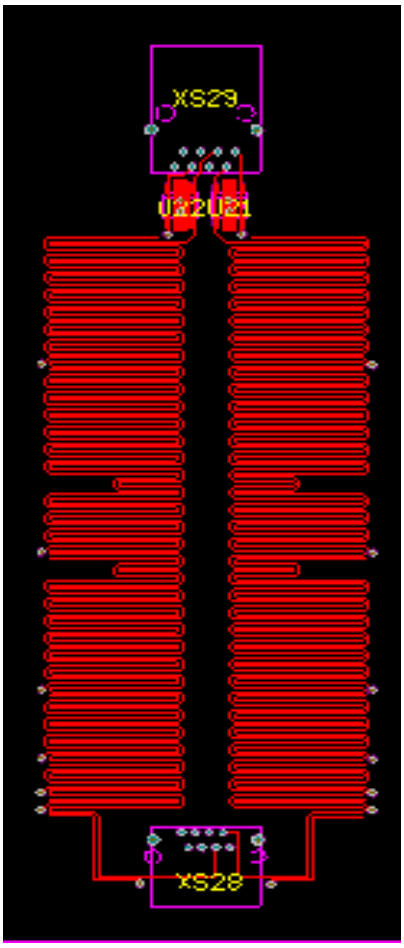
В данном разделе выполнено электродинамическое моделирование семикаскадных МФ с учетом потерь и конструктивных особенностей [83].

Для исследования взята модель МФ4, на основе двухсторонней ПП [53]. Её слои Top и Bottom показаны на рисунке 2.6. Проводники МФ имеют следующие размеры: ширина – 0,3 мм, высота – 0,105 мм, длина – 1300 мм. Размеры подложки – 140×80×0,18 мм. Длины проводников каждого каскада приведены в таблице

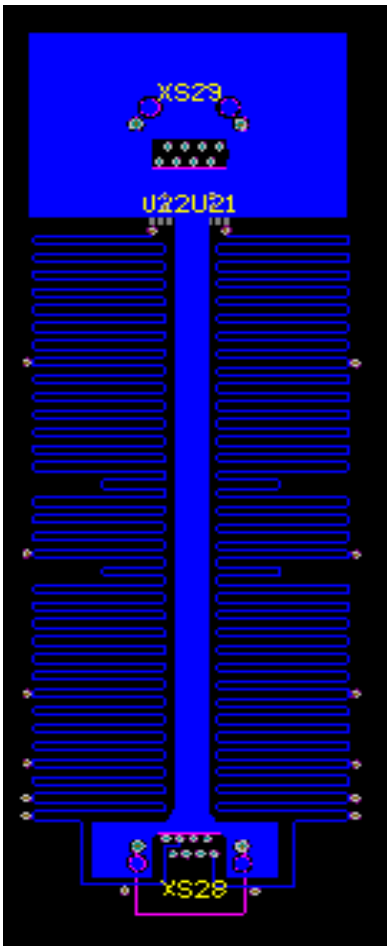
Таблица 2.4 – Длины каскадов МФ 4 и усовершенствованного МФ 4

№ каскада	1	2	3	4	5	6	7
Длина проводника, мм	306	420	300	140	77	38	19

Пассивный и опорный проводники соединяются между собой через отверстия, проходящие сквозь диэлектрическую подложку. Материал проводников – медь, подложки – FR-4.



а



б

Рисунок 2.6 – Топология МФ 4: слои Top (*а*) и Bottom (*б*)

Вычислена частотная зависимость коэффициента передачи МФ 4 [84, 85]. Полоса пропускания в сети Fast Ethernet составляет 100 МГц. При этом коэффициент передачи должен быть равен 1 на нулевой частоте и быть не ниже уровня 0,707 до частоты 100 МГц. На рисунке 2.7 приведена полученная зависимость коэффициента передачи в диапазоне частот от 0 до 200 МГц. Видно, что полоса пропускания составляет 102 МГц.

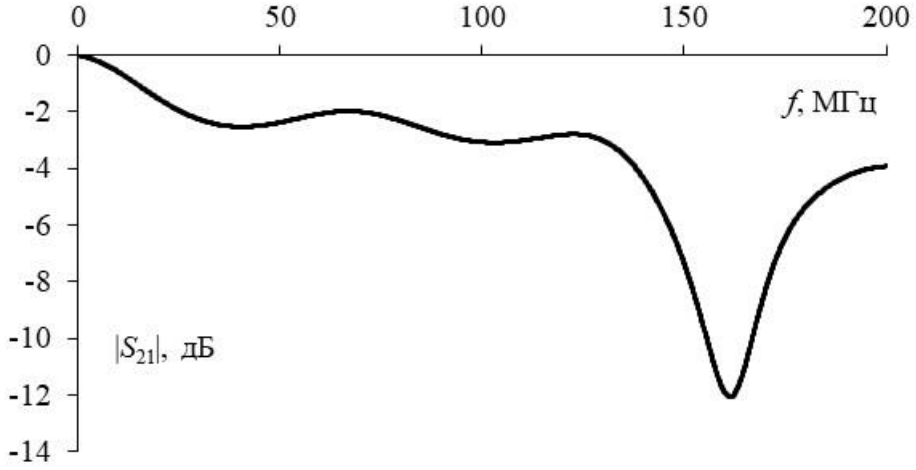


Рисунок 2.7 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ МФ 4

Электрический сигнал в витой паре кабеля связи ЛВС (сигнал кода MLT-3) является трехуровневой биполярной последовательностью импульсов трапецеидальной формы с параметрами:

– напряжение сигнала – +/- 1 В;
– ток сигнала – +/- 10 мА;
– волновое сопротивление линии - 100 Ом;
– минимальная длительность импульса кода – 8 нс.

Информационный код (сигнал) в линии связи относится к последовательным одноразрядным потенциальным кодам (сигналам) [86]. Формы э.д.с. полезного сигнала и напряжения на входе и в выходе МФ показаны на рисунке 2.8, из которого можно судить о корректности прохождения сигнала через МФ. Для доказательства подавления кондуктивных ЭМП на вход МФ подан помеховый СКИ в форме трапеции с э.д.с. 10 В и длительностью нарастания, спада и плоской вершины по 0,1 нс (рисунок 2.9 *а*). На рисунке 2.9 *б*, показан отклик в конце активного проводника. Видно, что максимальная амплитуда напряжения равна 0,43 В (ослабление около 12 раз).

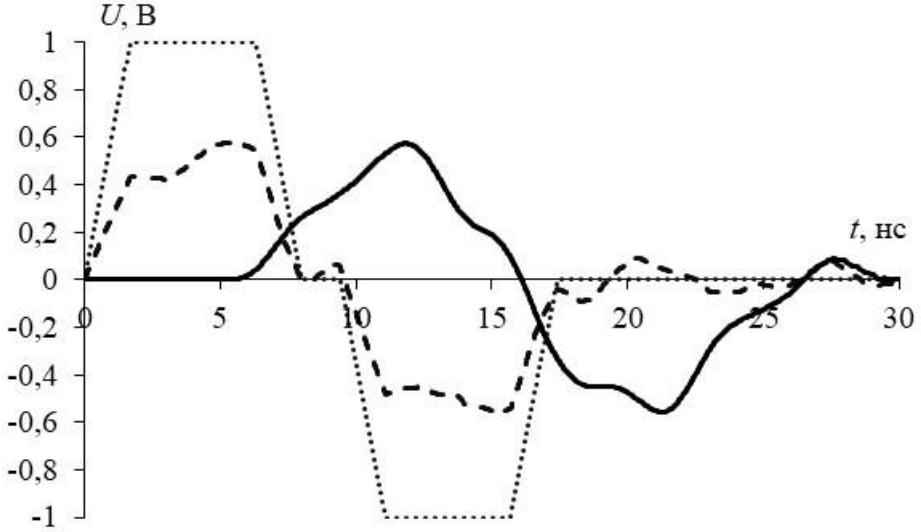
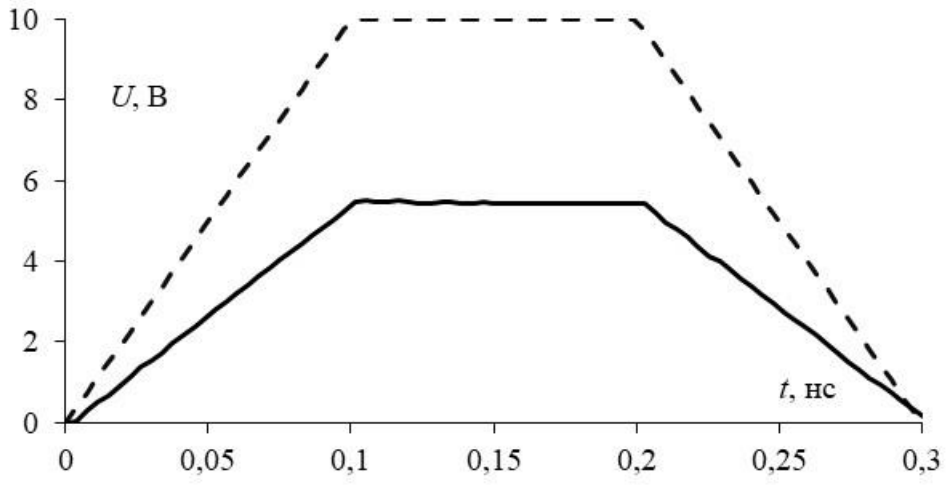
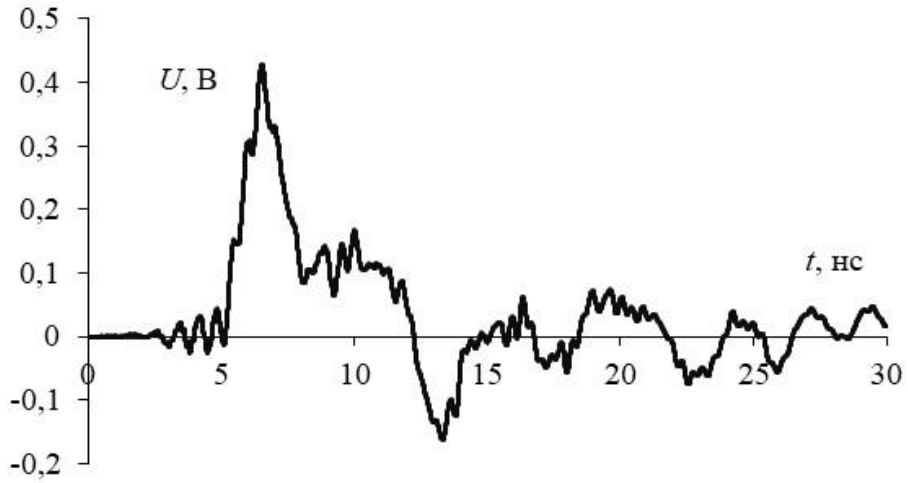


Рисунок 2.8 – Формы э.д.с. полезного сигнала (····)
и напряжения на входе (---) и выходе (—) МФ 4



а



б

Рисунок 2.9 – Формы э.д.с. воздействующего СКИ (---)
и напряжения на входе (—) (*а*) и форма напряжения на выходе (*б*) МФ 4

На рисунке 2.10 представлена усовершенствованная ПП МФ 4. В данной ПП была выравнена длина полувитков для уменьшения излучаемой эмиссии от МФ. На рисунке 2.11 приведена частотная зависимость коэффициента передачи. Полоса пропускания представленной конструкции равна 103 МГц. Формы э.д.с. полезного сигнала и напряжения на входе и в выходе МФ показаны на рисунке 2.12. На рисунке 2.13 показан отклик на СКИ в конце активного проводника. Видно, что амплитуда напряжения на выходе МФ при воздействии полезного сигнала составляет 0,55 В, а СКИ – 0,42 В.

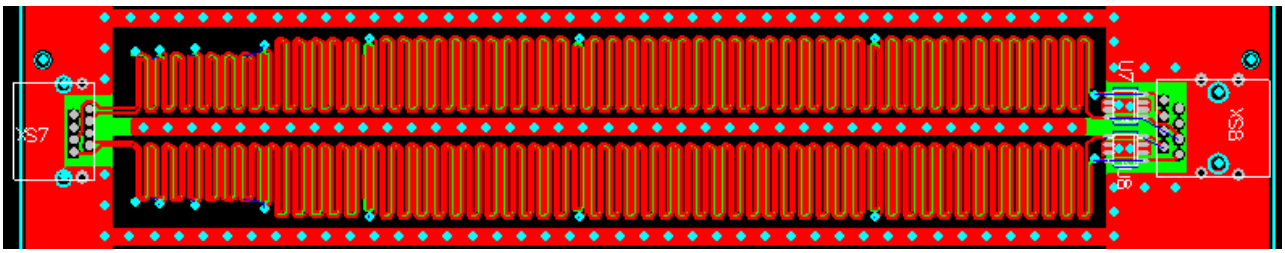


Рисунок 2.10 – Усовершенствованная ПП МФ 4

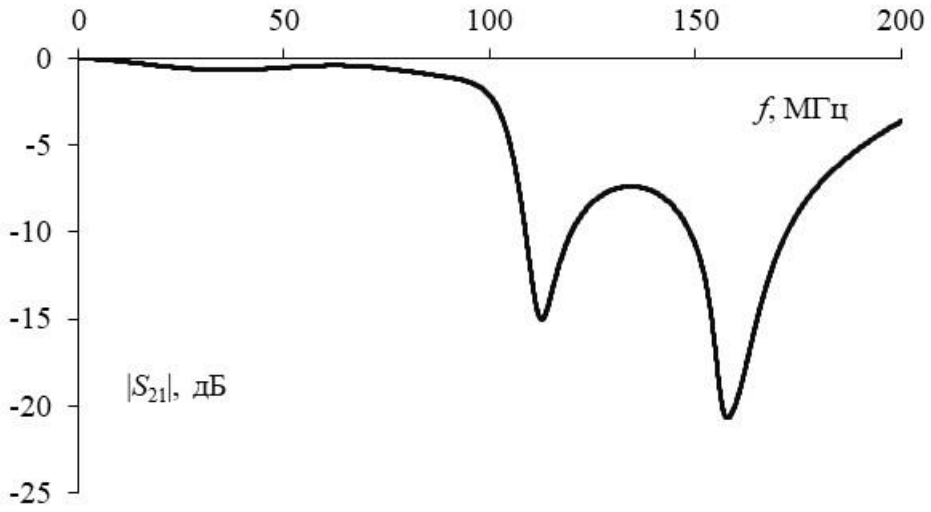


Рисунок 2.11 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ усовершенствованного МФ 4

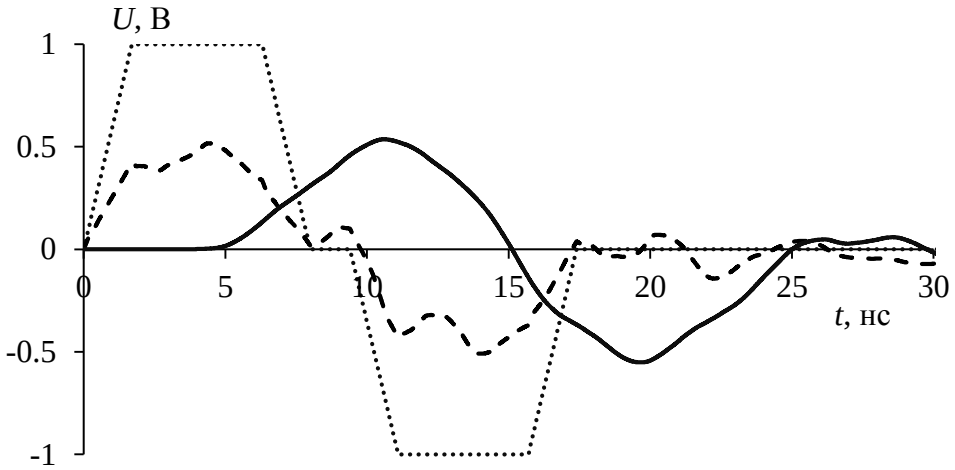


Рисунок 2.12 – Формы э.д.с. полезного сигнала (····) и напряжения на входе (---) и выходе (—) усовершенствованного МФ 4

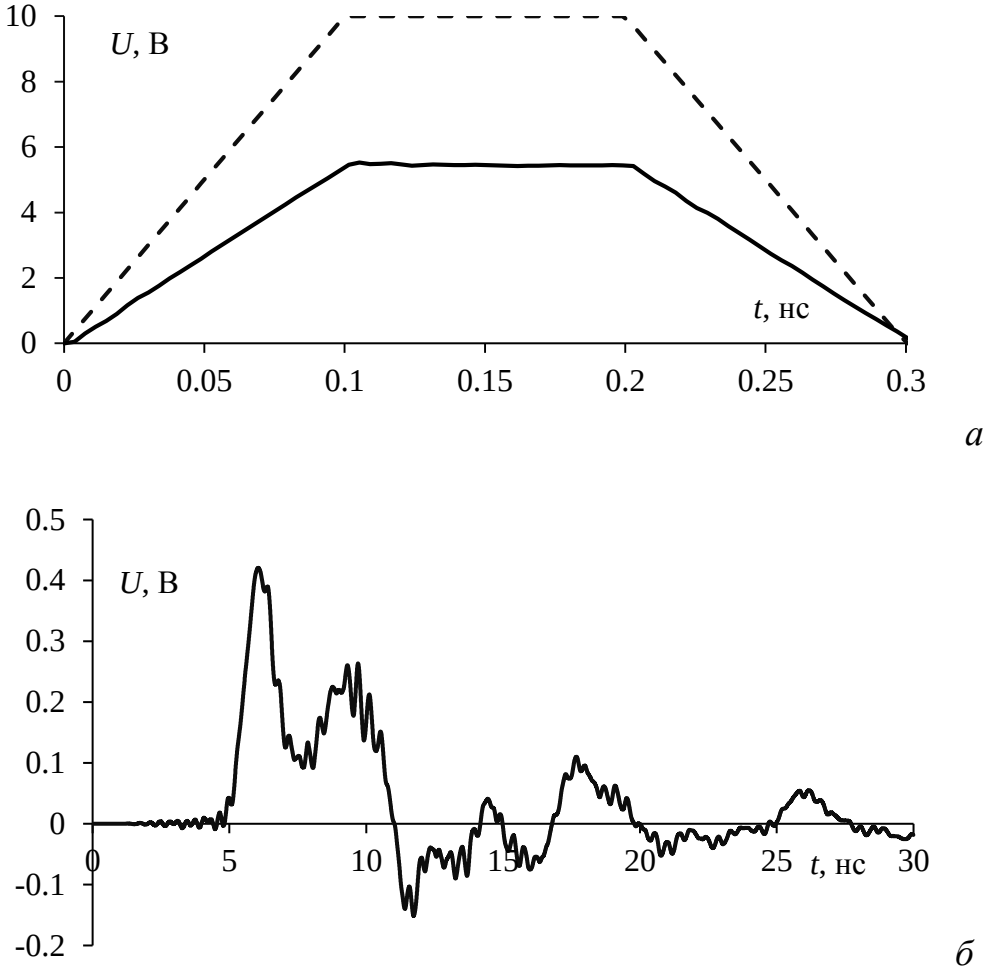


Рисунок 2.13 – Формы э.д.с. воздействующего СКИ (---) и напряжения на входе (—) (*а*) и форма напряжения на выходе (*б*) усовершенствованного МФ 4

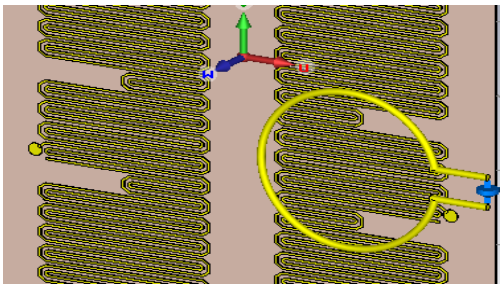
2.3 Оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии модальных фильтров

В данном разделе выполнено сравнение результатов электродинамического моделирования и измерения излучаемой электромагнитной эмиссии от семикаскадного МФ 4. Представлена оценка уровня излучаемой эмиссии семикаскадного МФ 4 на соответствие стандарту MIL-STD-461G [84]. Выполнено сравнение излучаемой эмиссии от МФ 4 и усовершенствованного МФ 4 [87].

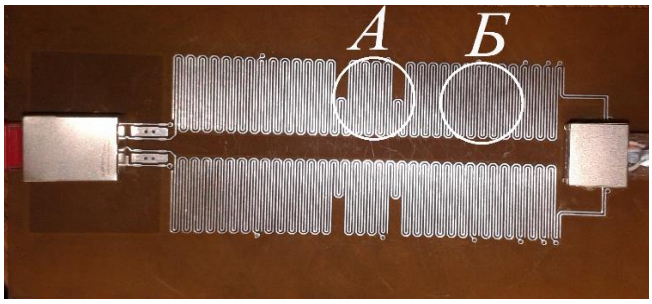
2.3.1 Оценка уровня излучаемой эмиссии модального фильтра МФ 4 на соответствие стандарту MIL-STD-461G

Согласно требованию RE102 по MIL-STD-461G, оценка излучаемой эмиссии должна быть выполнена на расстоянии 1 м от излучающего объекта. В то же время, используемое в работе измерительное оборудование не позволяет проводить измерения на расстоянии более 0,1 м. В связи с этим необходимо рассмотреть возможность оценки излучаемой электромагнитной эмиссии на соответствия стандартам с помощью электродинамического моделирования.

Для соответствия реальным условиям измерений электрического поля сымитирован монитор поля в виде рамочной антенны на расстоянии 10 мм от МФ (рисунок 2.14 *а*) над областью *А* (рисунок 2.14 *б*). Диаметр рамки 20,8 мм, зазор – 3,14 мм, диаметр проводника – 1,8 мм. На вход МФ подавался полезный сигнал Fast Ethernet. Полученные частотные зависимости напряжения на 50-омной нагрузке антенны в диапазоне 50–200 МГц при воздействии излучаемой эмиссии от МФ приведены на рисунке 2.15. Видно, что уровень напряжения не превышает 24 дБмкВ.



а



б

Рисунок 2.14 – Монитор поля в виде рамочной антенны (*а*) и области измерения излучений (*б*)

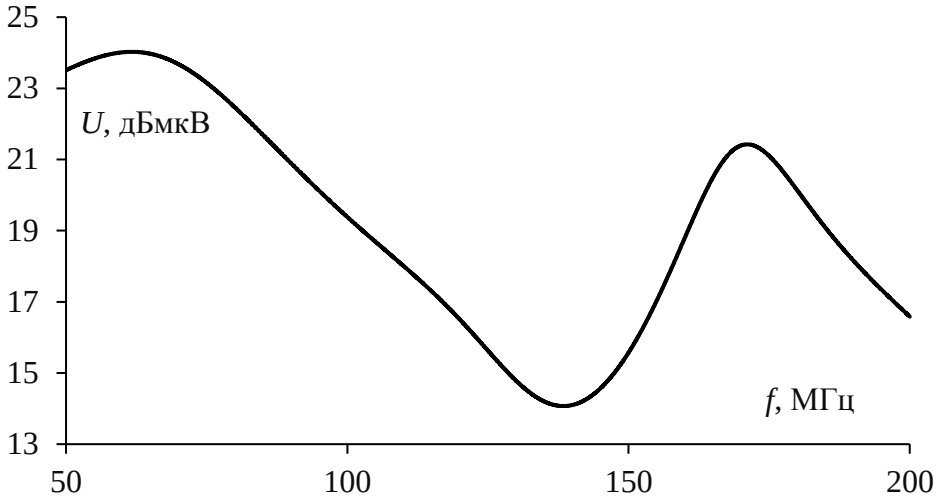
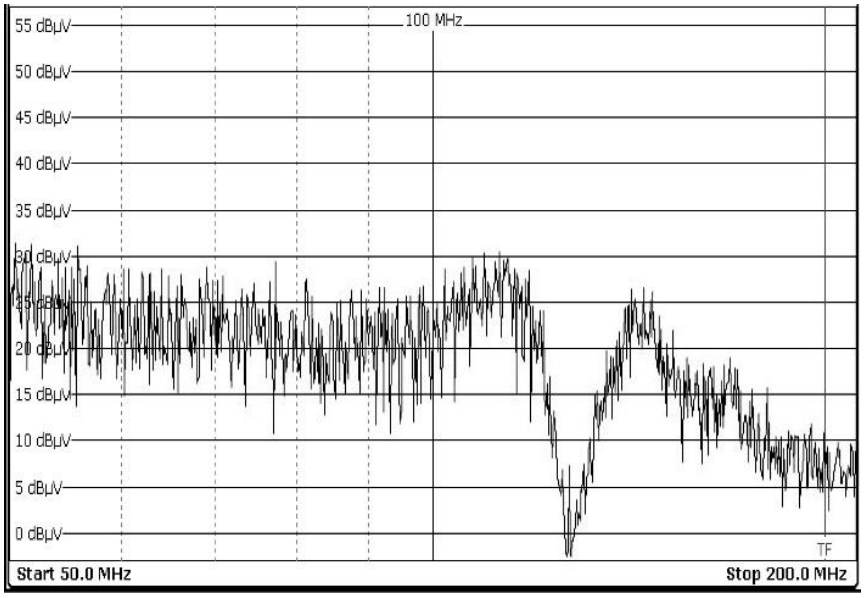


Рисунок 2.15 – Частотная зависимость напряжения на 50-омной нагрузке рамочной антенны при воздействии излучаемой эмиссии от МФ

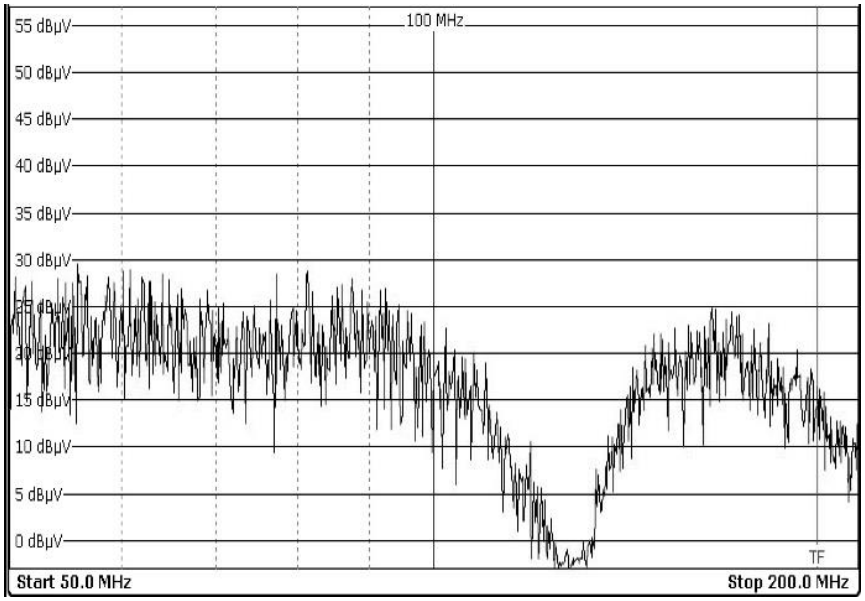
Для натурного эксперимента использовался анализатор электромагнитного излучения ESR производства компании Rohde&Schwarz. При измерениях использовался изготовленный лабораторный макет медной рамочной антенны (датчик 1), размеры которой аналогичны размерам монитора, описанного выше, и датчик RS H 400-1 (датчик 2), показанные на рисунке 2.16. Второй является очень чувствительным и работает на расстоянии до 10 см от излучающего технического средства [88]. МФ был включен в разрыв между персональным компьютером и розеткой сети Fast Ethernet, после чего эмулировалась передача данных (аудио, видео, ICMP). Измерения выполнялись в двух областях МФ (рисунок 2.14 *б*) на расстоянии 10 мм от МФ. Полученные зависимости с учетом включенного аттенюатора (10 дБ) при использовании лабораторного макета рамочной антенны приведены на рисунке 2.17 и при использовании RS H 400-1 – на рисунке 2.18.

а *б*

Рисунок 2.16 – Датчики: лабораторный макет (*а*) и RS H 400-1 (*б*)

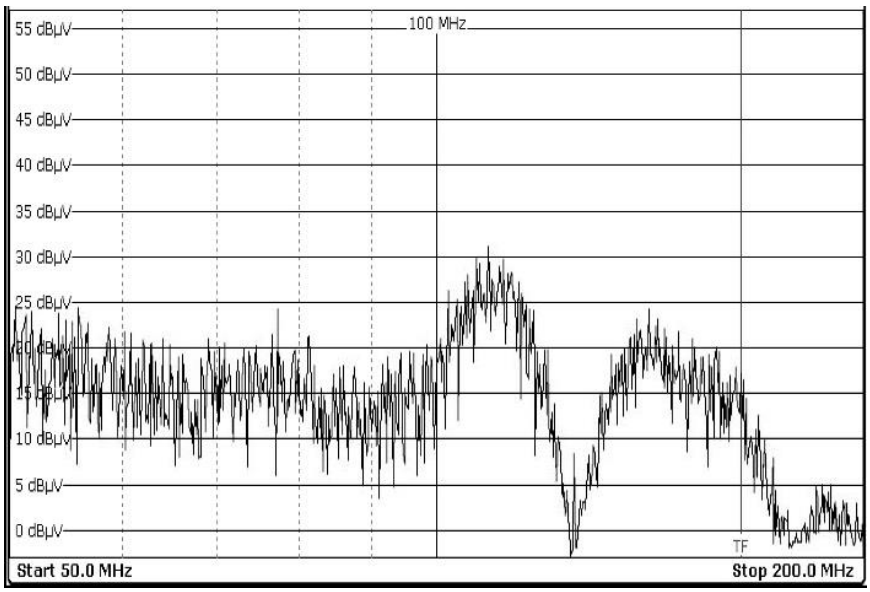


а

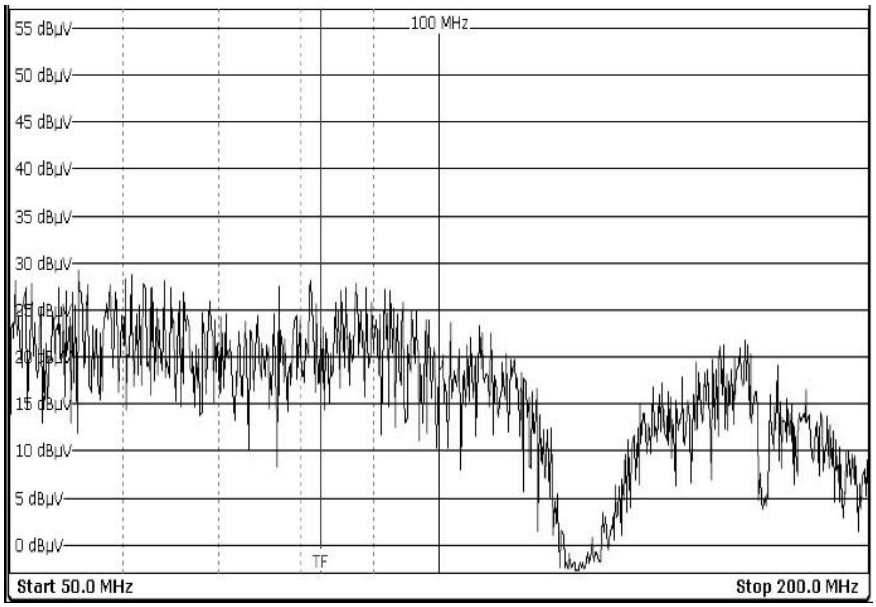


б

Рисунок 2.17 – Измеренные частотные зависимости напряжения на выходе лабораторного макета рамочной антенны (дБмкВ) в областях *А* (*а*) и *Б* (*б*) на расстоянии 10 мм от МФ



а



б

Рисунок 2.18 – Измеренные частотные зависимости напряжения на выходе RS H 400-1 (дБмкВ) в областях *А* (*а*) и *Б* (*б*) на расстоянии 10 мм от МФ

Видно, что зависимости в областях *А* и *Б* имеют схожий характер для обоих датчиков, различие в уровнях составляет менее 10 дБ. Также виден ярко выраженный резонанс на частоте 135 МГц (порядка –5 дБмкВ). Стоит отметить, что резонансная частота 135 МГц практически совпадает с полученной моделированием (см. рисунок 2.15).

Известно, что требования раздела RE102 стандарта MIL-STD-461G

(рисунок 2.19) применимы к излучениям от корпусов оборудования и подсистем, соединительных кабелей и антенн оборудования в авиационной и космической отраслях (являющиеся наиболее жесткими). На рисунке 2.20 приведены результаты моделирования уровня излучаемой эмиссии от МФ на расстоянии 1 м (абсолютное значение) при воздействии излучаемой эмиссии от МФ и максимальный предел RE102 стандарта MIL-STD-461G в частотном диапазоне 0–10 ГГц. Можно сделать вывод, что уровень не превышает требований стандарта MIL-STD-461G. Максимальный уровень эмиссии составляет 27,1 дБмкВ/м на частоте 290 МГц. Между тем возможна оптимизация для дополнительного уменьшения максимального уровня излучаемой эмиссии.

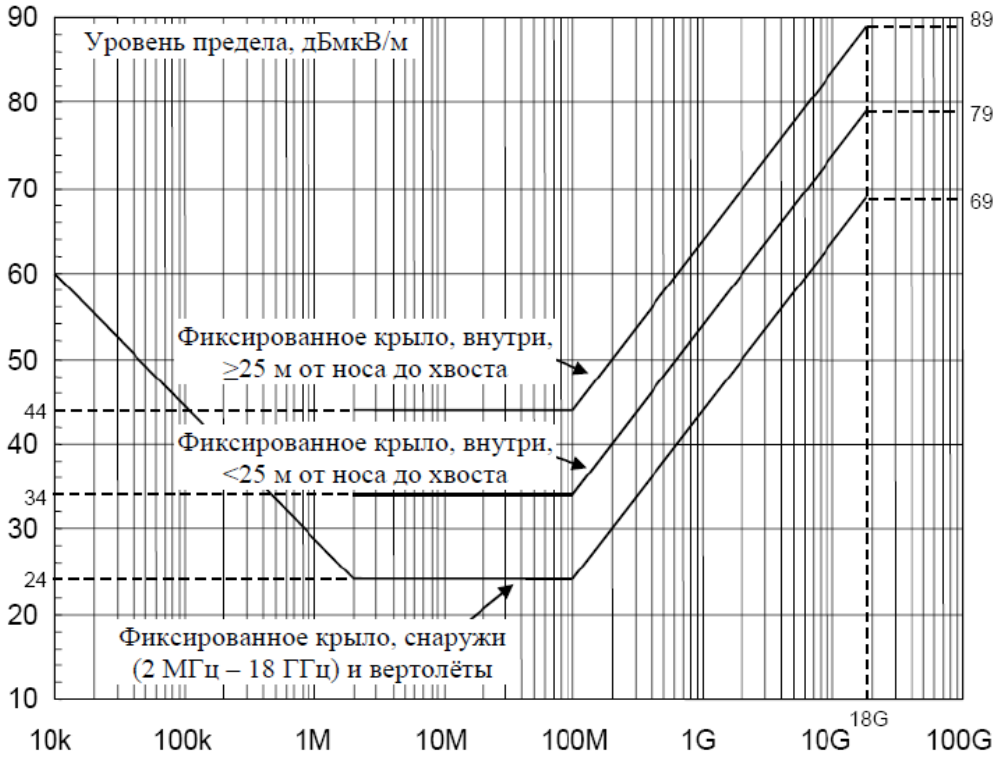


Рисунок 2.19 – Пределы RE102 для приложений в авиационных и космических системах

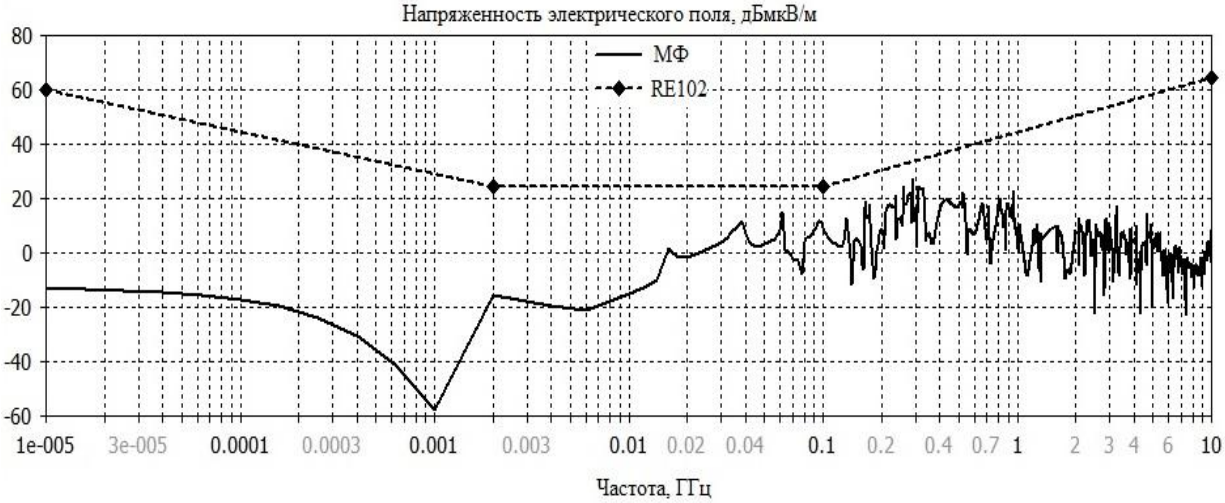


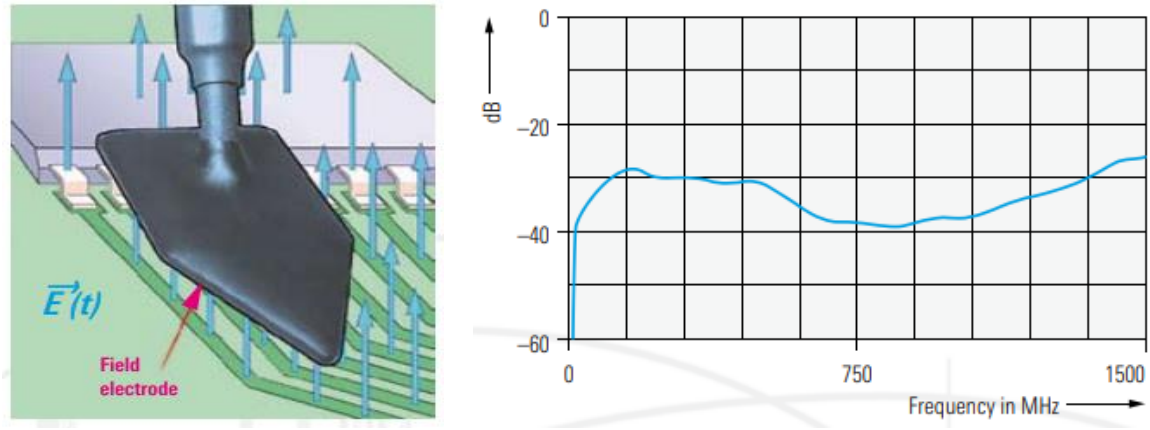
Рисунок 2.20 – Частотная зависимость напряженности электрического поля на расстоянии 1 м от МФ при воздействии излучаемой эмиссии от МФ и максимальный предел RE102 стандарта MIL-STD-461G

Таким образом, приведены результаты оценки уровня излучаемой эмиссии МФ в диапазоне до 10 ГГц. Результаты электродинамического моделирования и натурного эксперимента хорошо согласуются. Показано, что уровень эмиссии не превышает требований стандарта MIL-STD-461G.

2.3.2 Сравнение излучаемых эмиссий конструкций семикаскадного модального фильтра

Недостатком конструкции МФ 4 является то, что что длина полувитков в каждом каскаде не одинакова. Это может приводить к высокому уровню излучаемых эмиссий. В связи с этим, разработана усовершенствованная конструкция с выравненной длиной полувитков.

Для натурного эксперимента использовался анализатор электромагнитного излучения R&S ESR EMI Test Receiver. В качестве датчика использовался пробник RS E 02, который имеет площадь поверхности измерения около 2 см×5 см. Принцип работы пробника и его частотная характеристика показаны на рисунке 2.21.

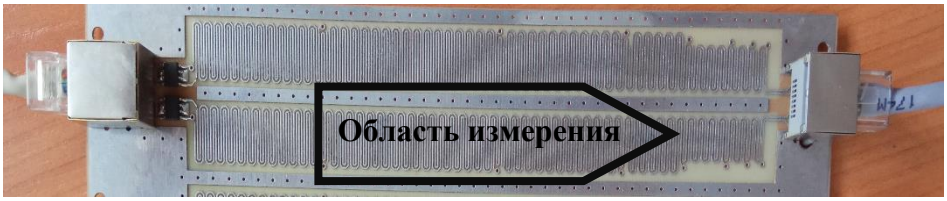


а *б*

Рисунок 2.21 – Принцип действия (*а*)
и частотная характеристика (*б*) пробника RS E 02 [88]

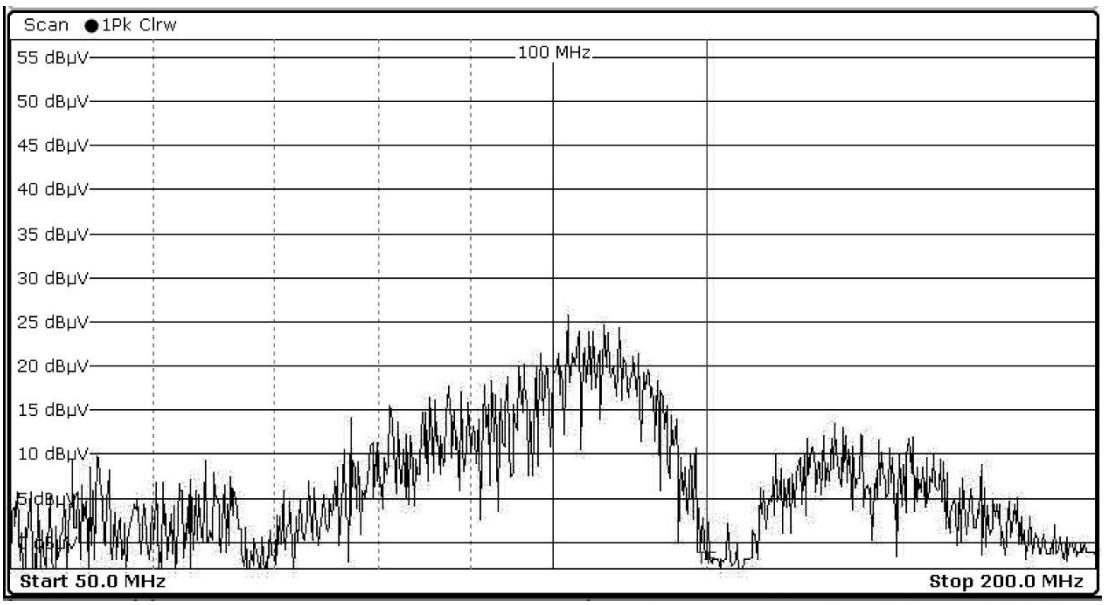
При проведении измерений МФ были включены в разрыв между персональным компьютером и розеткой сети Fast Ethernet (рисунок 2.22). Затем эмулировалась передача данных (аудио, видео, ICMP). При эксперименте датчик был расположен над центральной частью на расстоянии 10 мм от МФ. Измерения выполнены в диапазоне частот от 50 МГц до 200 МГц. Полученные зависимости с учетом включенного аттенюатора (10 дБ) для исходного МФ 4 и усовершенствованного МФ 4 приведены на рисунке 2.23.

а

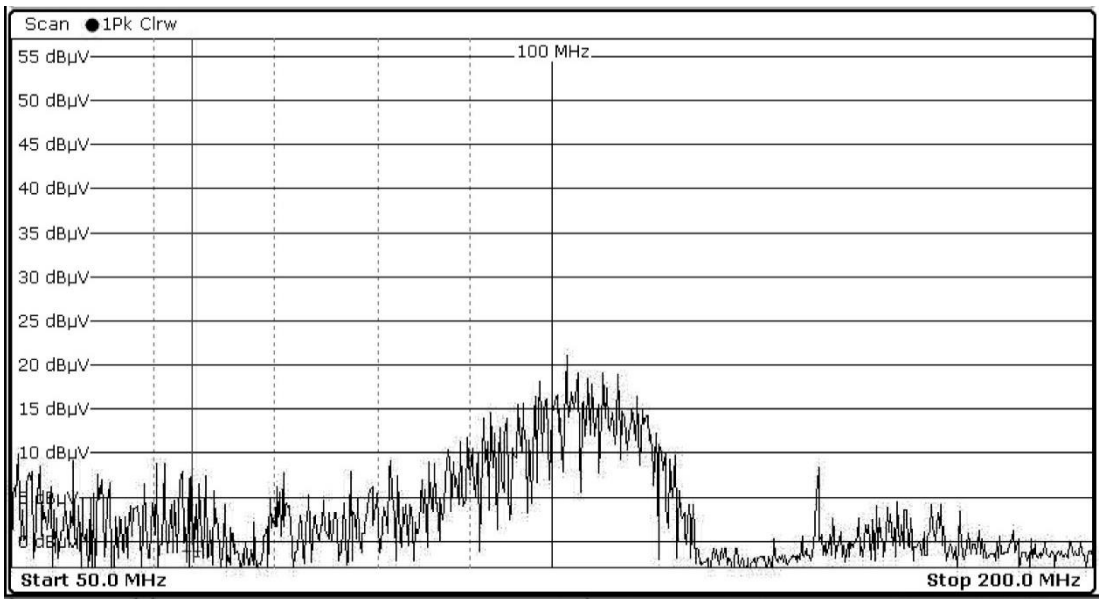


б

Рисунок 2.22 – МФ 4 (*а*) и усовершенствованный МФ 4 (*б*), подключенные к Fast Ethernet



а



б

Рисунок 2.23 – Излучаемые эмиссии (дБмкВ) от МФ4 (*а*) и усовершенствованного МФ4 (*б*), подключенных к Fast Ethernet

Из графиков на рисунке 2.23 видно, что резонансная частота в обоих случаях составляет 130 МГц. Максимальное напряжение на датчике при измерении излучений от конструкции МФ4 составляет 25 дБмкВ, а от усовершенствованной конструкции МФ4 – 20 дБмкВ. Кроме того, максимальное напряжение на частотах выше частоты резонанса для усовершенствованной конструкции составляет 8 дБмкВ, а для исходной 13 дБмкВ. Таким образом, с помощью натурного эксперимента показано, что выравнивание длины

полувитков макета МФ приводит к уменьшению уровня излучаемой электромагнитной эмиссии.

2.4 Основные результаты главы

Представлено сравнение результатов моделирования МФ квазистатическим и электродинамическим подходами с учетом потерь. Результаты моделирования показали, что максимальное отклонение по задержкам импульсов составляет 2,5 %, а амплитудам – 11 %.

Выполнено сравнение временных откликов зеркально-симметричного МФ на воздействие СКИ, полученных с помощью квазистатического и электродинамического подходов. При моделировании без учета потерь максимальное отклонение по амплитудам импульсов составляет 4,9 %, а задержкам – 2,5 %. Учет потерь показал значительное (в 2 раза) уменьшение амплитуд импульсов. Однако различие учета частотной зависимости потерь при квазистатическом и электродинамическом анализе привело к росту отклонения до 20 %. Таким образом, полученные результаты при моделировании с использованием квазистатического анализа, в целом, подтверждаются электродинамическим анализом.

Выполнено электродинамическое моделирования макетов семикаскадных МФ с учетом потерь. Анализ показал, что полоса пропускания МФ 4 равна 102 МГц, а усовершенствованного МФ 4 с выровненной длиной полувитков – 103 МГц. При этом, в обоих случаях полезный сигнал проходит без значительных искажений, а амплитуда СКИ длительностью 0,3 нс ослабляется в 12 раз.

Выполнено сравнение результатов электродинамического моделирования и натурного эксперимента при измерении излучаемой электромагнитной эмиссии от семикаскадного МФ 4. Приведены результаты оценки уровня излучаемой эмиссии МФ в диапазоне до 10 ГГц. Результаты электродинамического моделирования и натурного эксперимента хорошо согласуются. Показано, что уровень эмиссии не превышает требований стандарта MIL-STD-461G.

Выполнено сравнение излучаемой эмиссии от МФ 4 и усовершенствованного МФ 4. Выявлено, что резонансная частота в обоих случаях составляет 130 МГц. Максимальное напряжение на датчике при измерении излучений от конструкции МФ4 составляет 25 дБмкВ, что на 5 дБмкВ (или в 1,8 раза) больше, чем от усовершенствованной конструкции МФ4. Кроме того, максимальное напряжение на частотах выше частоты резонанса для усовершенствованной конструкции составляет 8 дБмкВ, а для исходной 13 дБмкВ.

3 МОДАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ С ПЕРИОДИЧЕСКИМ ПРОФИЛЕМ ОБЛАСТИ СВЯЗИ ПРОВОДНИКОВ

В данном разделе рассмотрена возможность изменения задержки импульса нечетной моды путем применения периодического профиля области связи проводников МФ. Представлены результаты моделирования структур МФ с периодическим профилем области связи. Представлены формы напряжения на выходе пилообразной структуры при воздействии СКИ. Вычислены разности задержек мод МФ со встречно-штыревым, *L*-образным и спиралевидным профилями области связи проводников. Выполнена оптимизация параметров встречно-штыревой топологии МФ для защиты Fast Ethernet. Выполнены разработка и моделирование макета на основе оптимизированной встречно-штыревой структуры МФ.

3.1 Модальный фильтр с пилообразным профилем

Исследовано влияние пилообразного профиля области связи проводников на изменение задержки нечетной моды МФ [89]. Для этого использованы исходная (рисунок 2.1) и пилообразная(рисунок 3.1) структуры МФ на диэлектрической подложке из FR-4. В данной структуре ширина проводников изменяется от 0,125 мм до 0,875 мм, их толщина – 85 мкм, толщина FR-4 – 0,4 мм. При длине МФ 2,5 м, длина пилообразного профиля области связи равна 4,5 м. Сопротивление резисторов, установленных в начале и конце активного и пассивного проводников равно 100 Ом. Схема включения МФ показана на рисунке 3.1*б*. При исследовании используется электродинамическое моделирование. В качестве входного воздействия используется импульсный сигнал длительностью 0,3 нс и амплитудой 10 В.

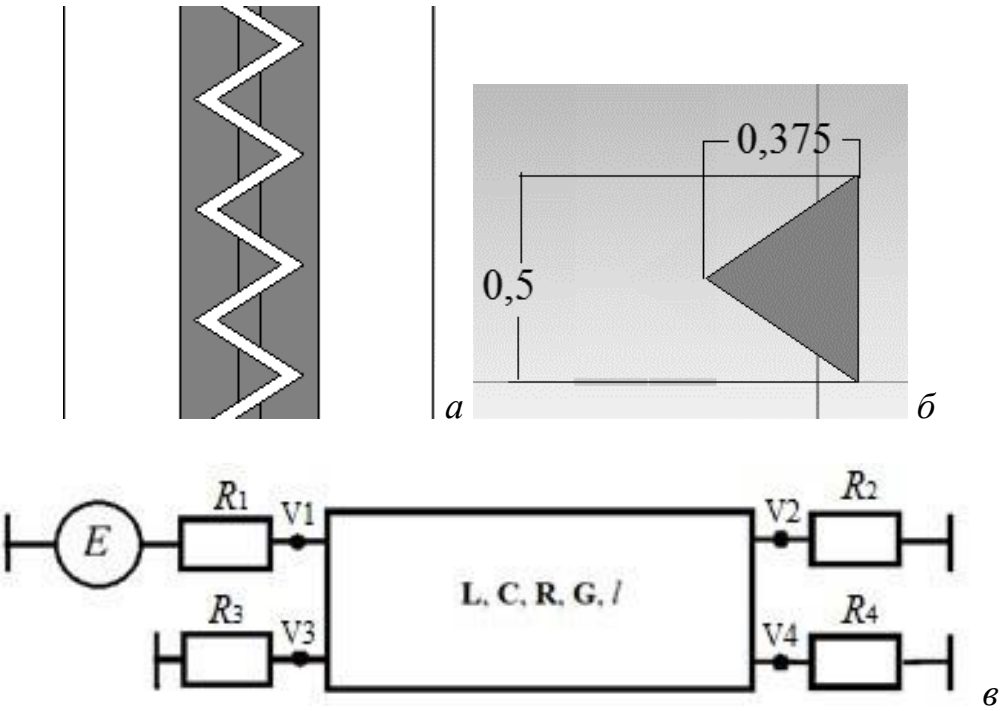


Рисунок 3.1 – Структура МФ с пилообразным профилем области связи проводников (*а*), размеры заостренных фрагментов в мм (*б*) и схема включения (*в*)

Результаты моделирования для пилообразной структуры представлены на рисунке 3.2.

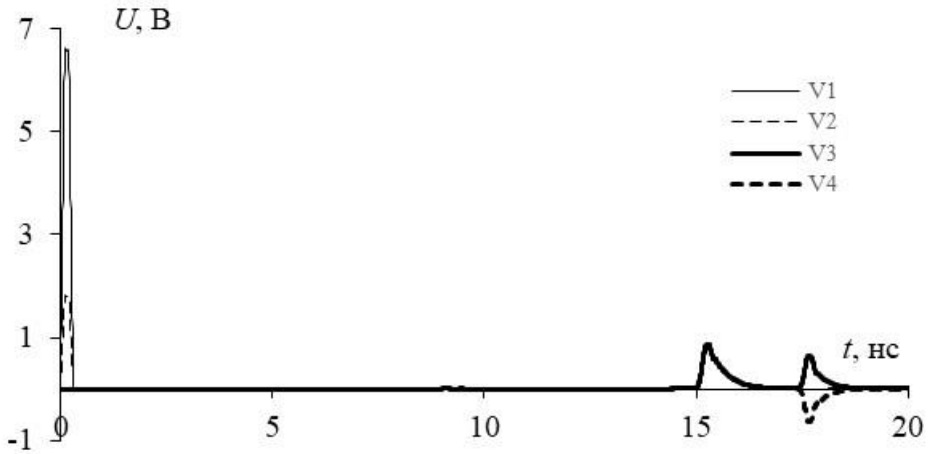


Рисунок 3.2 – Формы напряжения в МФ с пилообразным профилем области связи проводников при воздействии СКИ

Из рисунка 3.2 видно, что задержка для нечётной моды составила 17,3 нс, а для чётной – 14,9 нс. И сравнения результатов моделирования пилообразной и

исходной (Из рисунка 2.2 *а*) структур видно, что задержка импульса нечетной моды увеличилась на 5,7 нс. При этом, задержка импульса четной моды осталась неизменной. Таким образом, использование периодического профиля области связи проводников МФ приводит к увеличению задержки нечетной моды.

3.2 Вычисление разности задержек мод модальных фильтров со встречно-штыревым, *L*-образным и спиралевидным профилями

В данном разделе представлены результаты исследования частотных характеристик и разности задержек мод МФ с различными периодическими профилями области связи [90].

При исследовании за основу взята структура МФ для защиты оборудования Ethernet со следующими размерами: ширина проводника w=0,3 мм, толщина проводника t=0,105 мм, расстояние между проводниками s=0,4 мм, толщина диэлектрической подложки h_1=0,29 мм. Также рассмотрено влияние покрывающего слоя толщиной h_2=h_1 на разность задержек мод. Поперечное сечение структур представлено на рисунке 3.3. В этой структуре активный (А) и пассивный (П) проводники расположены зеркально по отношению к оси, перпендикулярной опорному (О), находящемуся на оси симметрии.

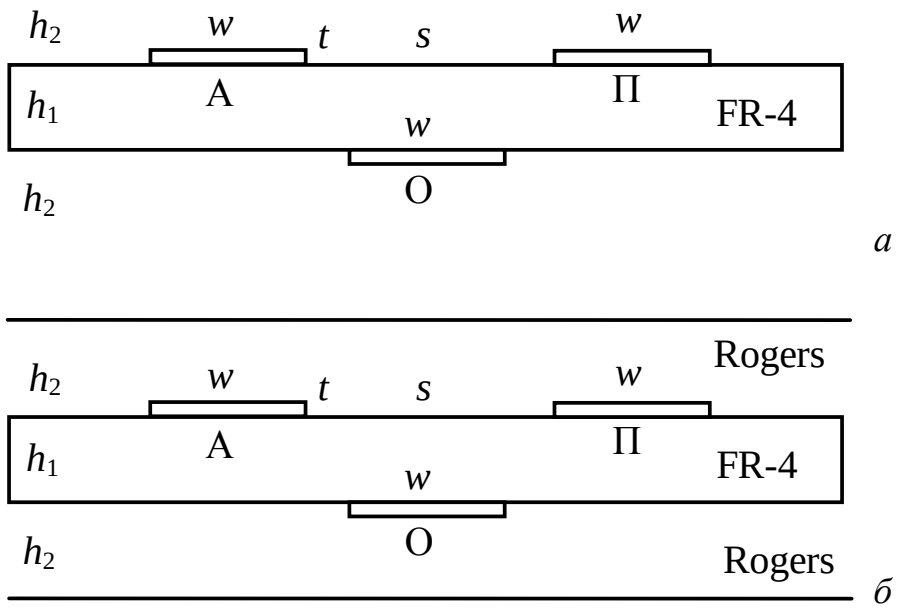


Рисунок 3.3 – Структура МФ без покрытия (*а*)
с диэлектрическим покрытием (*б*)

Материал диэлектрической подложки – FR-4 (ε_r=4,3), а покрывающего слоя – Rogers RT6010 (ε_r=10). Моделирование выполнялось с учетом дисперсии и потерь. Длина структуры (l) равна 0,1 м. Сопротивления резисторов R_1–R_4 равны 100 Ом. Вычисление S_{11}, S_{21} и S_{41} выполнялось в частотном диапазоне от 0 до 10 ГГц.

Рассмотрены 3 топологии периодического профиля в области связи между активным и пассивным проводниками МФ: встречно-штыревая; L-образная; спиралевидная (рисунок 3.4). Рассматривались варианты без покрывающего слоя и с ним. Геометрические размеры проводников и расстояние между ними при построении периодического профиля такие же, как у исходной структуры.

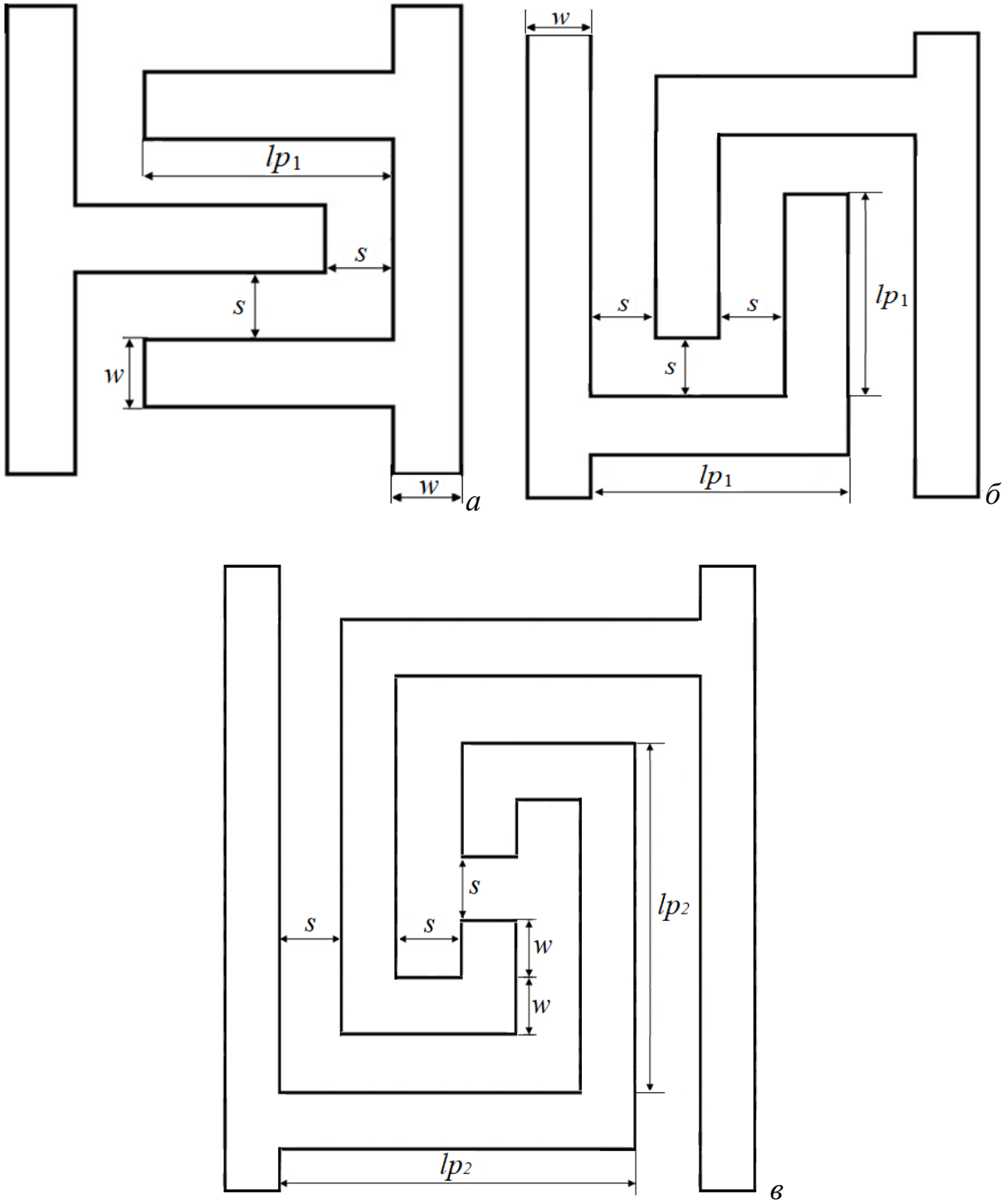


Рисунок 3.4 – Периодические структуры проводников: встречно-штыревая (*а*), *L*-образная (*б*), спиралевидная (*в*)

Результаты моделирования исходной структуры представлены на рисунке 3.5. Видно, что для структуры без покрывающего слоя f_{180}=6,135 ГГц ($|S_{21}|$=–55 дБ, $|S_{41}|$=–2 дБ), а при его добавлении резонанс сдвинулся до частоты

f_{180}=2,7 ГГц ($|S_{21}|$=–21 дБ, $|S_{41}|$=–2 дБ).

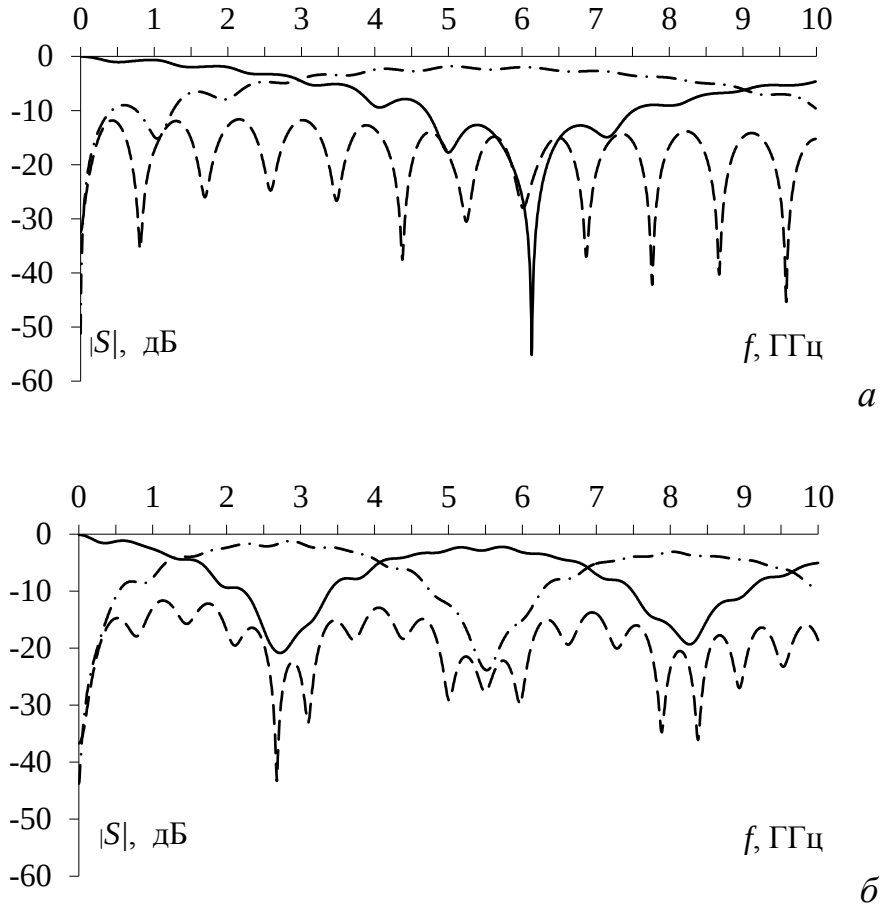


Рисунок 3.5 – Частотные зависимости $|S_{11}|$(– –), $|S_{21}|$(——), $|S_{41}|$(– · –) для исходной структуры без покрытия (*а*) и с покрытием (*б*)

Результаты моделирования встречно-штыревой структуры представлены на рисунке 3.6 для *lp*=1,4 мм и рисунке 3.7 для *lp*=2,1 мм. Из рисунка 3.6 видно, что для структуры без покрывающего слоя f_{180}=2,645 ГГц ($|S_{21}|$=–38 дБ, $|S_{41}|$=–2 дБ), а при его добавлении резонанс сдвинулся до частоты f_{180}=1,081 ГГц ($|S_{21}|$=–52 дБ, $|S_{41}|$=–1 дБ). Из рисунка 3.7 видно, что для структуры без покрывающего слоя f_{180}=1,54 ГГц ($|S_{21}|$=–34 дБ, $|S_{41}|$=–2 дБ), а при его добавлении резонанс сдвинулся до частоты f_{180}=0,58 ГГц ($|S_{21}|$=–25 дБ, $|S_{41}|$=–1 дБ). Как видно, добавление и удлинение штырей уменьшает частоту резонанса.

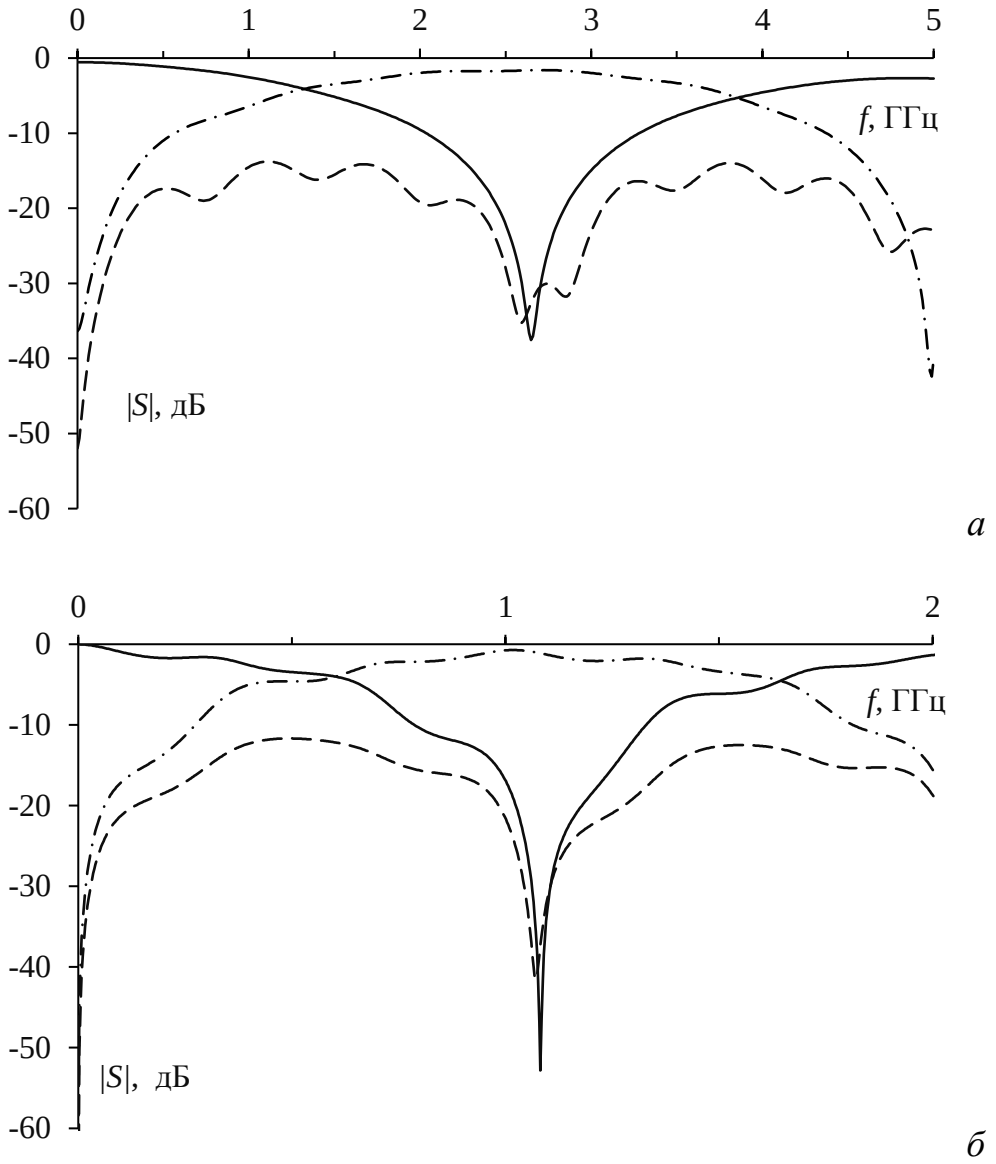


Рисунок 3.6 – Частотные зависимости $|S_{11}|$(– –), $|S_{21}|$(——), $|S_{41}|$(– · –) для структуры с *lp*=1,4 мм без покрытия (*а*) и с покрытием (*б*)

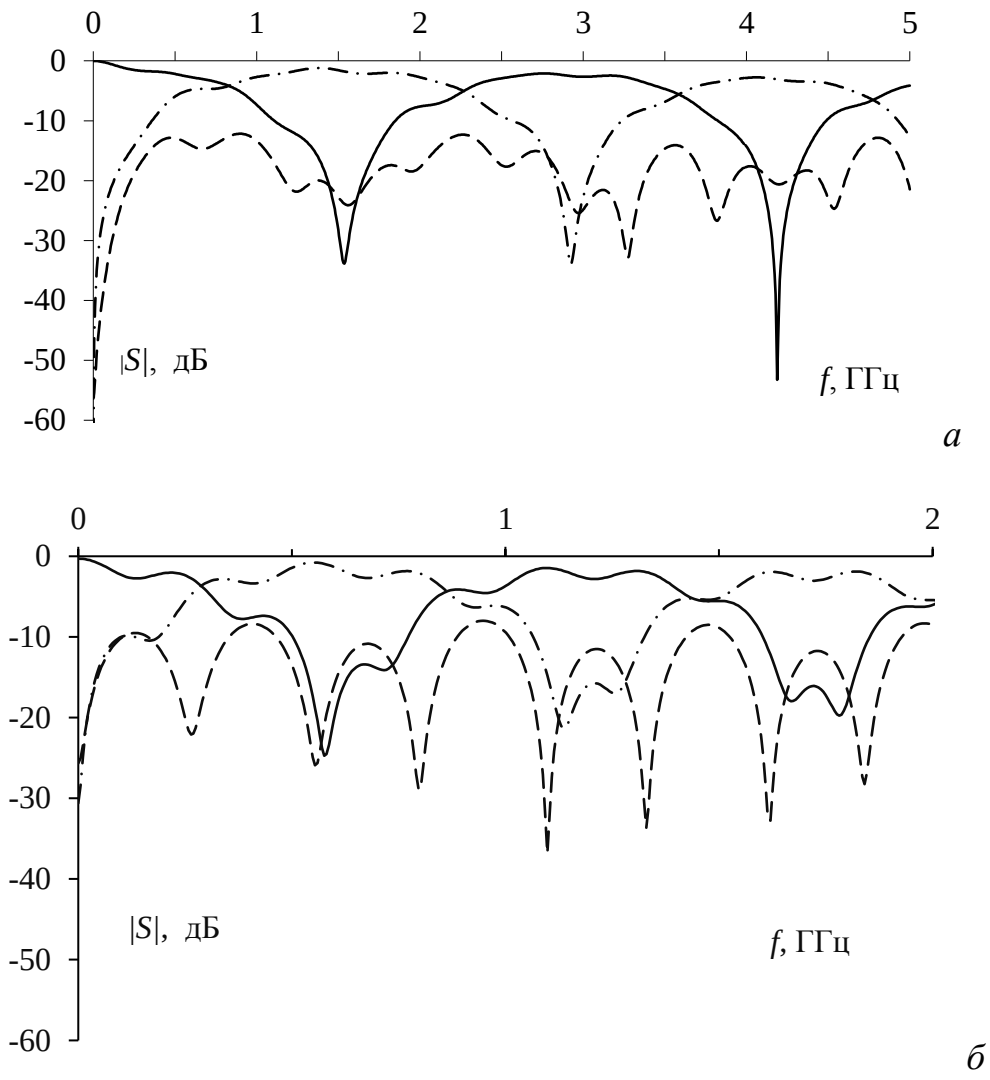


Рисунок 3.7 – Частотные зависимости $|S_{11}|$(– –), $|S_{21}|$(——), $|S_{41}|$(– · –) для структуры с *lp*=2,1 мм без покрытия (*а*) и с покрытием (*б*)

Результаты моделирования *L*-образной структуры представлены на рисунке 3.8. Видно, что для структуры без покрывающего слоя f_{180}=2,17 ГГц ($|S_{21}|$=–32 дБ, $|S_{41}|$=–1 дБ), а при его добавлении резонанс сдвинулся до частоты f_{180}=0,909 ГГц ($|S_{21}|$=–43 дБ, $|S_{41}|$=–1 дБ). Как видно, частота резонанса увеличилась, по сравнению с предыдущей структурой.

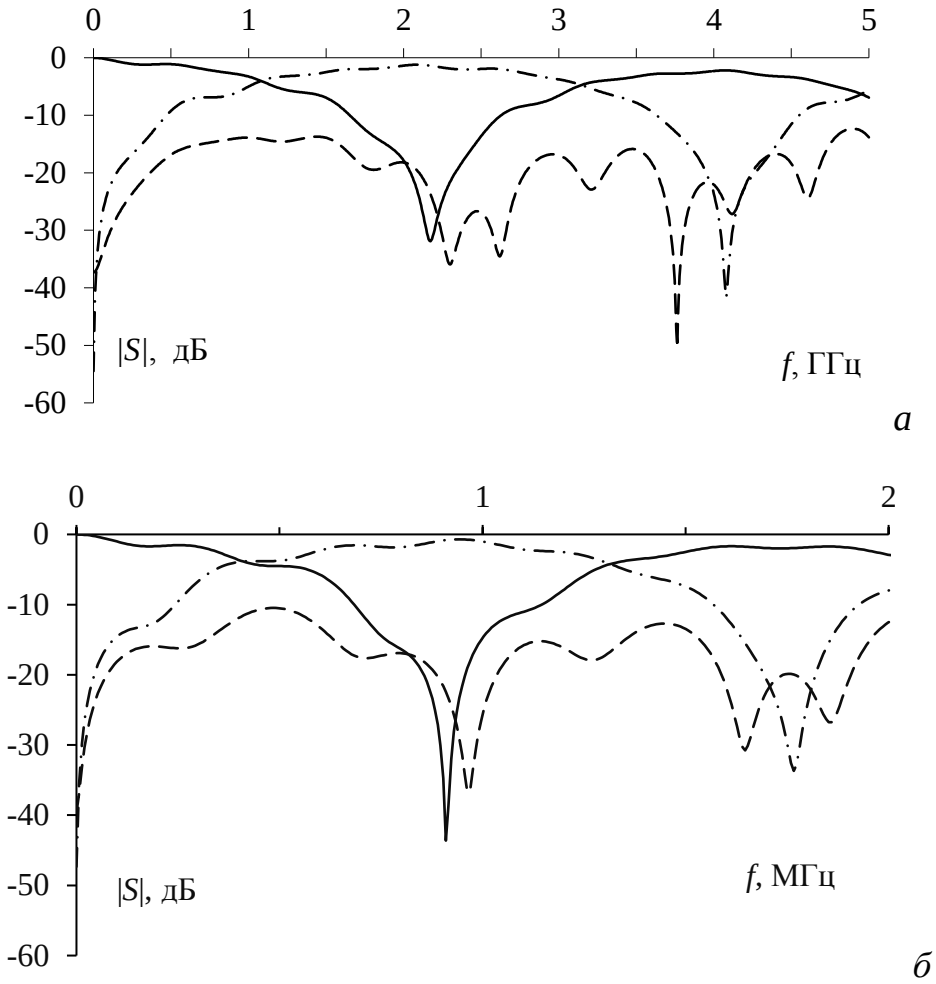


Рисунок 3.8 – Частотные зависимости $|S_{11}|$(– –), $|S_{21}|$(——), $|S_{41}|$(– · –) для *L*-образной структуры без покрытия (*а*) и с покрытием (*б*)

Результаты моделирования спиралевидной структуры представлены на рисунке 3.9. Видно, что для структуры без покрывающего слоя f_{180}=1,386 ГГц ($|S_{21}|$=–22 дБ, $|S_{41}|$=–1 дБ), а при его добавлении резонанс сдвинулся до частоты f_{180}=0,538 ГГц ($|S_{21}|$=–16 дБ, $|S_{41}|$=–1 дБ).

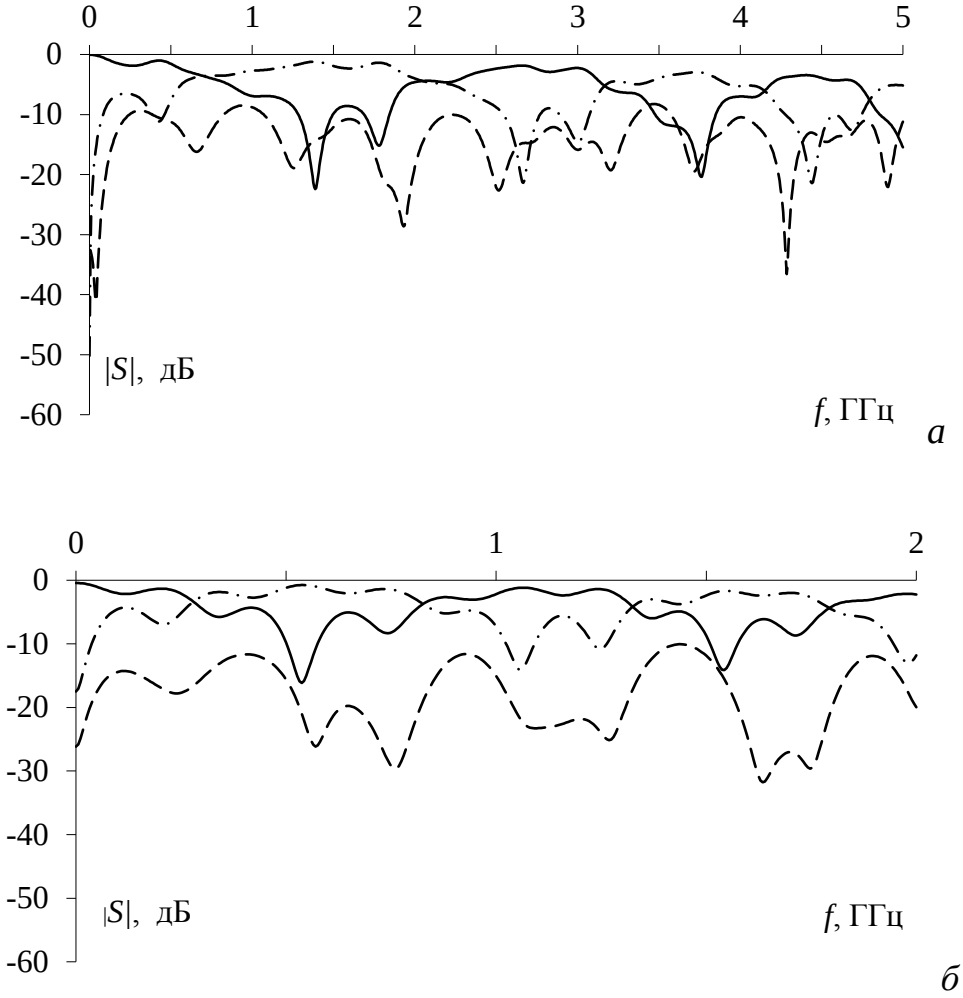


Рисунок 3.9 – Частотные зависимости $|S_{11}|$(– –), $|S_{21}|$(——), $|S_{41}|$(– · –) для спиралевидной структуры без покрытия (*а*) и с покрытием (*б*)

Для проверки корректности применения выражения (1.5) к структурам МФ с периодическим профилем области связи проводников, вычислены формы напряжения на выходе спиралевидной структуры без покрытия при воздействии треугольного импульса амплитудой 1 В и временем фронта и спада по 0,1 нс. Формы э.д.с. и напряжения на входе и выходе структуры показаны на рисунке 3.10. Видно, что разность задержек мод (определена по вершинам импульсов) составляет 0,37 нс. Применение (1.5) для спиралевидной структуры (при f_{180}=1,386 ГГц) дает значение разности задержек мод $\Delta\tau$ так же равное 0,37 нс.

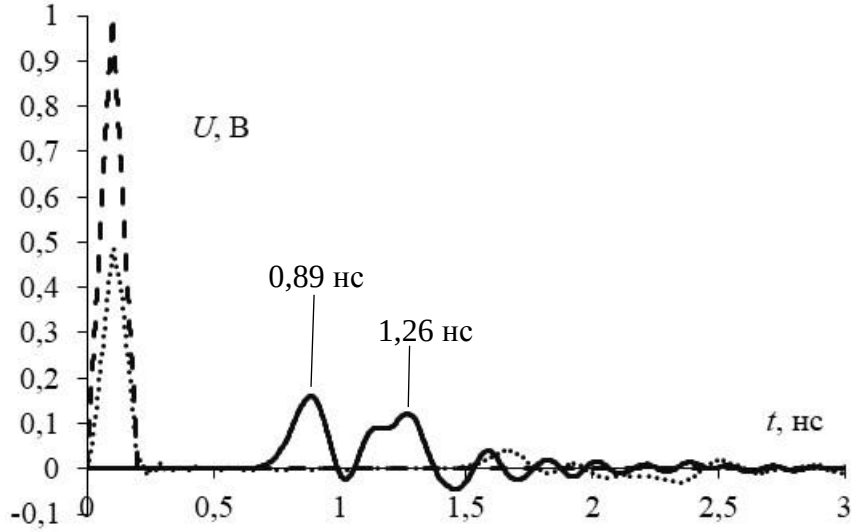


Рисунок 3.10 – Формы э.д.с. (- -) и напряжения на входе (···) и выходе (—) активного проводника спиралевидной структуры

На основе полученных результатов, для каждой структуры вычислены значения разностей задержек мод по (1.5). Они сведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Значения разностей задержек мод (нс) для структур длиной 0,1 м

Вид структуры	Без покрывающего слоя	С покрывающим слоем
Исходная	0,085	0,19
Встречно-штыревая (*lp*=1,4 мм)	0,19	0,46
Встречно-штыревая (*lp*=2,1 мм)	0,32	0,86
L-Образная	0,23	0,55
Спиралевидная	0,37	0,93

Из таблицы 3.1 видно, что использование встречно-штыревой топологии позволяет увеличить значение разности задержек мод в 2,2 раза (при *lp*=1,4 мм) и 4 раза (при *lp*=1,4 мм) относительно исходной. Однако расстояние между активным и пассивным проводниками увеличилось до 1,8 и 2,5 мм, соответственно. Применение топологии *L*-типа приводит к увеличению разности задержки мод в 2,8 раза, с увеличением расстояния между активным и пассивным проводниками до 1,8 мм. Следовательно, топология *L*-типа по сравнению со встречно-штыревой при *lp*=1,4 позволяет увеличить разность задержек мод в 1,4 раза. Спиралевидная топология увеличивает разность

задержек мод в 4,5 раза, а расстояние между активным и пассивным проводниками до 2,5 мм. Следовательно, использование данной топологии по сравнению со встречно-штыревой при *lp*=2,1 мм позволяет увеличить разность задержек мод в 1,13 раза. Добавление покрытия позволило увеличить разность задержек мод: в исходной структуре в 2,23 раза; встречно-штыревой – в 2,42 раза при *lp*=1,4 мм и в 2,68 раза при *lp*=2,1 мм; в *L*-образной – в 2,39 раза; в спиралевидной – в 2,51 раза.

3.3 Аналитические выражения для вычисления параметров модального фильтра со встречно-штыревой структурой проводников

В данном разделе получены аналитические выражения для вычисления матриц коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукций. МФ разбивается на отдельные элементы, как показано на рисунке 3.11. Поперечные сечения элементов представлены на рисунке 3.12. Матрицы **L** вычисляются для элементов 1–4. Элемент 5 рассматривается для учета емкости между штырями [57]. Поэтому матрицы **C** вычисляются для элементов 1–5. Длина элемента 5 соответствует длине области связи штырей (*lp*–*s*). Поперечное сечение этого элемента упрощенно рассматривается как связанная линия со слоем земли на нижней стороне подложки. Поперечное сечение элемента 3 является зеркальным отражением поперечного сечения элемента 1, а поперечные сечения элементов 2 и 4 одинаковы.

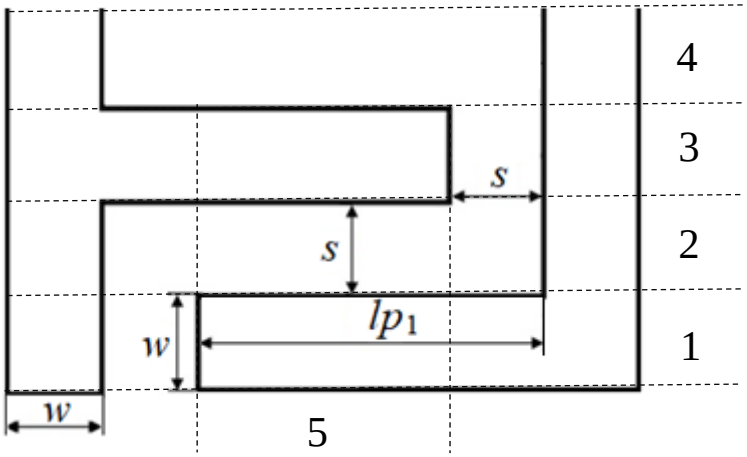


Рисунок 3.11 – Фрагмент периода активного и пассивного проводников МФ со встречно-штыревой структурой проводников (вид сверху) с разбиением на элементы

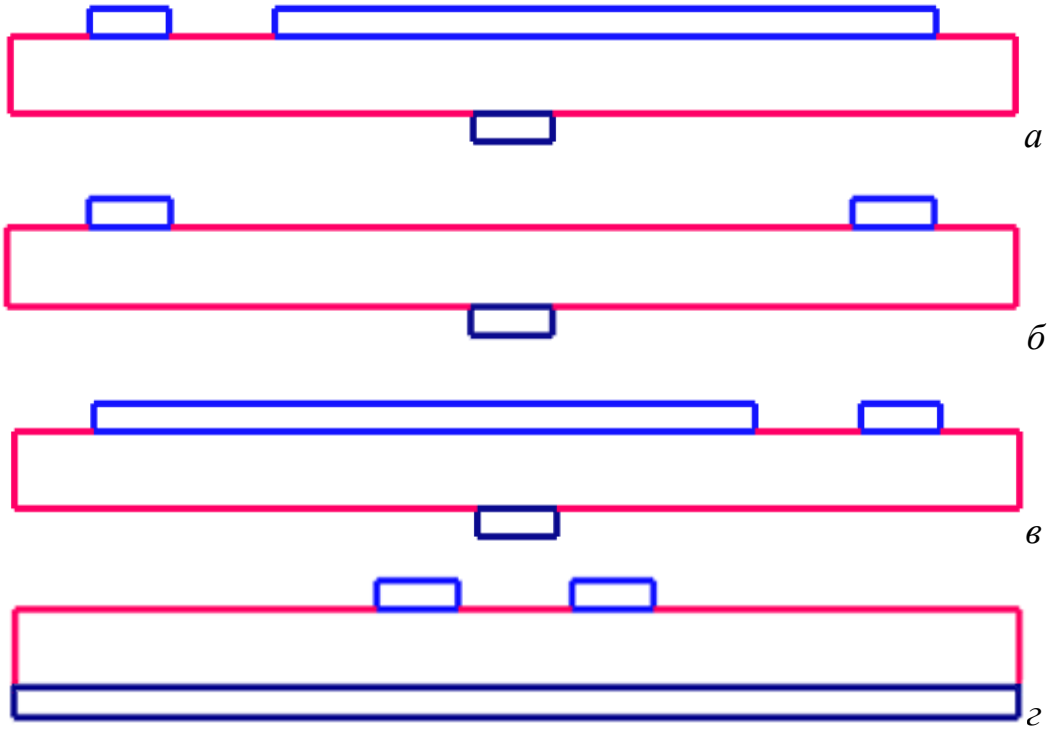


Рисунок 3.12 – Поперечные сечения элементов МФ со встречно-штыревой структурой: 1 (*а*), 2(4) (*б*), 3 (*в*), 5 (*г*)

Для каждого элемента вычисляются матрицы **C** и **L** в виде [91]:

$$\mathbf{L}=\begin{bmatrix} L_{11} & L_m \\ L_m & L_{22} \end{bmatrix};\ \mathbf{C}=\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12}=-C_m \\ C_{21}=-C_m & C_{22} \end{bmatrix}. \tag{3.1}$$

Матрицы **L** и **C** встречно-штыревой структуры заданной длины можно вычислить как сумму **L** и сумму **C** рассматриваемых элементов:

$$\begin{gathered} \mathbf{Lвш}=N(w(\mathbf{L1}+\mathbf{L3})+2s\mathbf{L2}));\\ \mathbf{Cвш}=N(w(\mathbf{C1}+\mathbf{C3})+2s\mathbf{C2}+(lp-s)\mathbf{C5}), \end{gathered} \tag{3.2}$$

где **C1**, **L1**, **C2**, **L2**, **C3**, **L3**, **C5**, **L5** – матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции для 1, 2, 3 и 5 элементов соответственно; N – количество штырей активного или пассивного проводника, lp – длина штырей, w – ширина штырей (соответствует длине элементов 1 и 3) и s – расстояние между штырями (соответствует длине элементов 2 и 4). Так как **L2**=**L4** и **C2**=**C4**, то для учета элемента 4 в (3.2) вместо s(**L**2+**L**4) и s(**C**2+**C**4) использовано 2s**L**2 и 2s**C**2 соответственно.

На основе полученных матриц **Lвш** и **Cвш** можно вычислить модальные параметры [91]: разность задержек мод будет определяться как

$$\Delta\tau=\left|\sqrt{(L\text{вш}_{11}+L\text{вш}_m)(C\text{вш}_{11}-C\text{вш}_m)}-\sqrt{(L\text{вш}_{11}-L\text{вш}_m)(C\text{вш}_{11}+C\text{вш}_m)}\right|; \tag{3.3}$$

коэффициенты емкостной и индуктивной связи можно определить как

$$K_L=\frac{L\text{вш}_m}{L\text{вш}_{11}};\quad K_C=\frac{-C\text{вш}_m}{C\text{вш}_{11}}; \tag{3.4}$$

волновые сопротивления для четной (Z_e) и нечетной (Z_o) находятся как

$$Z_e=\sqrt{\frac{L\text{вш}_{11}+L\text{вш}_m}{C\text{вш}_{11}-C\text{вш}_m}};\quad Z_o=\sqrt{\frac{L\text{вш}_{11}-L\text{вш}_m}{C\text{вш}_{11}+C\text{вш}_m}}. \tag{3.5}$$

Подставляя (3.3), в (1.5) можно получить выражение для вычисления первой резонансной частоты ($|S_{21}|\to 0$ и $|S_{41}|\to 1$) через **L**вш и **C**вш:

$$f_{180} = \frac{1}{2\left|\sqrt{(L\text{вш}_{11} + L\text{вш}_m)(C\text{вш}_{11} - C\text{вш}_m)} - \sqrt{(L\text{вш}_{11} - L\text{вш}_m)(C\text{вш}_{11} + C\text{вш}_m)}\right|}. \quad (3.6)$$

Для согласования структуры и выравнивания амплитуд разложения на выходе МФ, значения сопротивлений в начале и конце активного и пассивного проводников выбираются как среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод [1]:

$$R = \sqrt{Z_e Z_o}. \quad (3.7)$$

Коэффициент ослабления каждого из разложенных импульсов (при выполнении условия (3.7)) [1]:

$$K_{\text{ослаб}} = \frac{\left(\sqrt{\frac{Z_e}{Z_o}} + 1\right)^2}{2\sqrt{\frac{Z_e}{Z_o}}}. \quad (3.8)$$

Для примера рассмотрена структура длиной l=100 мм с lp=1,4 мм (при N=71, s=0,4 мм и w=0,3 мм). Матрицы **L** и **C** для элементов структуры приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции для элементов МФ со встречно-штыревой структурой проводников при *lp*=1,4 мм

Элемент	**L**, нГн/м	**C**, пФ/м
1	$\begin{bmatrix} 824{,}67 & 302{,}31 \\ 302{,}31 & 373{,}34 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 33{,}67 & -28{,}7 \\ -28{,}7 & 112{,}37 \end{bmatrix}$
2(4)	$\begin{bmatrix} 896{,}74 & 325{,}3 \\ 325{,}3 & 896{,}74 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 24{,}43 & -6{,}34 \\ -6{,}4 & 24{,}43 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 373{,}34 & 302{,}31 \\ 302{,}31 & 824{,}67 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 112{,}37 & -28{,}7 \\ -28{,}7 & 33{,}67 \end{bmatrix}$
5	$\begin{bmatrix} 372{,}89 & 86{,}2 \\ 86{,}2 & 372{,}89 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 87{,}9 & -8{,}79 \\ -8{,}79 & 87{,}9 \end{bmatrix}$

С помощью (3.2) вычислены матрицы **L**вш и **C**вш для МФ с *lp*=1,4 мм:

$$\mathbf{L}\text{вш} = \begin{bmatrix} 76{,}45 & 31{,}36 \\ 31{,}36 & 76{,}45 \end{bmatrix} \text{ нГн}; \quad \mathbf{C}\text{вш} = \begin{bmatrix} 10{,}74 & -2{,}21 \\ -2{,}21 & 10{,}74 \end{bmatrix} \text{ пФ}. \qquad (3.9)$$

Из (3.3) видно, что $\mathbf{L}\text{вш}_1=\mathbf{L}\text{вш}_2$, $\mathbf{L}\text{вш}_{12}=\mathbf{L}\text{вш}_{21}$, $\mathbf{C}\text{вш}_1=\mathbf{C}\text{вш}_2$, $\mathbf{C}\text{вш}_{12}=\mathbf{C}\text{вш}_{21}$. Поэтому разность задержек мод МФ можно определить из (3.3). После подстановки элементов матрицы из (3.9) в (3.3), получим $\Delta\tau$=0,195 нс. Из таблицы 3.1 видно, что с помощью (1.5) разность задержек мод для этой структуры получилась равной 0,19 нс. Таким образом, результаты вычислений по (1.5) и по (3.3) хорошо согласуются.

Аналогичные вычисления выполнены для *lp*=2,1 мм (значения *l*, *N*, *s* и *w* такие же, как и при *lp*=1,4 мм). Матрицы **L** и **C** для элементов этой структуры представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции для элементов МФ со встречно-штыревой структурой проводников при *lp*=2,1 мм

Элемент	**L**, нГн/м	**C**, пФ/м
1	$\begin{bmatrix} 861{,}6 & 320{,}78 \\ 320{,}78 & 364{,}19 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 33{,}72 & -5{,}75 \\ -5{,}75 & 118{,}04 \end{bmatrix}$
2(4)	$\begin{bmatrix} 1000{,}4 & 372{,}44 \\ 372{,}44 & 1000{,}4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 20{,}73 & -5{,}75 \\ -5{,}75 & 20{,}73 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 364{,}19 & 320{,}78 \\ 320{,}78 & 861{,}6 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 118{,}04 & -5{,}75 \\ -5{,}75 & 32{,}74 \end{bmatrix}$
5	$\begin{bmatrix} 372{,}89 & 86{,}2 \\ 86{,}2 & 372{,}89 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 87{,}9 & -8{,}79 \\ -8{,}79 & 87{,}9 \end{bmatrix}$

Матрицы **L**вш и **C**вш для МФ с *lp*=2,1 мм следующие:

$$\mathbf{L}\text{вш} = \begin{bmatrix} 82{,}91 & 34{,}82 \\ 34{,}82 & 82{,}91 \end{bmatrix} \text{ нГн}; \quad \mathbf{C}\text{вш} = \begin{bmatrix} 15{,}02 & -2{,}18 \\ -2{,}18 & 15{,}02 \end{bmatrix} \text{ пФ}. \qquad (3.10)$$

Подставив (3.10) в (3.9), получим разность задержек мод, равную 0,32 нс. Из таблицы 3.1 видно, что с помощью (1.5) разность задержек мод для этой структуры также получилась равной 0,32 нс. Таким образом, результаты вычислений разности задержек мод для структуры с *lp*=2,1 мм по (1.5) и (3.9) совпадают.

Для рассматриваемых структур вычислены значения коэффициентов связи, волновых сопротивлений и коэффициента ослабления. Из (3.4) получены значения K_L=0,41 и K_C=0,205 при *lp*=1,4 мм и K_L=0,42 и K_C=0,145 при *lp*=2,1 мм. Подставив (3.9) и (3.10) в (3.5), получим Z_e=112,4 Ом, Z_o=59 Ом для структуры с *lp*=1,4 мм и Z_e=95,8 Ом, Z_o=52,9 Ом для структуры с *lp*=2,1 мм. Из (3.8) определим, что при *lp*=1,4 мм $K_{\text{ослаб}}$=2,05 раза, а при *lp*=2,1 мм $K_{\text{ослаб}}$=2,04 раза.

Для проверки выражений (3.3) и (3.8) выполнено моделирование без учета потерь. Для этого построена схема в TALGAT (рисунок 3.13). Значение сопротивлений определено из (3.7): *R*=81,4 Ом для структуры с *lp*=1,4 мм и *R*=71,2 Ом для структуры с *lp*=2,1 мм. Параметры линий передачи задавались

через **L**вш и **C**вш. На структуру воздействовал импульс э.д.с. амплитудой 5 В и длительностью 0,03 нс. Формы э.д.с. и напряжений на входе и выходе МФ длиной 0,1 м с *lp*=1,4 мм и *lp*=2,1 мм представлены на рисунке 3.14. Из графиков видно, что при *lp*=1,4 мм задержка первого импульса составила 0,765 нс, а второго – 0,96 нс (разность задержек мод равна 0,195 нс). При *lp*=2,1 мм задержка первого импульса составила 0,909 нс, а второго – 1,229 нс (разность задержек мод равна 0,32 нс). Ослабление амплитуды импульсов в обоих случаях составило 2,05 раза (2,5 В на входе и 1,22 В на выходе МФ). Таким образом, результаты аналитических оценок и моделирования совпадают.

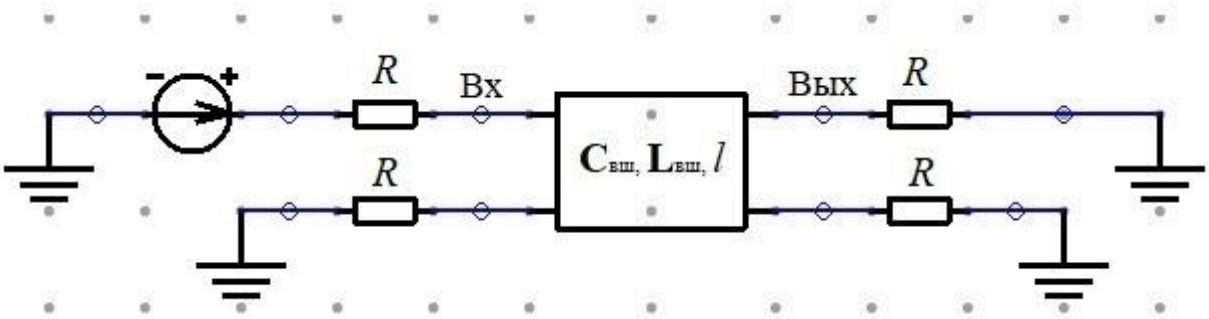


Рисунок 3.13 – Принципиальная схема МФ со встречно-штыревой структурой проводников в TALGAT

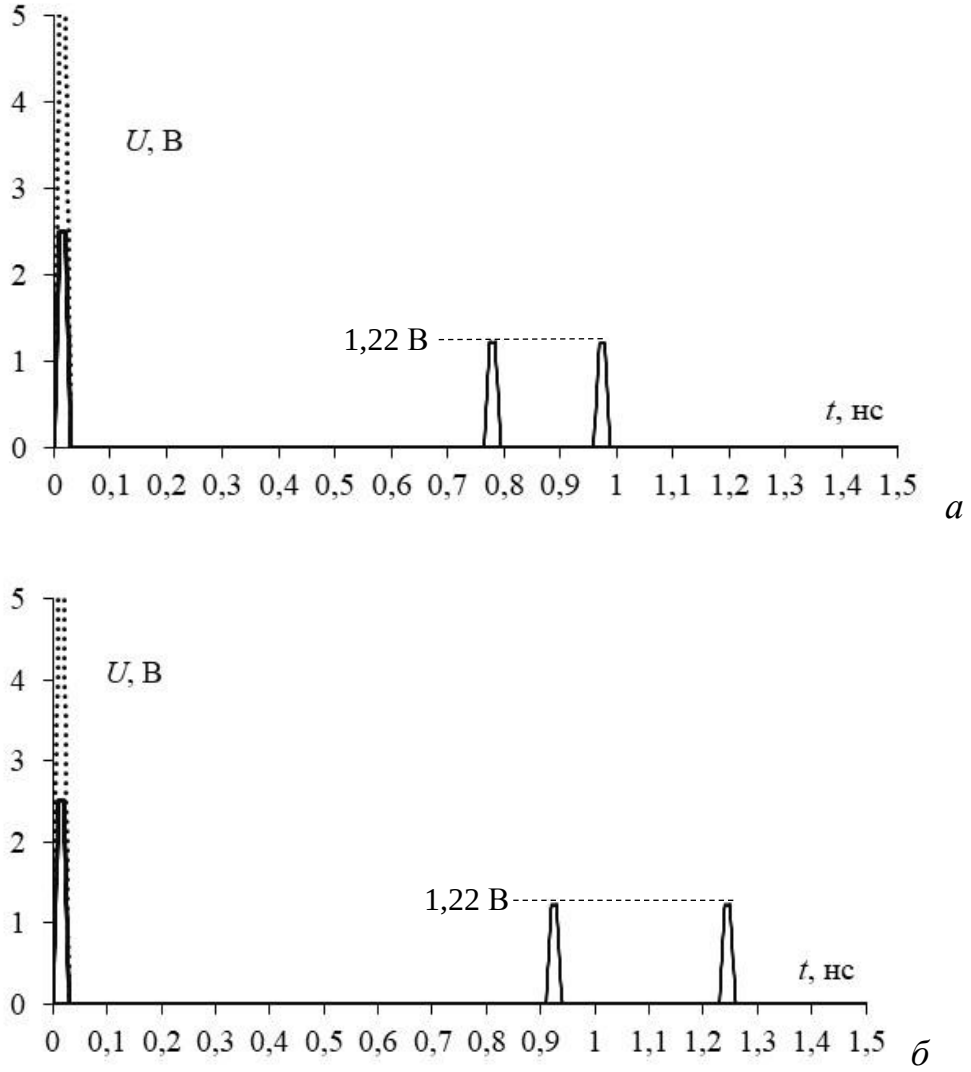


Рисунок 3.14 – Формы э.д.с. (···) и напряжения на входе (─) и выходе (—) активного проводника МФ со встречно-штыревой структурой проводников при длине штырей *lp*=1,4 мм (*а*) и *lp*=2,1 мм (*б*)

3.4 Оптимизация параметров встречно-штыревой топологии

В данном разделе выполнена оптимизация параметров МФ со встречно-штыревой топологией в области связи для реализации защиты оборудования Fast Ethernet от импульсов с максимальной длительностью [92]. Оптимизации выполнена методом доверительных областей, представлены ее результаты.

Известно, что увеличение разности задержек мод в МФ сопровождается уменьшением ширины полосы пропускания [93]. Однако задачу увеличения

разности задержек мод и сохранения требуемой полосы пропускания МФ можно решить путем оптимизации.

Оптимизировалась структура с lp=1,4 мм. Результаты оптимизации сравнивались с результатами моделирования исходной структуры (рисунок 3.5 а) и с результатами моделирования встречно-штыревой структуры (рисунок 3.6 а).

Оптимизация выполнена по критериям максимизации коэффициента передачи ($|S_{21}|\rightarrow 1$) в частотном диапазоне от 0 до 1 ГГц и минимизации частоты первого резонанса $f_{180}\rightarrow$min. Сумма этих двух критериев позволит увеличить разность задержек мод и сохранить требуемую ширину полосы пропускания. Интервал изменения параметров взят равным +/- 50 %, при постоянной длине структуры. После оптимизации были получены значения параметров s=0,384 мм и w=0,18 мм. S-параметры для оптимизированной структуры показаны на рисунке 3.15. Из него следует, что f_{180}=1,21 ГГц при полосе пропускания 0,48 ГГц.

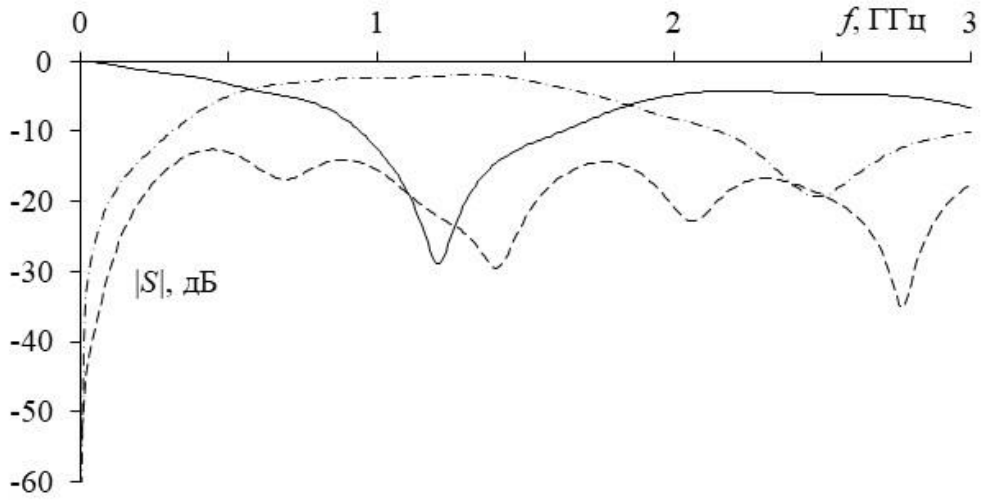


Рисунок 3.15 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (– – –), $|S_{21}|$ (——), $|S_{41}|$ (–·–) для встречно-штыревой структуры после оптимизации

На основе полученных результатов, для каждой структуры вычислены значения разностей задержек мод. Данные значения и значения ширины полосы пропускания для всех структур сведены в таблице 3.4.

Рисунок 3.4 – Значения разностей задержек мод и ширины полосы пропускания

Структура	Разность задержек мод (нс)	Полоса пропускания (ГГц)
Исходная	0,085	2,25
Встречно-штыревая	0,17	1,18
Встречно-штыревая после оптимизации	0,41	0,48

Таким образом, использование встречно-штыревой топологии в области связи позволило увеличить разность задержек мод в 2 раза по отношению к исходной структуре МФ. После оптимизации этой структуры, разность задержек мод увеличилась в 5 раз по сравнению с исходной структурой. Следовательно, можно предположить, что для обеспечения полосы пропускания 100 МГц, достаточно взять длину МФ со встречно-штыревой топологией около 0,48 м. Это позволит увеличить разность задержек мод до 2 нс.

3.5 Макет модального фильтра со встречно-штыревой структурой проводников

В данном разделе представлен макет МФ со встречно-штыревой структурой проводников (рисунок 3.16) [94]. Геометрические размеры фильтра, значения сопротивлений нагрузки и материал диэлектрика выбраны такими же, как в оптимизированной встречно-штыревой структуре МФ для Fast Ethernet. Длина проводников равна 0,3 м. Стоит отметить, что размеры макета МФ со встречно-штыревой структурой проводников составляют 58×12 мм, а МФ 4 – 155×12 мм. Таким образом удалось получить уменьшение длины макета МФ в 2,87 раза.

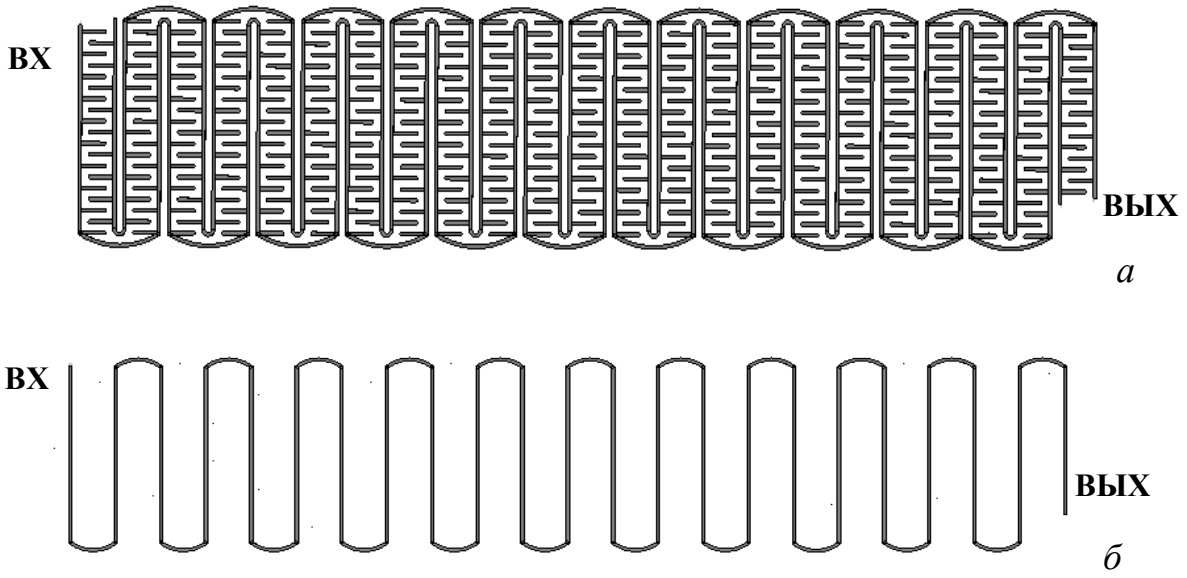
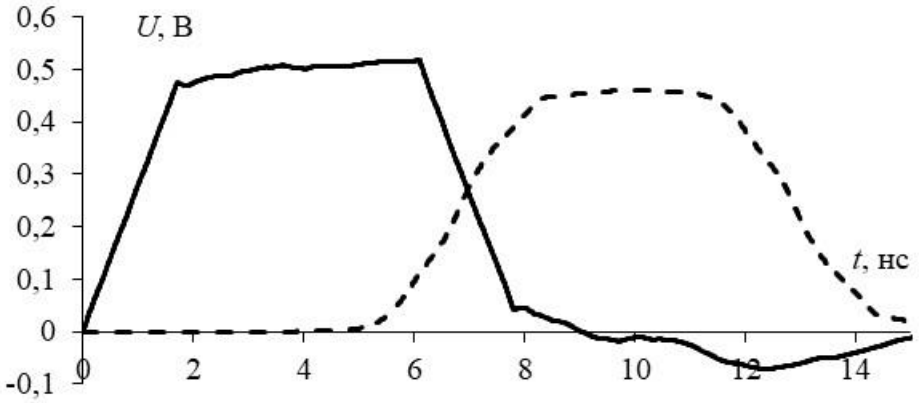


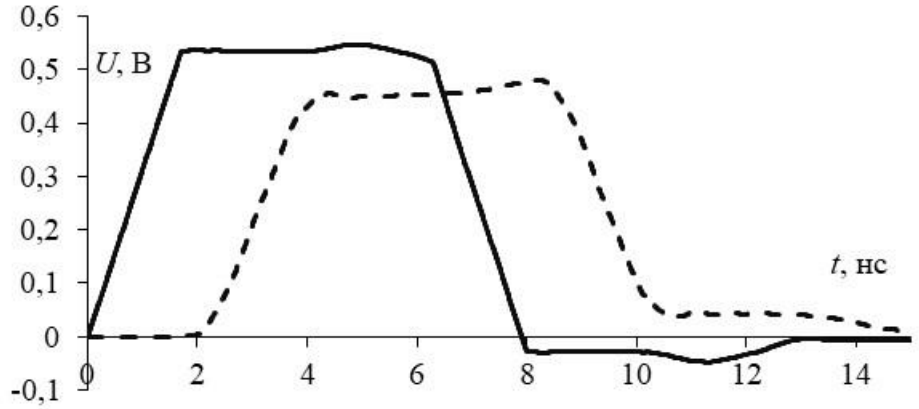
Рисунок 3.16 – Проводники МФ со встречно штыревой топологией: сторона Top (*а*), сторона Bottom (*б*)

Для проверки корректности работы конструкции выполнено электродинамическое моделирование с учетом потерь. Результаты моделирования сравниваются с результатами моделирования структуры МФ 4, представленной на рисунке 2.6, без учета каскадирования и с включением 100 Ом на обоих концах пассивного проводника. На вход структуры подавались два типа сигнала. В первом случае подавался импульс сигнала Ethernet длительностью 8 нс и амплитудой 1 В (рисунок 3.17). Видно, что импульс проходит без значительных искажений, однако наблюдаются небольшие различия амплитуды сигнала на входе и выходе МФ (0,54 В и 0,46 В) из-за различия волнового сопротивления и сопротивлений на входе и выходе линии, а также из-за влияния потерь. Во втором случае подавался помеховый СКИ длительностью 0,3 нс и амплитудой 10 В. Формы напряжения на входе и выходе активного проводника при воздействии СКИ представлены на рисунке 3.18. Разность задержек мод в МФ 4 составила 1,1 нс. Однако на графике импульсы находятся близко из-за значительного завала фронта первого импульса. Ослабление составило 4,1 раза. Во встречно-штыревой структуре разность задержек мод равна 1,15 нс и ослабление составляет 3,4 раза. Также видно, что

амплитуда отражений на входе во встречно-штыревой структуре значительно меньше, чем в МФ 4.

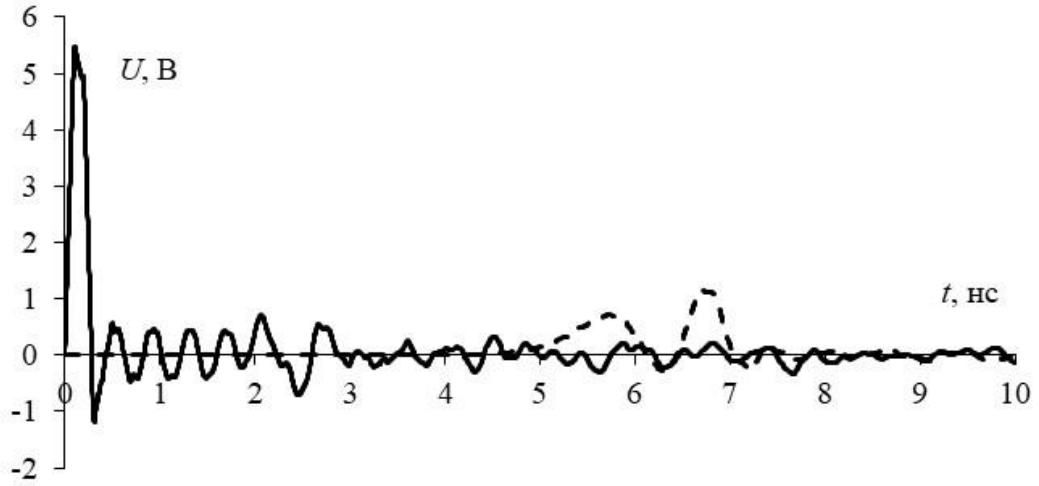


а

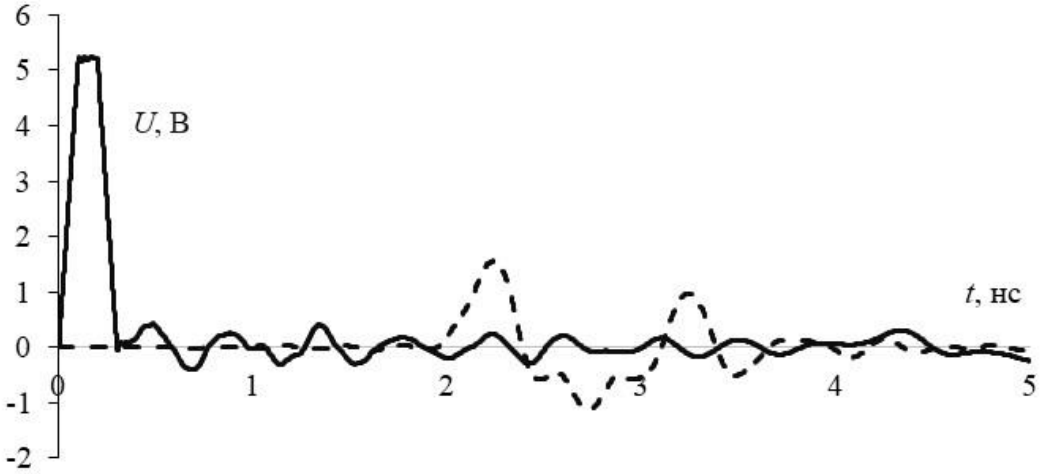


б

Рисунок 3.17 – Формы напряжения при воздействии полезного сигнала на входе (—) и выходе (- -) МФ 4 без каскадирования (*а*) и встречно-штыревого МФ (*б*)



а



б

Рисунок 3.18 – Формы напряжения на входе (—) и выходе (- -) структур МФ при воздействии СКИ: МФ 4 без каскадирования (*а*) и встречно-штыревого МФ (*б*)

Выполнено сравнение частотных зависимостей $|S_{21}|$ МФ 4 и макета МФ со встречно-штыревой структурой проводников. Результаты моделирования представлены на рисунке 3.19. Из графика видно, что полоса пропускания во встречно-штыревой структуре составляет 157 МГц, а в МФ 4 – 125 МГц, в то время как резонанс во встречно-штыревой структуре находится на частоте 434 МГц, а в МФ 4 – на 287 МГц. Как видно из графиков, при близких значениях разности задержек мод, значения резонансной частоты сильно различаются. Это

объясняется сворачиванием проводников в меандр с большим количеством полувитков в МФ 4. Как следствие, усиливаются взаимные связи полувитков, что приводит к понижению резонансной частоты и полосы пропускания. Таким образом, выражение (1.5) не применимо для структур в виде меандра с большим числом полувитков.

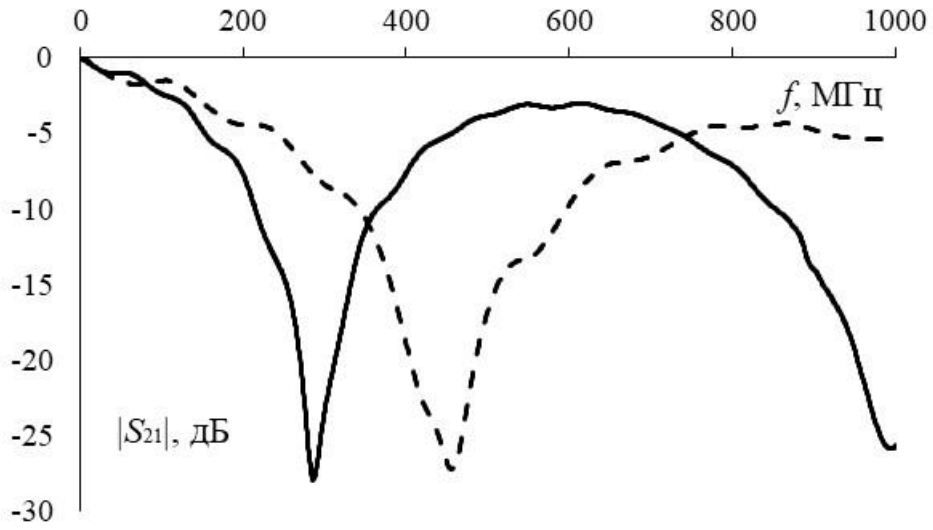
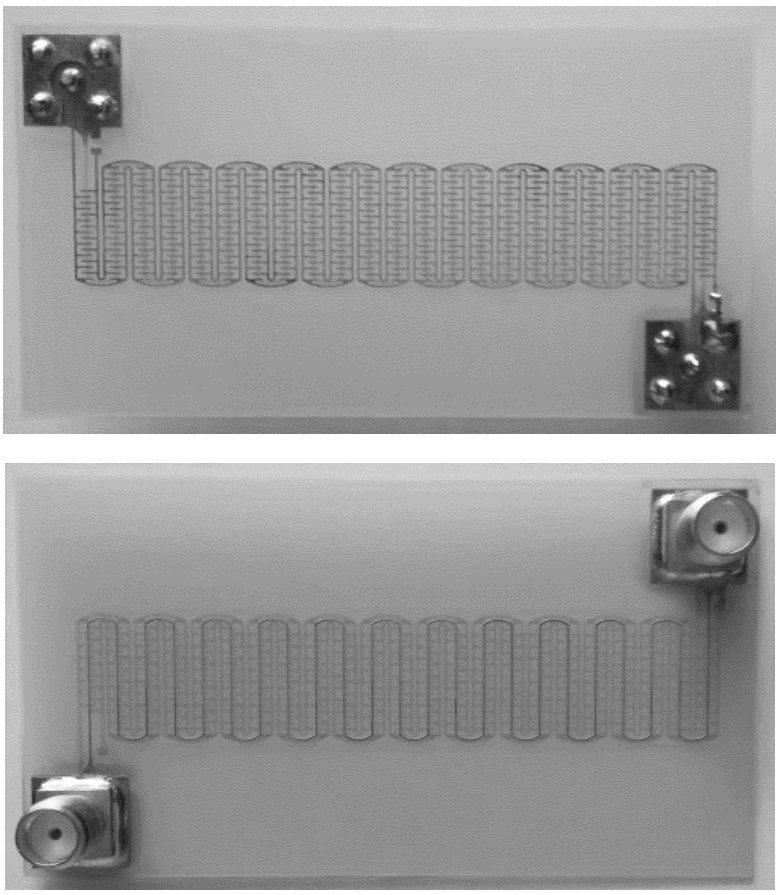


Рисунок 3.19 – Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ макета встречно-штыревого МФ (—) и МФ 4 без учета каскадирования (- -)

Изготовлен макет МФ со встречно-штыревой структурой проводников (рисунок 3.20).

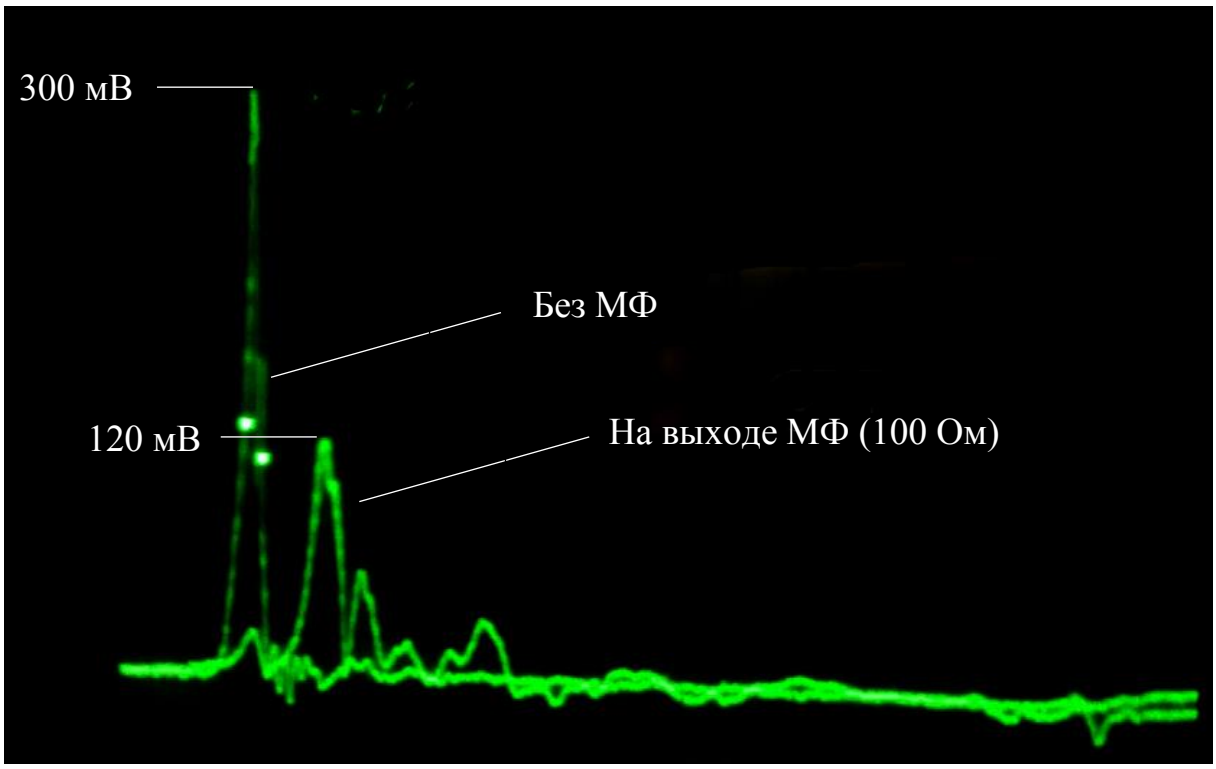


а

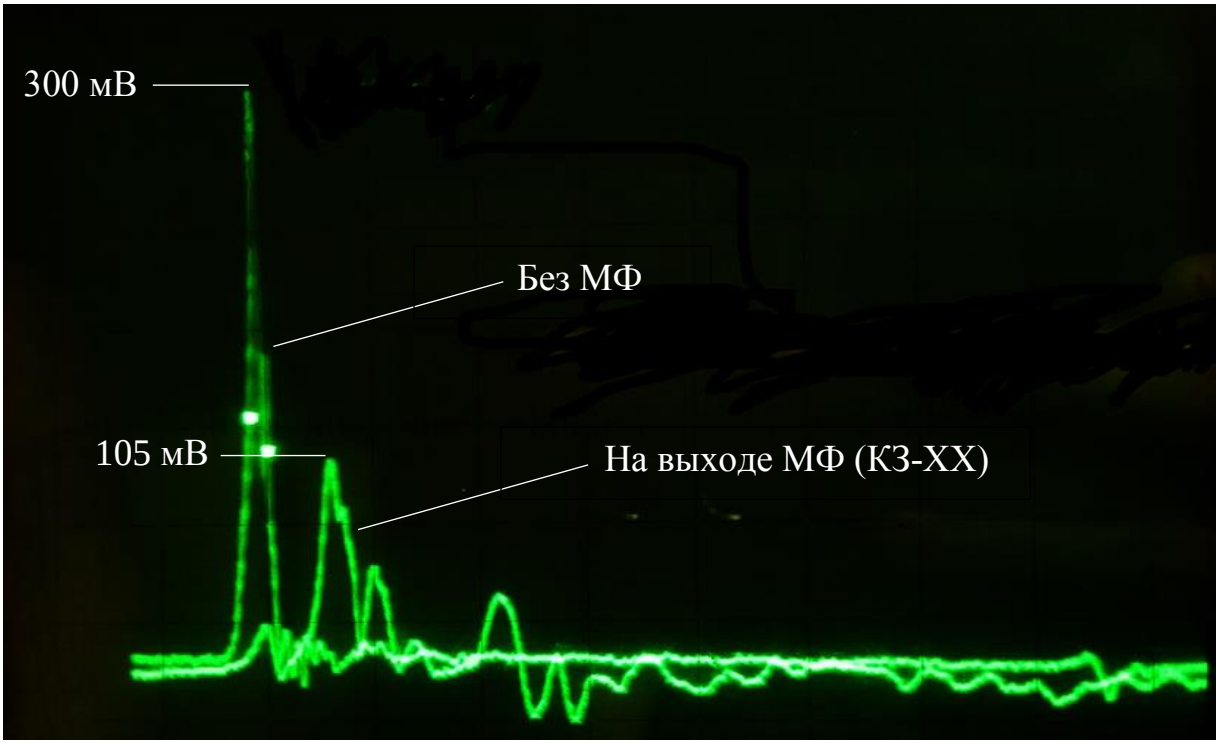
б

Рисунок 3.20 – Фотографии сверху (*а*) и снизу (*б*)
макета МФ со встречно-штыревой структурой проводников

С помощью осциллографа С9-11 измерены формы напряжения на выходе МФ при воздействии СКИ длительностью 0,3 нс. Формы напряжения на входе осциллографа без подключения МФ, а также на выходе МФ при включении пассивного проводника в режиме 100 Ом на обоих концах и в режиме КЗ-ХХ, показаны на рисунке 3.21. Результаты измерений показали, что МФ ослабляет СКИ в 2,5 раза при включении пассивного проводника в режиме 100 Ом и в 2,85 раза – при КЗ-ХХ. Результаты эксперимента подтверждают способность МФ со встречно-штыревой структурой проводников разлагать СКИ. Различия с результатами моделирования объясняются другим волновым сопротивлением тракта измерительного оборудования (50 Ом) и влиянием соединителей SMA.



а



б

Рисунок 3.21 – Формы напряжения на выходе МФ со встречно-штыревой структурой проводников при включении пассивного проводника в режиме 100 Ом (*а*) и в режиме КЗ-ХХ (*б*)

С помощью прибора Р4М-18 измерена частотная зависимость $|S_{21}|$ макета

встречно-штыревого МФ в частотном диапазоне до 3000 МГц. Полученные зависимости для МФ с резисторами сопротивлением 100 Ом в начале и конце пассивного проводника и при включении пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ представлены на рисунке 3.22. В структуре с включением пассивного проводника в режиме 100 Ом наблюдается ослабление более 10 дБ на частотах от 1200 МГц до 1800 МГц и от 2300 МГц до 2700 МГц. На частотах выше 2700 МГц ослабление превышает 20 дБ. При включении пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ более выражены пульсации во всем диапазоне частот, чем при режиме 100 Ом. Кроме того, в структуре с включением пассивного проводника в режиме 100 Ом полоса пропускания составляет 109 МГц, а при КЗ-ХХ – 85 МГц. Поэтому конструкция встречно-штыревого МФ с включением пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ менее предпочтительная для защиты оборудования Fast Ethernet от СКИ, чем структура с включением пассивного проводника в режиме 100 Ом.

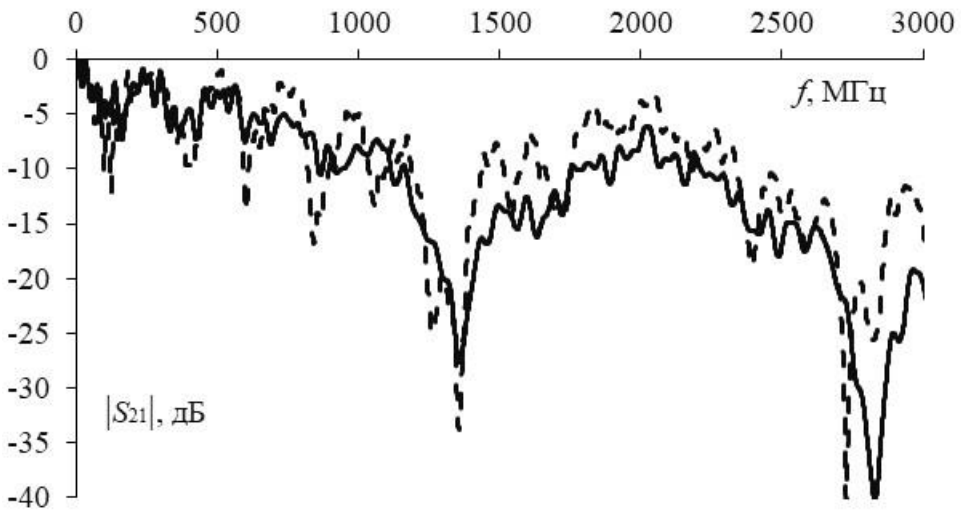


Рисунок 3.22 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ макета МФ со встречно-штыревой структурой проводников при включении пассивного проводника в режиме 100 Ом (—) и КЗ-ХХ (- -)

3.6 Основные результаты главы

Представлены результаты моделирования структур МФ с периодическим

профилем области связи проводников. Исследовано влияние пилообразного профиля области связи проводников на изменение задержки нечетной моды МФ. Задержка импульса нечетной моды оказалась на 5,7 нс больше, чем в исходной структуре. При этом, задержка импульса четной моды осталась неизменной.

Исследованы частотные характеристики МФ с различными периодическими профилями области связи, а также их влияние на разность задержек мод. Использование встречно-штыревой топологии позволяет увеличить значение разности задержек мод в 2,2 раза (при длине штырей *lp*=1,4 мм) и 4 раза (при *lp*=1,4 мм) относительно исходной. Однако расстояние между активным и пассивным проводниками увеличилось до 1,8 и 2,5 мм, соответственно. Применение топологии *L*-типа приводит к увеличению разности задержки мод в 2,8 раза, а расстояние между активным и пассивным проводниками увеличивается до 1,8 мм. Следовательно, топология *L*-типа по сравнению со встречно-штыревой при *lp*=1,4 мм позволяет увеличить разность задержек мод в 1,4 раза. Спиралевидная топология увеличивает разность задержек мод в 4,5 раза, а расстояние между активным и пассивным проводниками – до 2,5 мм. Следовательно, использование данной топологии по сравнению со встречно-штыревой при *lp*=2,1 мм позволяет увеличить разность задержек мод в 1,13 раза. Добавление покрытия позволило увеличить разность задержек мод: в исходной структуре в 2,23 раза, во встречно-штыревой – в 2,42 раза при *lp*=1,4 мм и в 2,68 раза при *lp*=2,1 мм, в *L*-образной – в 2,39 раза и в спиралевидной – в 2,51 раза.

Предложен способ и получены выражения для вычисления матриц погонных коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукций встречно-штыревого МФ. С помощью аналитических выражений вычислены значения разности задержек мод, коэффициентов емкостной и индуктивной связи, волновых сопротивлений четной и нечетной мод и коэффициента ослабления. Выполнено квазистатическое моделирование без учета потерь, результаты которого согласуются с результатами вычисления

разности задержек мод и коэффициента ослабления.

Выполнена оптимизация параметров МФ со встречно-штыревой топологией в области связи для реализации защиты оборудования Fast Ethernet от импульсов с максимальной длительностью. После оптимизации этой структуры, разность задержек мод увеличилась в 5 раз по сравнению с исходной структурой. Построен макет МФ со встречно-штыревой структурой проводников. Моделирование макета показало, что максимальная амплитуда СКИ на выходе равна 1,6 В (ослабление в 3,38 раза), при этом разность задержек мод составила 1,2 нс. Измерены формы напряжения на выходе МФ при воздействии СКИ длительностью 0,3 нс. Результаты измерения показали, что МФ ослабляет СКИ в 2,5 раза при включении пассивного проводника в режиме 100 Ом и в 2,85 раза – при КЗ-ХХ. Измерена частотная зависимость $|S_{21}|$ макета встречно-штыревого МФ в частотном диапазоне до 3000 МГц. В структуре с включением пассивного проводника в режиме 100 Ом наблюдается ослабление более 10 дБ на частотах от 1200 МГц до 1800 МГц и от 2300 МГц до 2700 МГц. На частотах свыше 2700 МГц ослабление превышает 20 дБ. При включении пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ получено худшее ослабление и более выраженные пульсации во всем диапазоне частот, чем при режиме 100 Ом. Кроме того, в структуре с включением пассивного проводника в режиме 100 Ом полоса пропускания составляет 109 МГц, а при КЗ-ХХ – 85 МГц. Поэтому конструкция встречно-штыревого МФ с включением пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ менее предпочтительная для защиты оборудования Fast Ethernet от СКИ, чем структура с включением пассивного проводника в режиме 100 Ом.

4 МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОБОРУДОВАНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

В данном разделе представлены выбор и обоснование МФ для защиты оборудования КА от СКИ [95–97]. Выполнено моделирование форм напряжения на выходе МФ при воздействии ЭСР. Представлена разработка низкоомного МФ для защиты оборудования КА от СКИ в синфазном и противофазном режимах.

4.1 Выбор и обоснование структуры

При разработке МФ для защиты оборудования КА от СКИ, распространяющихся по СШЭП, учитывались следующие требования: максимальный ток 10 А, максимально допустимое напряжение 600 В, волновое сопротивление тракта 50 Ом, длительность помехового СКИ 0,45 нс. Согласно этим требованиям и IPC-2221B [98] рассчитана минимальная ширина проводника. На внутреннем слое (при покрытии ПП компаундом) она составляет 2,589 мм. При заданных условиях допустимое расстояние между проводниками ПП составляет 2 мм (согласно ГОСТ Р 55490-2013 и ГОСТ 23751-86) [99, 100]. В качестве материала диэлектрика используется стеклотекстолит. По ГОСТ 12652-74 гарантированное значение пробивного напряжения для стеклотекстолита толщиной 1 мм составляет 28 кВ [101]. Относительная диэлектрическая проницаемость стеклотекстолита (ε_r) принята равной 5, а тангенс угла потерь 0,035 на частоте 1 МГц.

В соответствии с описанными требованиями разработана структура МФ с лицевой связью. В программе TALGAT найдены оптимальные геометрические параметры, при которых среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод равно 49,84 Ом: w=5,5 мм, s=2 мм, t=0,105 мм, h=0,79 мм. При заданных параметрах допускается нагрев проводников на 3°С. Поперечное сечение структуры и схема включения представлены на рисунке 4.1.

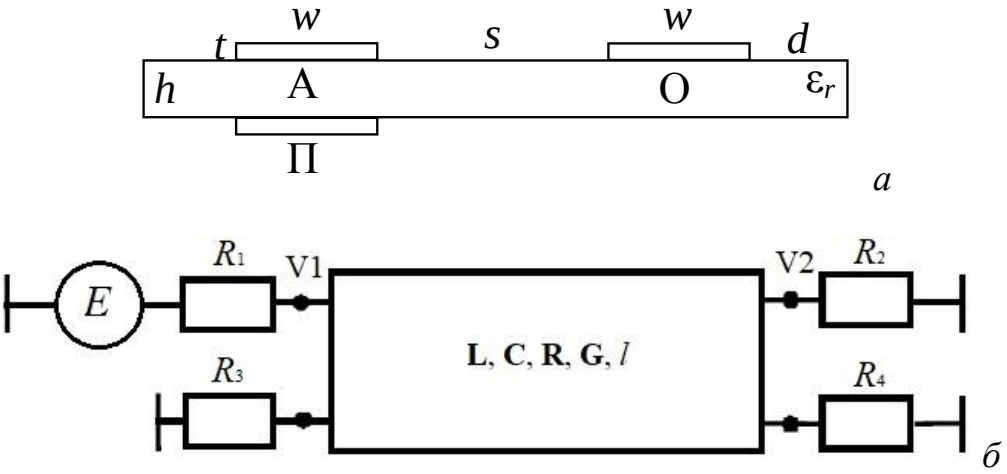


Рисунок 4.1 – Поперечное сечение МФ с лицевой связью для защиты оборудования КА, где проводники: А – активный, П – пассивный и О – опорный (*а*), и схема включения МФ (*б*)

Для оценки влияния асимметрии на характеристики МФ выполнено сравнение матриц погонных коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукции ассиметричной (рисунок 4.1) и симметричной (рисунок 4.2) структур с лицевой связью. Геометрические параметры симметричной структуры такие же, как и у асимметричной, при этом проводник расположен внутри диэлектрика. Значения **L** и **C** для двух структур представлены в таблице 4.1. Видно, что отклонения этих значений у ассиметричной структуры по сравнению с симметричной незначительны.

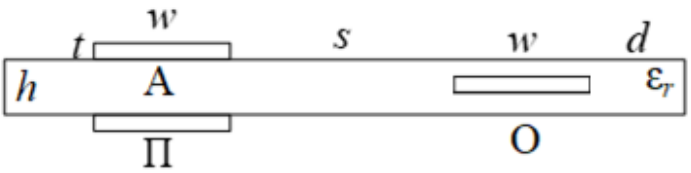


Рисунок 4.2 – Поперечное сечение симметричного МФ с лицевой связью

Таблица 4.1 – Матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции

Структура	**L**, нГн/м	**C**, пФ/м
Симметричная	$\begin{bmatrix} 571{,}171 & 498{,}726 \\ 498{,}726 & 571{,}171 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 347{,}508 & -330{,}175 \\ -330{,}175 & 347{,}508 \end{bmatrix}$
Асимметричная	$\begin{bmatrix} 570{,}551 & 500{,}879 \\ 500{,}879 & 570{,}551 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 347{,}192 & -330{,}563 \\ -330{,}563 & 347{,}192 \end{bmatrix}$

С помощью квазистатического анализа вычислены формы напряжения на входе и выходе МФ при воздействии СКИ с временем фронта, спада и плоской вершины по 0,15 нс и амплитудой э.д.с. 1 В. Для предварительной оценки длина проводников выбрана равной 1 м. Результаты моделирования при R_3=R_4=50 Ом представлены на рисунке 4.3. Из графика видно, что амплитуда СКИ ослабилась с 0,5 В до 0,12 В, то есть в 4,17 раза. При этом разность задержек мод МФ равна 2,8 нс. Таким образом, для полного разложения импульса длительностью 0,45 нс достаточна длина проводников 0,17 м. Однако рекомендовано иметь запас длины для разложения импульса с большей длительностью.

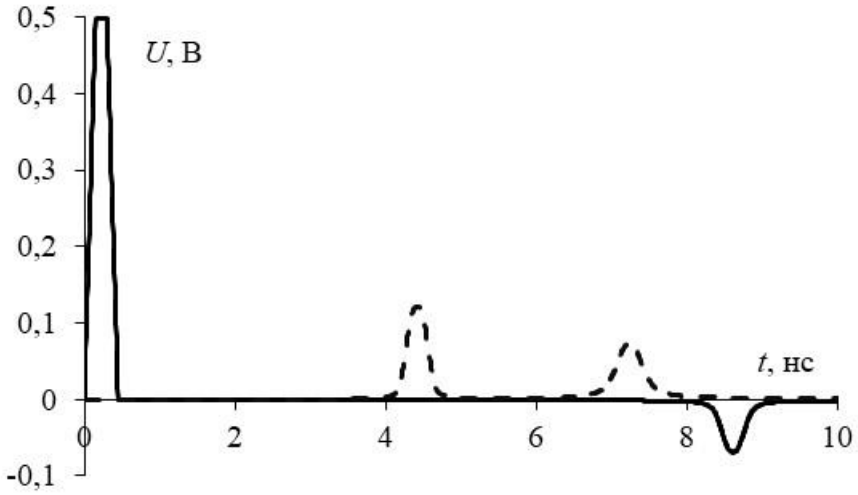


Рисунок 4.3 – Формы напряжения на входе (—)
и выходе (- -) МФ при воздействии СКИ

С помощью электродинамического моделирования с учетом потерь исследовано влияние формы полувитков на частотную зависимость

коэффициента передачи МФ. Выполнено сравнение частотной зависимости $|S_{21}|$ трех полувитков МФ (рисунок 4.4) и линии МФ прямой формы этой же длины (l=92 мм). Результаты сравнения представлены на рисунке 4.5. Из графика видно, что на частотных характеристиках наблюдаются небольшие различия. Однако с применением витков ширина полосы пропускания и значения резонансной частоты сохраняются – 135 МГц и 2000 МГц соответственно. Следовательно, использование меандровой формы не влияет на важные характеристики МФ.

Рисунок 4.4 – Три полувитка МФ

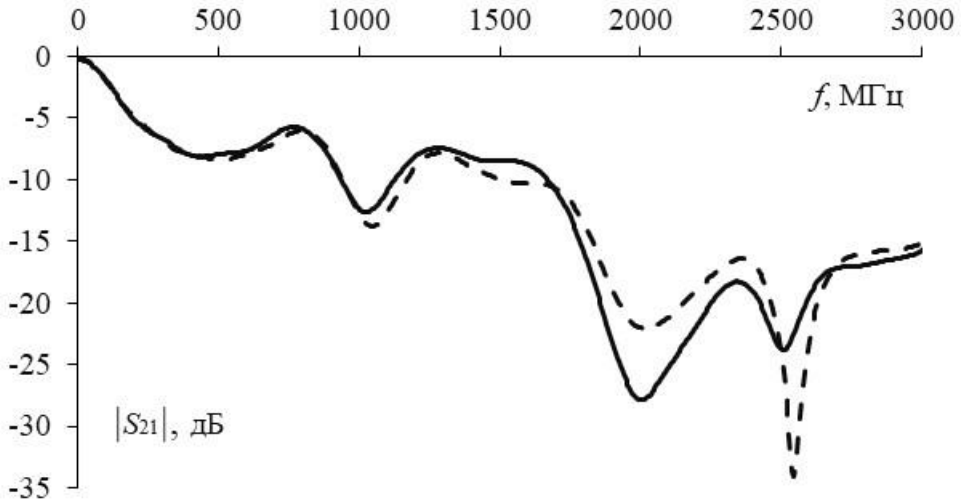


Рисунок 4.5 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ с проводниками в форме прямой линии (——) и в форме трех полувитков (- -)

4.2 Разработка макета

В заданных условиях эксплуатации СШЭП, размер ПП МФ не должен превышать 110×50 мм. Исходя из этих требований и результатов предварительного моделирования, предложена конструкция макета МФ. Для уменьшения размеров ПП МФ проводники выполнены в виде меандра. Длина проводников макета составила 0,276 м, а размер ПП 105×45 мм. Виды сверху и снизу модели макета МФ показаны на рисунке 4.6.

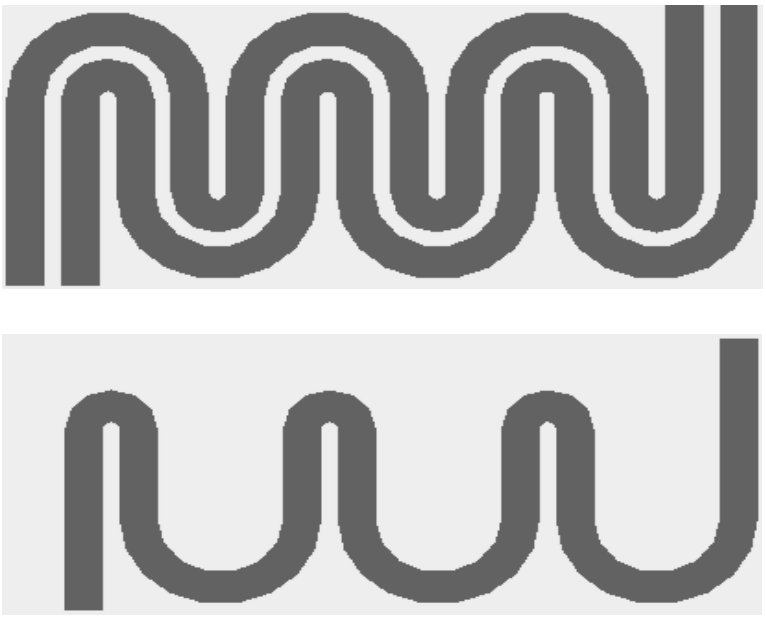


Рисунок 4.6 – Модель макета МФ: виды сверху (*а*) и снизу (*б*)

Вначале выполнено моделирование в программе TALGAT без учета влияния витков (проводники полагались прямыми). Вычислены формы напряжения на выходе МФ при воздействии СКИ. Сопротивления на концах активного проводника полагались равными 50 Ом. В работе [76] показано, что добиться большего ослабления СКИ в МФ возможно путем включения начала и конца пассивного проводника в режимах ХХ и КЗ. Поэтому при моделировании пассивный проводник МФ включался в трех разных режимах: 50 Ом на обоих концах, КЗ-ХХ и ХХ-КЗ. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.7. Из графиков определено ослабление амплитуды СКИ на выходе МФ как 0,5E/V2. При R_3=R_4=50 Ом получено ослабление в 3,65 раза, а в режимах КЗ-

ХХ и в ХХ-КЗ – 6,41 раза. Результаты электродинамического моделирования той же структуры с учетом влияния витков (формы проводников как на рисунке 4.6) также представлены на рисунке 4.7. При R_3=R_4=50 Ом получено ослабление в 4 раза, а в режиме КЗ-ХХ и ХХ-КЗ – 7,14 раза. Таким образом, в режимах включения пассивного проводника КЗ-ХХ и ХХ-КЗ получено почти в 2 раза большее ослабление СКИ, чем при R_3=R_4=50 Ом. Различие результатов квазистатического и электродинамического анализа связано с учетом сворачивания структуры в меандр.

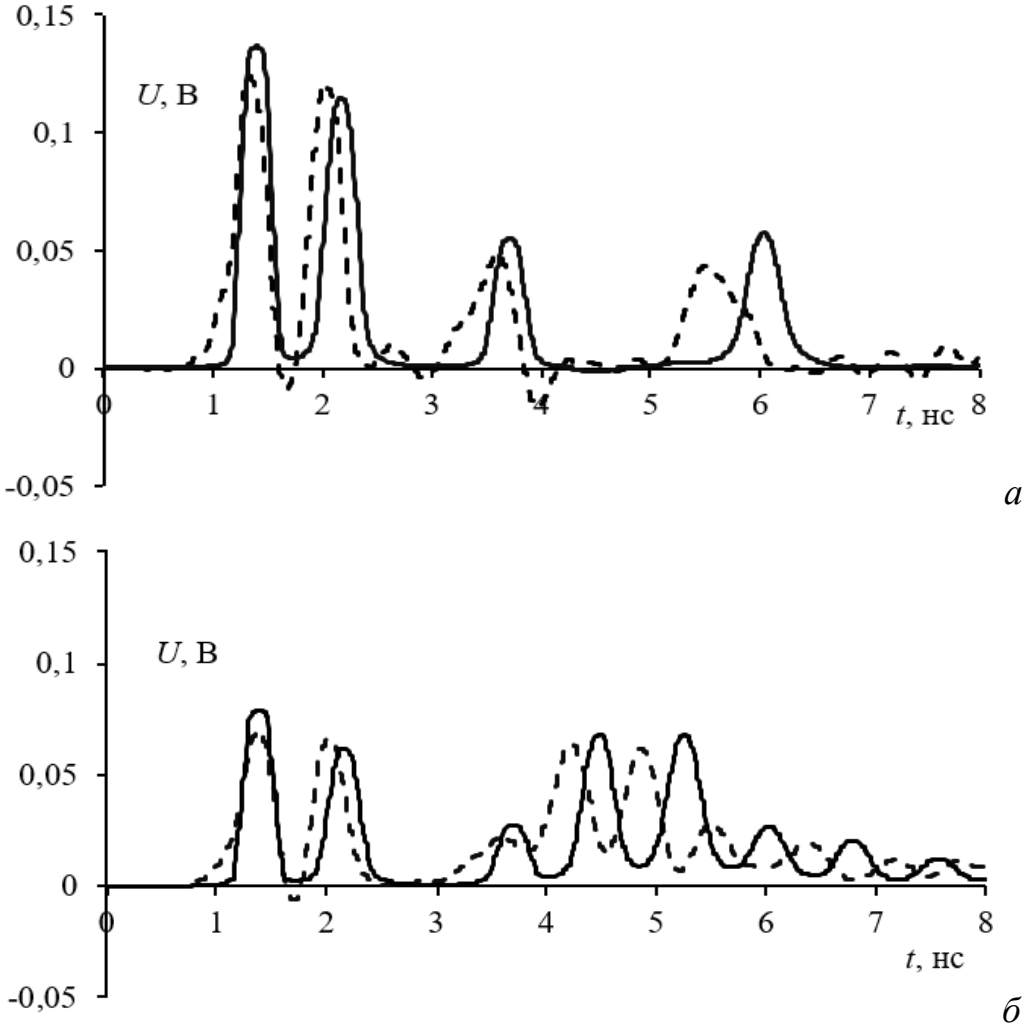


Рисунок 4.7 – Формы напряжения на выходе МФ, вычисленные квазистатическим (—) и электродинамическим (---) анализом при режимах включения пассивного проводника: R_3=R_4=50 Ом (*а*), КЗ-ХХ и ХХ-КЗ (совпадают) (*б*)

С помощью электродинамического анализа вычислены частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ с включением пассивного проводника в режимах КЗ-ХХ и ХХ-КЗ (Рисунок 4.8). Эти зависимости совпадают. Из графика видно, что полоса пропускания МФ равна 63 МГц, а частота первого резонанса – 172 МГц.

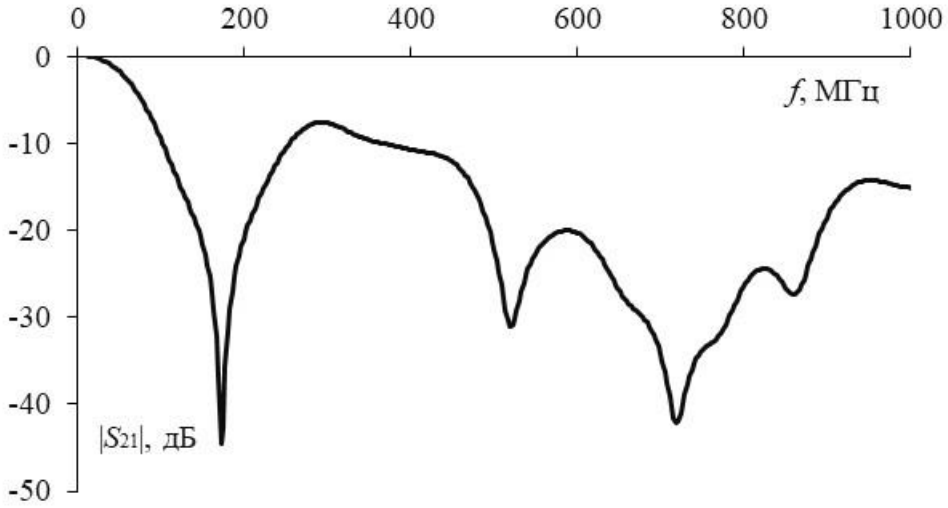


Рисунок 4.8 – Вычисленные (электродинамический анализ) частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ при пассивном проводнике в режимах КЗ-ХХ и ХХ-КЗ (совпадают)

На основе полученных результатов реализован прототип МФ. На рисунке 4.9 представлены фото прототипа с видами сверху и снизу. Масса устройства составляет 7 г.

а

б

Рисунок 4.9 – Прототип ПП МФ с лицевой связью:
виды сверху (*а*) и снизу (*б*)

Измерена частотная зависимость $|S_{21}|$ МФ с помощью измерителя модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-40. Подключение измерительной установки показано на рисунке 4.10, а результаты измерения приведены на рисунке 4.11 с результатами электродинамического анализа из рисунка 4.8. По измерениям полоса пропускания составляет 60 МГц, а частота первого резонанса – 144 МГц. Отклонение от результатов моделирования определяется различием значений ε_r и учета потерь.

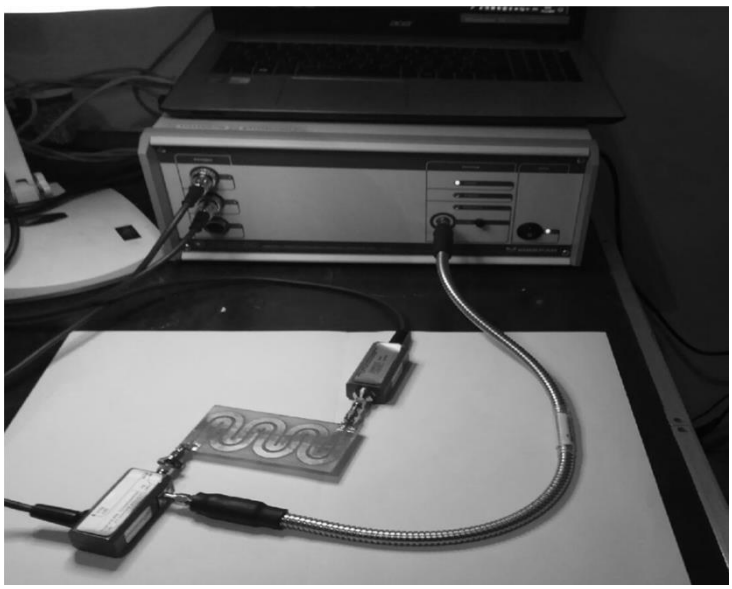


Рисунок 4.10 – Подключение МФ к измерительной установке

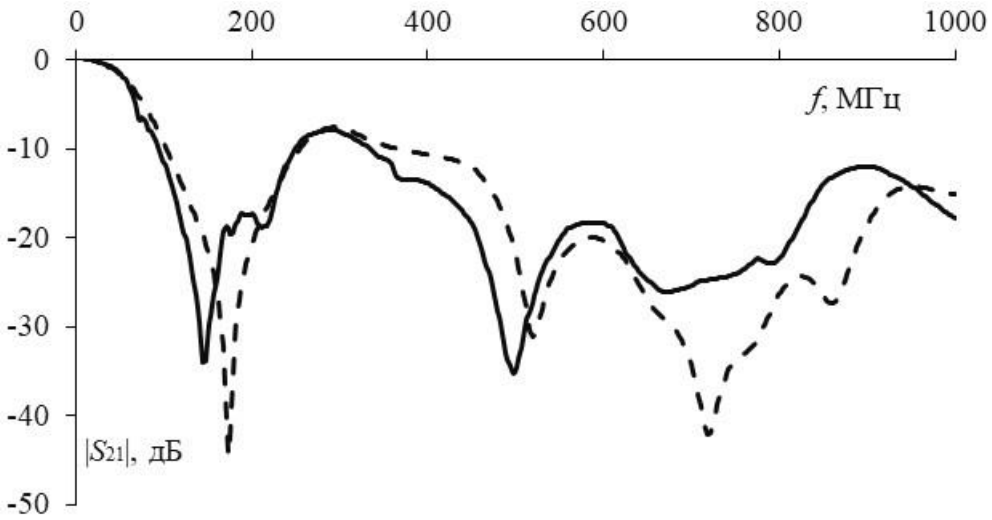


Рисунок 4.11 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ:
измеренная (—) и вычисленная (---)

Измерены формы напряжения на входе осциллографа С9-11 при воздействии СКИ амплитудой 0,713 В и длительностью 0,3 нс по уровню 0,5 его амплитуды. Измерения выполнены без МФ и при включении МФ между генератором и осциллографом. Результаты измерения представлены на рисунке 4.12. Амплитуда напряжения на входе осциллографа при включении МФ составляет 0,127 В. Таким образом получено ослабление в 5,61 раза.

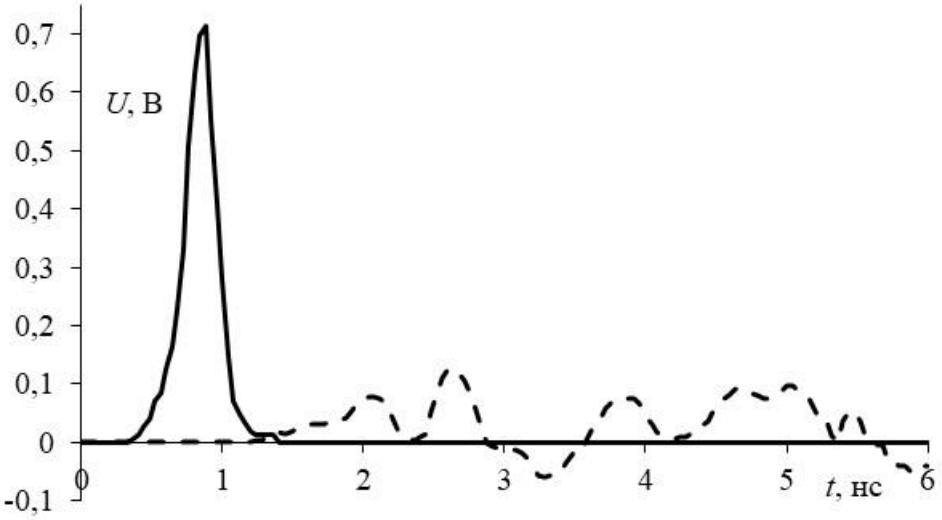


Рисунок 4.12 – Формы напряжения на входе осциллографа С9-11 при воздействии СКИ без МФ (—) и с МФ (- -)

4.3 Моделирование воздействия электростатического разряда

Вычислены формы напряжения на выходе МФ при воздействии ЭСР. Исследована структура МФ с лицевой связью, представленная на рисунке 4.1. В качестве входного воздействия использовался импульс ЭСР [102], представленный на рисунке 4.13.

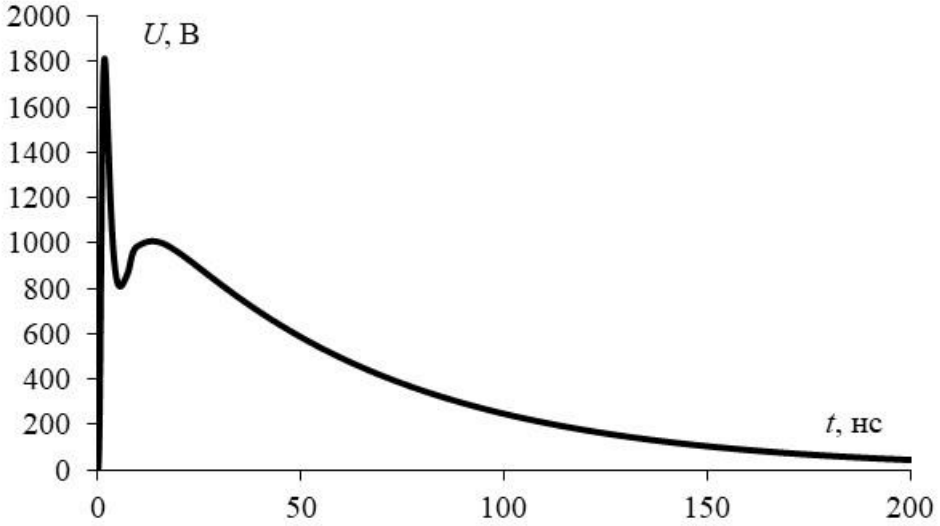


Рисунок 4.13 – Форма напряжения входного ЭСР

С помощью электродинамического анализа исследованы формы напряжения на выходе МФ при R_3=R_4=50 Ом. Длина структуры изменялась следующим образом: 0,276 м (исходная), 1 м, 2 м, 3 м. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.14. Из графиков найдено наилучшее ослабление пикового значения напряжения ЭСР как 0,5E/Uвых. В структуре исходной длины максимальная амплитуда ЭСР ослабляется в 1,83 раза (497 В), а максимальное ослабление составляет 2,75 раза (331 В) при длине МФ 3 м.

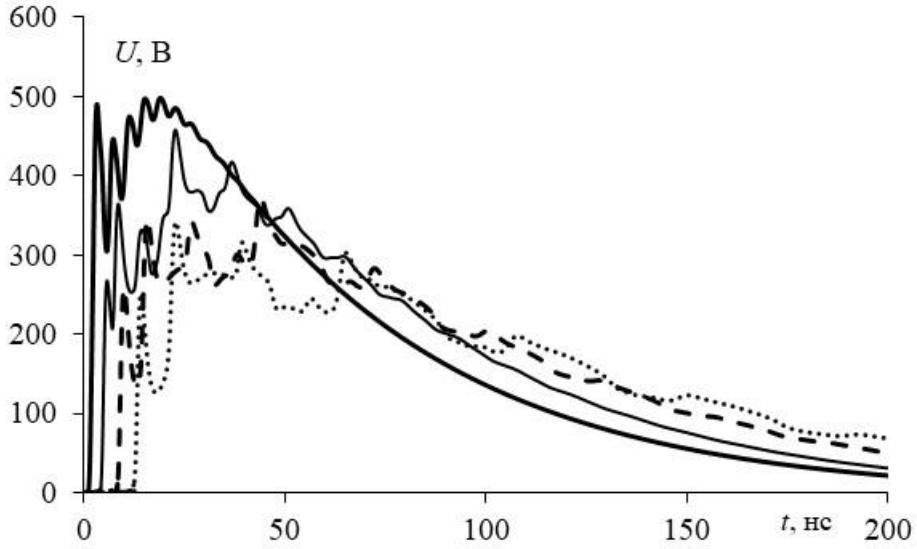


Рисунок 4.14 – Форма напряжения при воздействии ЭСР на выходе МФ длиной 0,276 м (▬), 1 м (—), 2 м (- -) и 3 м (· · ·) при R_3=R_4=50 Ом

Формы напряжения на выходе МФ при включении пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ представлены на рисунке 4.15. В структуре исходной длины максимальная амплитуда ЭСР ослабляется в 1,61 раза (565 В), а максимальное ослабление составляет 2,97 раза (306 В) при длине МФ 3 м.

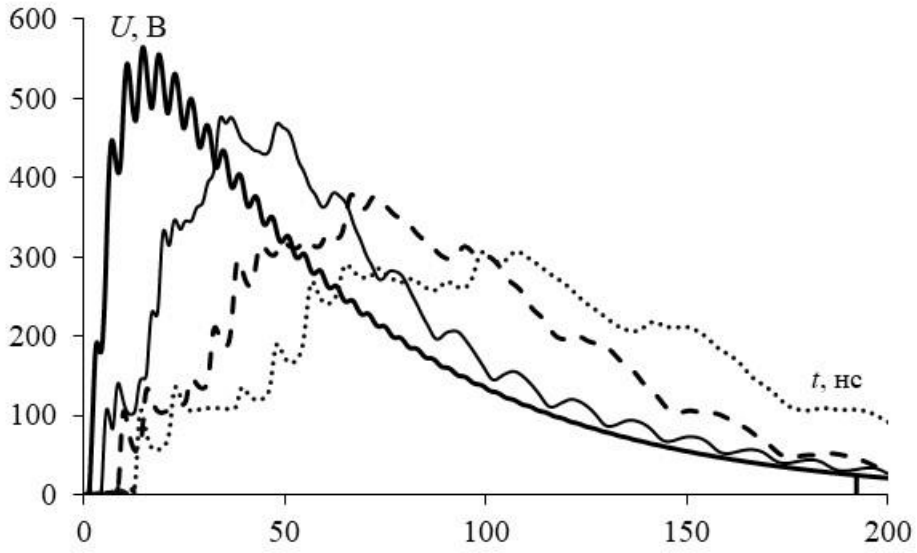


Рисунок 4.15 – Формы напряжения при воздействии ЭСР на выходе МФ длиной 0,276 м (▬),1 м (—), 2 м (- -) и 3 м (· · ·) при включении пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ

Формы напряжения на выходе МФ при включении пассивного проводника в режиме ХХ-КЗ представлены на рисунке 4.16. Как видно, при таком включении получено худшее ослабление. Так, в структуре исходной длины максимальная амплитуда ЭСР ослабляется в 1,23 раза (743 В), а максимальное ослабление составляет 1,97 раза (462 В) при длине МФ 3 м.

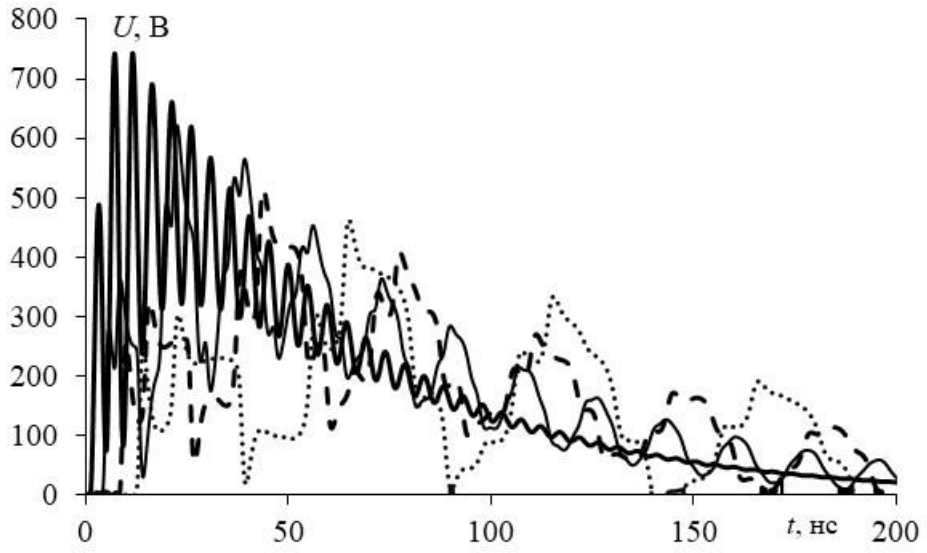


Рисунок 4.16 – Формы напряжения при воздействии ЭСР на выходе МФ длиной 0,276 м (▬)1 м (—), 2 м (- -) и 3 м(· · ·) при включении пассивного проводника в режиме ХХ-КЗ

Таким образом, результаты квазистатического анализа показали, что наилучшее ослабление пикового значения амплитуды ЭСР в МФ исходной длины получено при R_3=R_4=50 Ом (1,83 раза). Однако для ослабления ЭСР наиболее предпочтительно использовать МФ длиной 3 м с включением пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ (ослабление в 2,97 раза).

4.4 Двухслойный модальный фильтр

Исследована конструкция двухслойного МФ с лицевой связью. Поперечное сечение структуры представлено на рисунке 4.17. Значения геометрических параметров: w=5,5 мм, s=2 мм, h_1=0,79 мм, h_2=0,5 мм. Материал подложки – стеклотекстолит с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r=5. Отличительной особенностью структуры является то, что два активных проводника соединяются между собой в начале и конце, также, как и опорные. Это позволяет в 2 раза увеличить максимально допустимый протекаемый ток в МФ. Пассивный проводник включался в режиме КЗ-ХХ.

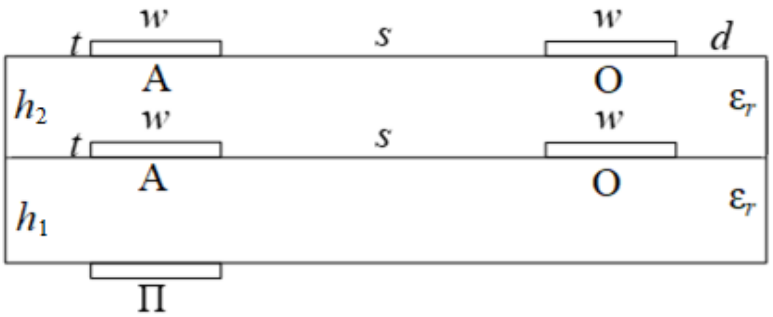


Рисунок 4.17 – Поперечное сечение двухслойного МФ с лицевой связью

С помощью электродинамического анализа вычислены формы напряжения на входе и выходе двухслойного МФ при воздействии СКИ длительностью 0,45 нс (рисунок 4.18). Из графика видно, что амплитуда напряжения на выходе МФ равна 0,82 В (ослабление в 5,9 раз). На рисунке 4.19 приведена частотная зависимость $|S_{21}|$. Из графика видно, что на частотах выше 500 МГц наблюдается большое затухание. Это объясняет завал СКИ на входе и выходе МФ.

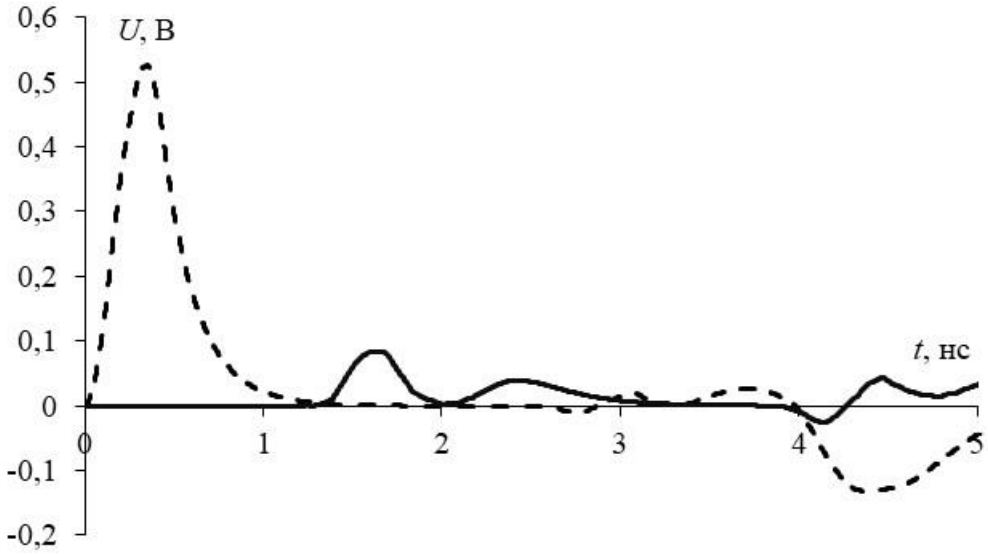


Рисунок 4.18 – Формы напряжения на входе (- - -) и выходе (—) двухслойного МФ с лицевой связью

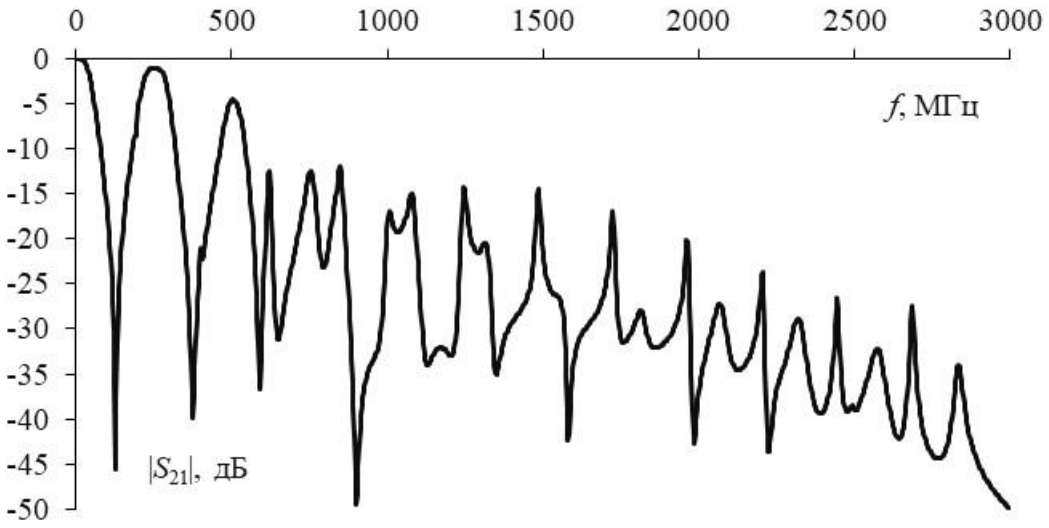


Рисунок 4.19 – Вычисленная частотная зависимость $|S_{21}|$ двухслойного МФ с лицевой связью

4.5 Низкоомный модальный фильтр

При эксплуатации СШЭП, МФ также, как и помехоподавляющий фильтр, предполагается помещать в специальный алюминиевый корпус. Немаловажным фактором при проектировании являются массогабаритные характеристики устройства защиты в корпусе. Сборка СШЭП без проводных отводов, закрепленная на панели при помощи кронштейнов, скоб и планок, на двух из которых расположен помехозащитный фильтр, представлена на рисунке 4.20.

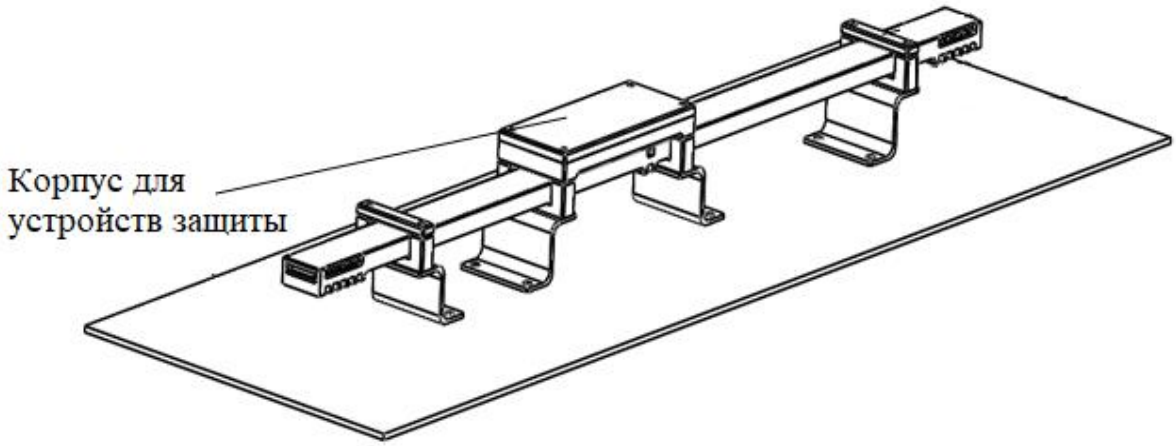


Рисунок 4.20 – Изометрический вид закрепленной на панели СШЭП (без проводных отводов) [103]

Начальная конструкция корпуса имеет геометрические размеры 110×48×8,5 мм^3 и толщину стенок t=2 мм (рисунок 4.21). Позже ширина корпуса была уменьшена до 44 мм. При этом необходимо минимизировать длину конструкции.

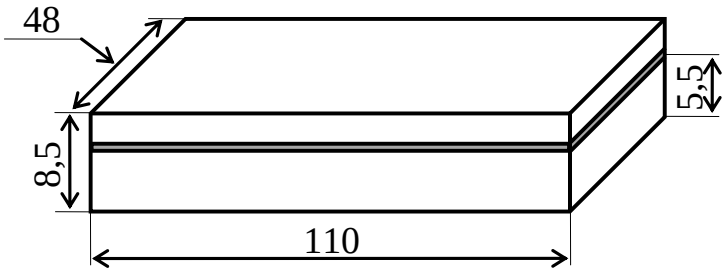


Рисунок 4.21 – Исходная геометрическая модель предполагаемого корпуса для устройства защиты [104]

С учетом геометрических параметров корпуса, ширина ПП МФ не может быть более 40 мм. При этом необходимо сохранять расстояние от стенок корпуса до проводников МФ не менее 2 мм для уменьшения влияния стенок на характеристики МФ и во избежание электрического пробоя. Таким образом, ширина исследуемых конструкций МФ ($2w+s$) не превышает 36 мм.

Поперечное сечение исследуемого МФ представлено на рисунке 4.1.

Рассмотрена структура на подложке из стеклотекстолита (ε_r=5). В соответствии с результатами выбора и обоснования структуры (раздел 4.1) сохранялись следующие геометрические размеры s=2 мм, t=0,105 мм. Толщина подложки h выбрана равной 0,5 мм. При такой толщине обеспечивается сильная связь активного и пассивного проводников с опорным, при достаточной жесткости конструкции.

Вычислены значения максимально допустимого тока I_{max} в зависимости от ширины проводника (рисунок 4.22). Расчеты выполнялись в соответствии со стандартами ECSS-Q-ST-30-11C [105] и ГОСТ В 23584-79 [106]. При ширине проводника w=17 мм максимально допустимый ток I_{max} равен 21,69 А в соответствии с ECSS-Q-ST-30-11C и 15,94 А в соответствии с ГОСТ В 23584-79. Для обеспечения I_{max}=10 А (в соответствии с ТЗ ФЦП-2017-ТУСУР-2), значение w должно быть равно 7,9 мм по ECSS-Q-ST-30-11C и 10,7 мм по ГОСТ В 23584-79.

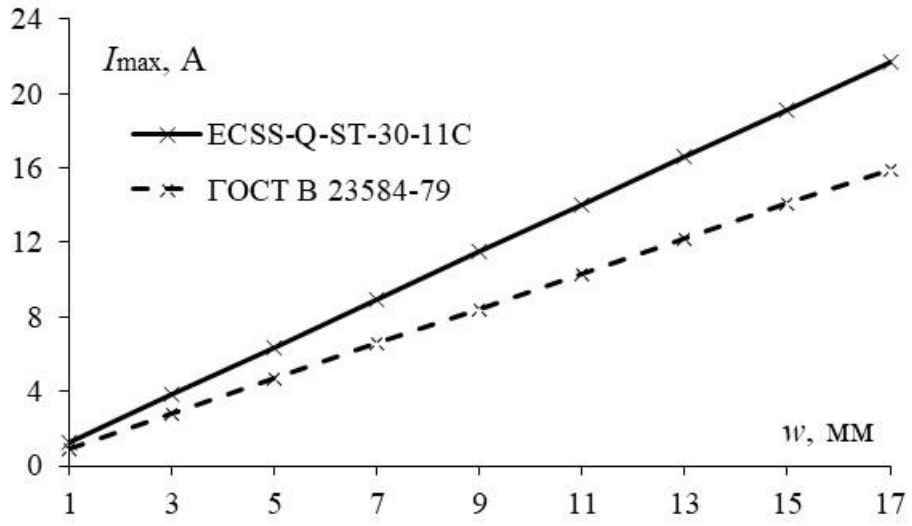


Рисунок 4.22 – Зависимость максимально допустимого тока I_{max} от ширины проводника w

С помощью квазистатического анализа вычислены значения погонных параметров МФ при изменении ширины проводника с 1 мм до 17 мм с шагом 2 мм. Вычислялись среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод ($Z_в$), модуль разности задержек мод $|\Delta\tau|$ и коэффициенты

электромагнитной (L_{11}, L_{22}, L_{12}) и электростатической (C_{11}, C_{22}, C_{12}) индукции. Полученные зависимости представлены на рисунке 4.23. Из графиков видно, что при увеличении ширины проводников значение $Z_в$ уменьшается, а $|\Delta\tau|$ увеличивается. При w=17 мм, значение $|\Delta\tau|$ равно 3,5 нс/м, а $Z_в$ – 23,11 Ом. Имеет место возрастание C и уменьшение L в противофазном режиме. Стоит отметить, что уменьшение L является весьма актуальной задачей, так как это уменьшает перенапряжения, связанные с переходными процессами [107].

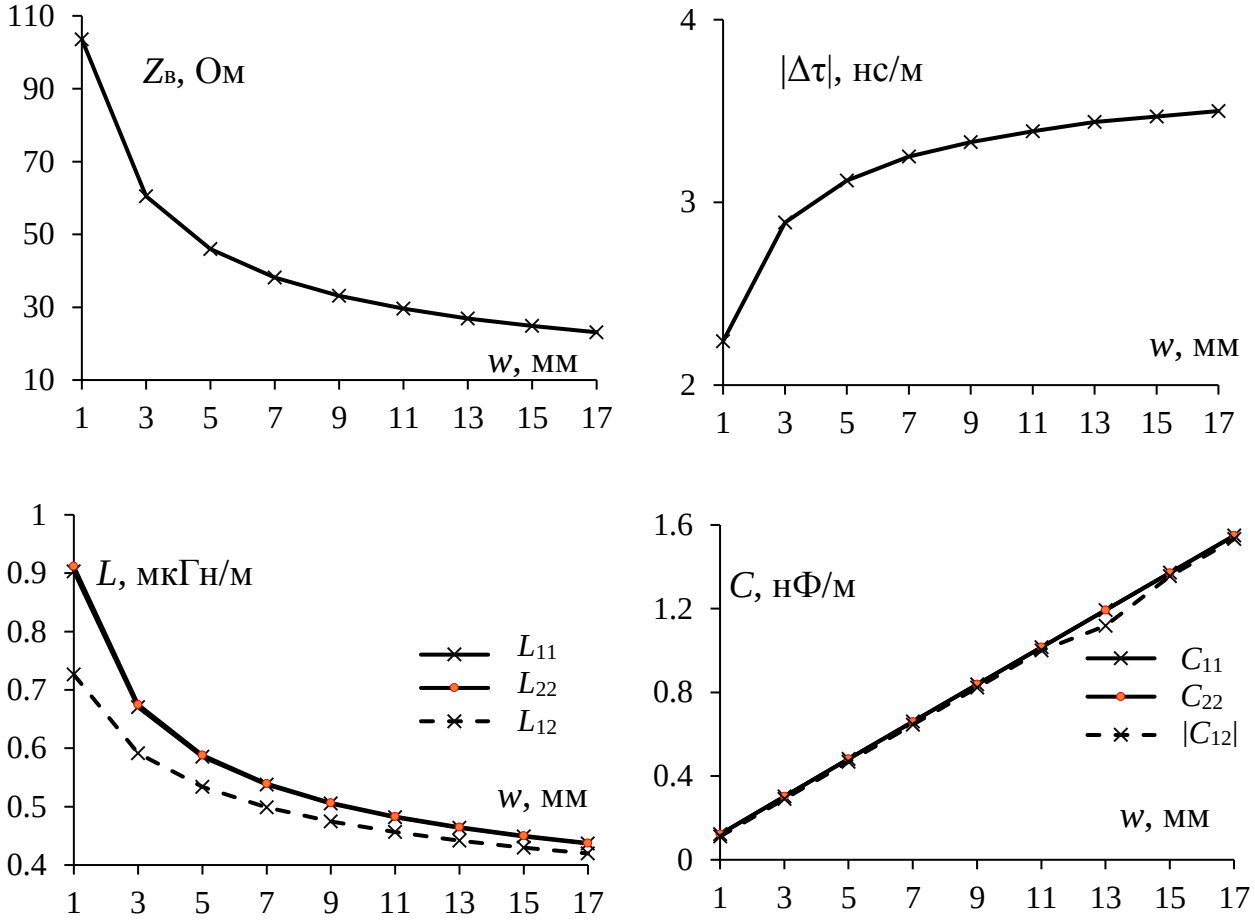


Рисунок 4.23 – Зависимости параметров МФ с лицевой связью на подложке из стеклотекстолита от ширины проводника w

Аналогично вычислены зависимости $Z_в$, $|\Delta\tau|$ и C от w для МФ на керамической подложке (ε_r=10). Так как значения L не зависят от материала диэлектрика, то они повторно не представляются. Геометрические размеры МФ не изменялись. Полученные зависимости представлены на рисунке 4.24. Из

графиков видно, что значения |Δτ| и *C* больше, а значения $Z_в$ меньше, чем для МФ на подложке из стеклотекстолита. При *w*=17 мм, значение |Δτ| составляет 6,01 нс/м, а $Z_в$ – 18,33 Ом.

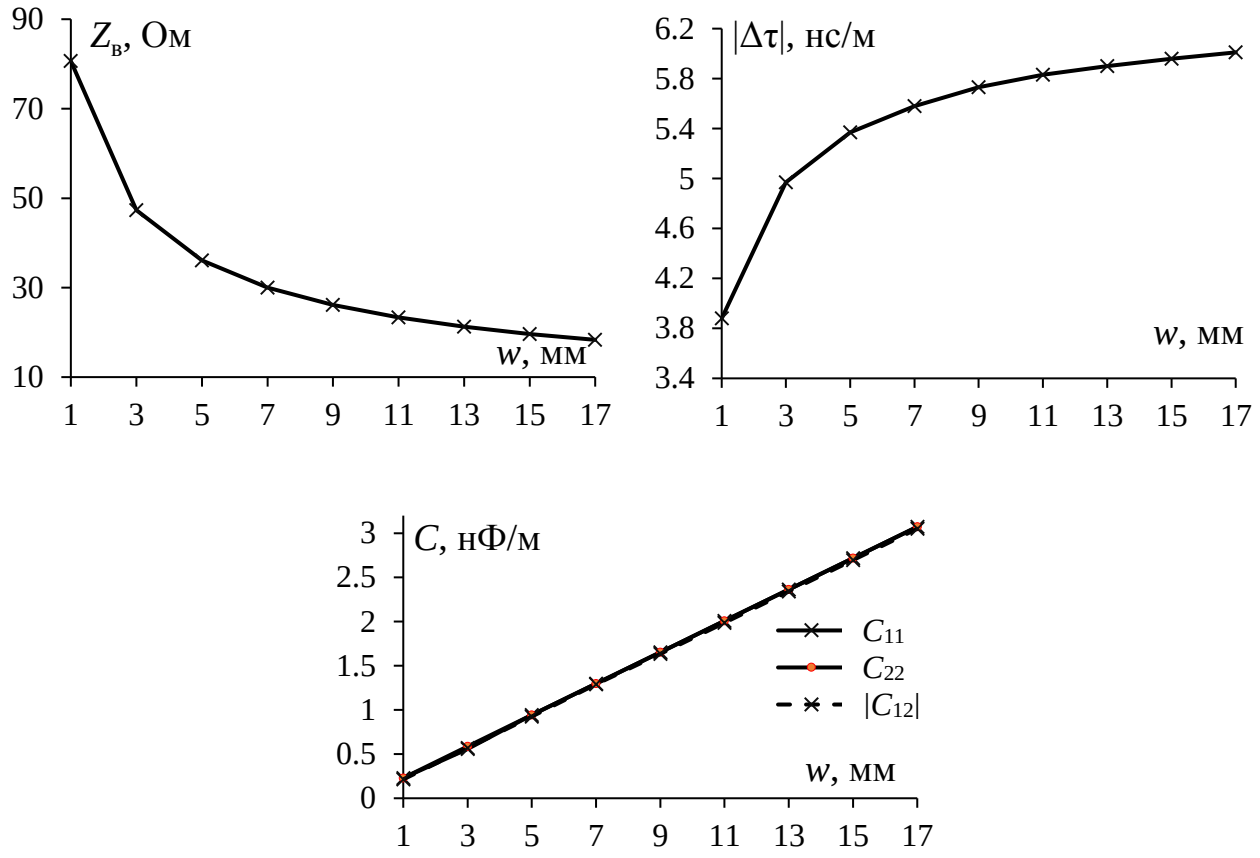


Рисунок 4.24 – Зависимости погонных параметров МФ с лицевой связью на керамической подложке от ширины проводника *w*

Определена длина МФ (при *w*=17 мм), достаточная для подавления СКИ длительностью 0,45 нс. Для МФ на подложке из стеклотекстолита она равна 75 мм. Вычисленные формы напряжения на входе и выходе структуры при включении пассивного проводника в согласованном режиме и в режиме КЗ-ХХ представлены на рисунке 4.25. Из графиков видно, что в согласованном режиме спад первого импульса разложения и фронт второго накладываются. Однако подавление СКИ в этом режиме равно 4,76 раза. При включении пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ подавление СКИ составляет 8,33 раза.

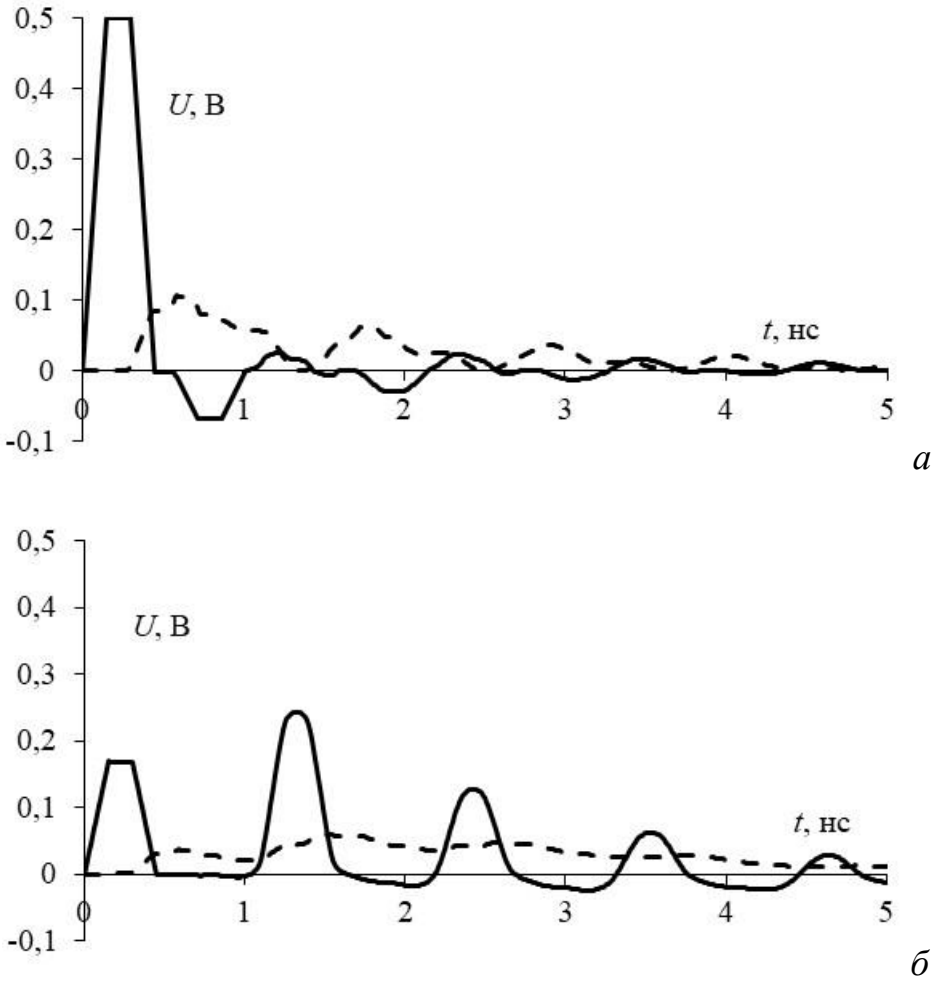


Рисунок 4.25 – Формы напряжения на входе (—) и выходе (---) низкоомного МФ длиной 75 мм на подложке из стеклотекстолита при включении пассивного проводника в согласованном режиме (*а*) и в режиме КЗ-ХХ (*б*)

Для МФ на керамической подложке (при *w*=17 мм), СКИ раскладывается при длине проводников 40 мм. Вычисленные формы напряжения на входе и выходе структуры при включении пассивного проводника в согласованном режиме и в режиме КЗ-ХХ представлены на рисунке 4.26. Подавление СКИ при согласованном включении пассивного проводника составило 4,46 раза, а при КЗ-ХХ – 7,14 раза.

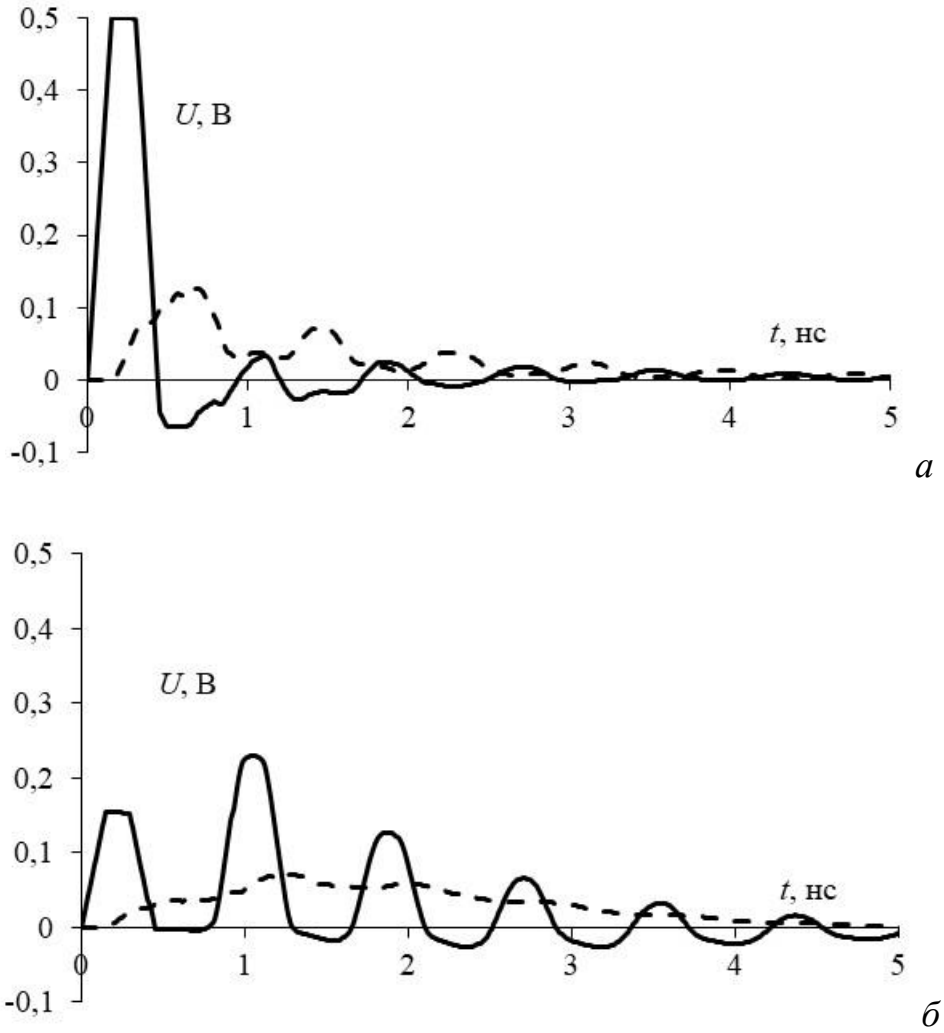


Рисунок 4.26 – Формы напряжения на входе (—) и выходе (---) низкоомного МФ длиной 40 мм на керамической подложке при включении пассивного проводника в согласованном режиме (*а*) и в режиме КЗ-ХХ (*б*)

Таким образом, использование МФ с широкими проводниками (w=17 мм) на керамической подложке является наиболее оптимальным вариантом защиты от СКИ. Данный МФ обеспечивает наименьшие значения волнового сопротивления и индуктивности и малые габариты ПП (40×40 мм^2). Использование МФ на подложке из стеклотекстолита позволит уменьшить стоимость устройства, однако длина МФ увеличится в 1,88 раза.

4.6 Влияние стенок корпуса на подавление сверхкороткого импульса

Исследовано влияние алюминиевых стенок корпуса на формы напряжения

на выходе низкоомного МФ с лицевой связью. Рассматривалась структура с широкими проводниками (w=17 мм) на подложке из стеклотекстолита (ε_r=5). Остальные геометрические параметры соответствуют указанным в разделе 4.5. Пассивный проводник включался в согласованном режиме (R=23,11 Ом). Формы напряжения вычислялись с помощью электродинамического анализа.

Сначала исследовано влияние боковых стенок корпуса на формы напряжения на выходе МФ при воздействии СКИ длительностью 0,45 нс и амплитудой 1 В. Поперечное сечение модели структуры показано на рисунке 4.27. Стенки прилегают к подложке и находятся на расстоянии d=2 мм от края проводников. Толщина стенок ts равна 1 мм, а высота hs – 10 мм.

Формы напряжения на выходе МФ без учета и с учетом боковых стенок представлены на рисунке 4.28. Из графиков видно, что формы напряжения совпадают, а амплитуда на выходе в обоих случаях составляет 0,1 В. Таким образом, алюминиевые стенки корпуса сбоку на расстоянии 2 мм от края проводников не влияют на формы напряжения на выходе МФ. Это объясняется тем, что при таком расположении стенки слабо влияют на связь активного и пассивного проводников МФ.

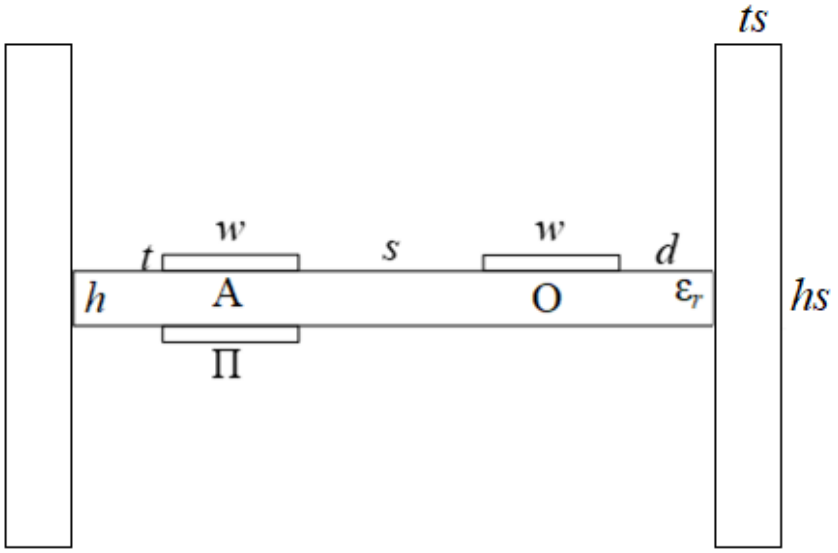


Рисунок 4.27 – Поперечное сечение модели низкоомного МФ с лицевой связью со стенками корпуса сбоку

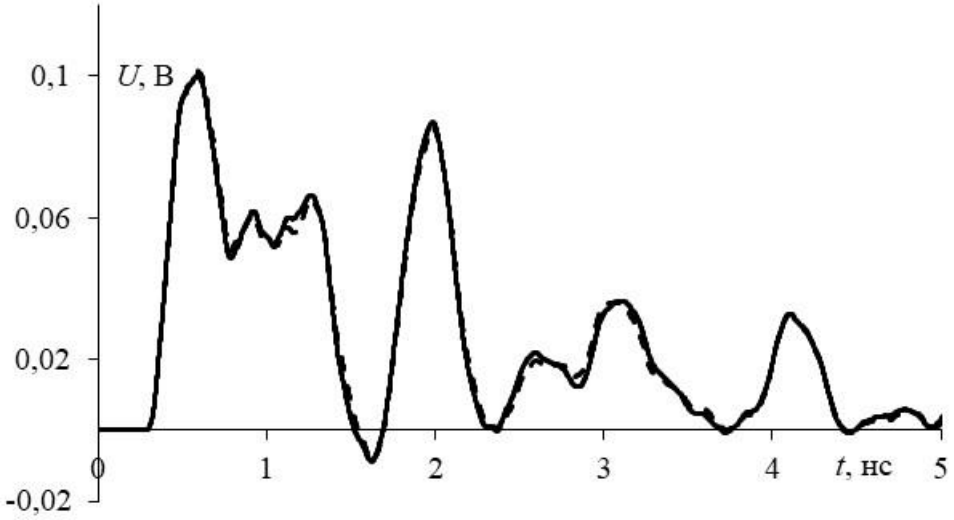


Рисунок 4.28 – Формы напряжения на выходе низкоомного МФ с лицевой связью без стенок корпуса (—) и с боковыми стенками корпуса (---)

Далее исследовано влияние верхней и нижней стенок корпуса на формы напряжения на выходе МФ при воздействии СКИ. Поперечное сечение структур показано на рисунке 4.29. Толщина стенок *ts* равна 1 мм, ширина стенки соответствует ширине ПП (2*d*+2*w*+*s*). Расстояние от проводников до стенки *g* изменялось от 3 мм до 18 мм с шагом 3 мм.

Формы напряжения на выходе МФ при наличии верхней стенки показаны

на рисунке 4.30, а при нижней – на рисунке 4.31. Когда стенка находится над структурой при g=3 мм, амплитуда напряжения на выходе МФ составляет 0,146 В. Это объясняется тем, что такое расположение стенок значительно уменьшает связь активного и пассивного проводников. С увеличением g амплитуда напряжения на выходе уменьшается. Однако даже при g=18 мм влияние экрана сохраняется (амплитуда напряжения на выходе равна 1,03 В). Когда стенка находится под структурой при g=3 мм, амплитуда напряжения на выходе МФ равна 0,131 В, а при g=18 мм – 1,03 В. При увеличении g от12 мм до 18 мм, амплитуда напряжения на выходе МФ изменяется незначительно в обоих случаях. Поэтому рекомендуемое минимальное расстояние от проводников МФ до верхней и нижней стенки корпуса составляет 12 мм.

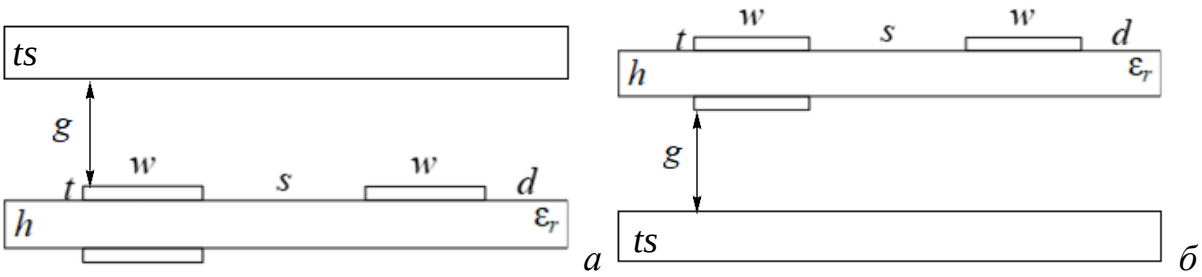


Рисунок 4.29 – Поперечное сечение низкоомного МФ с лицевой связью со стенкой корпуса сверху (*а*) и снизу (*б*)

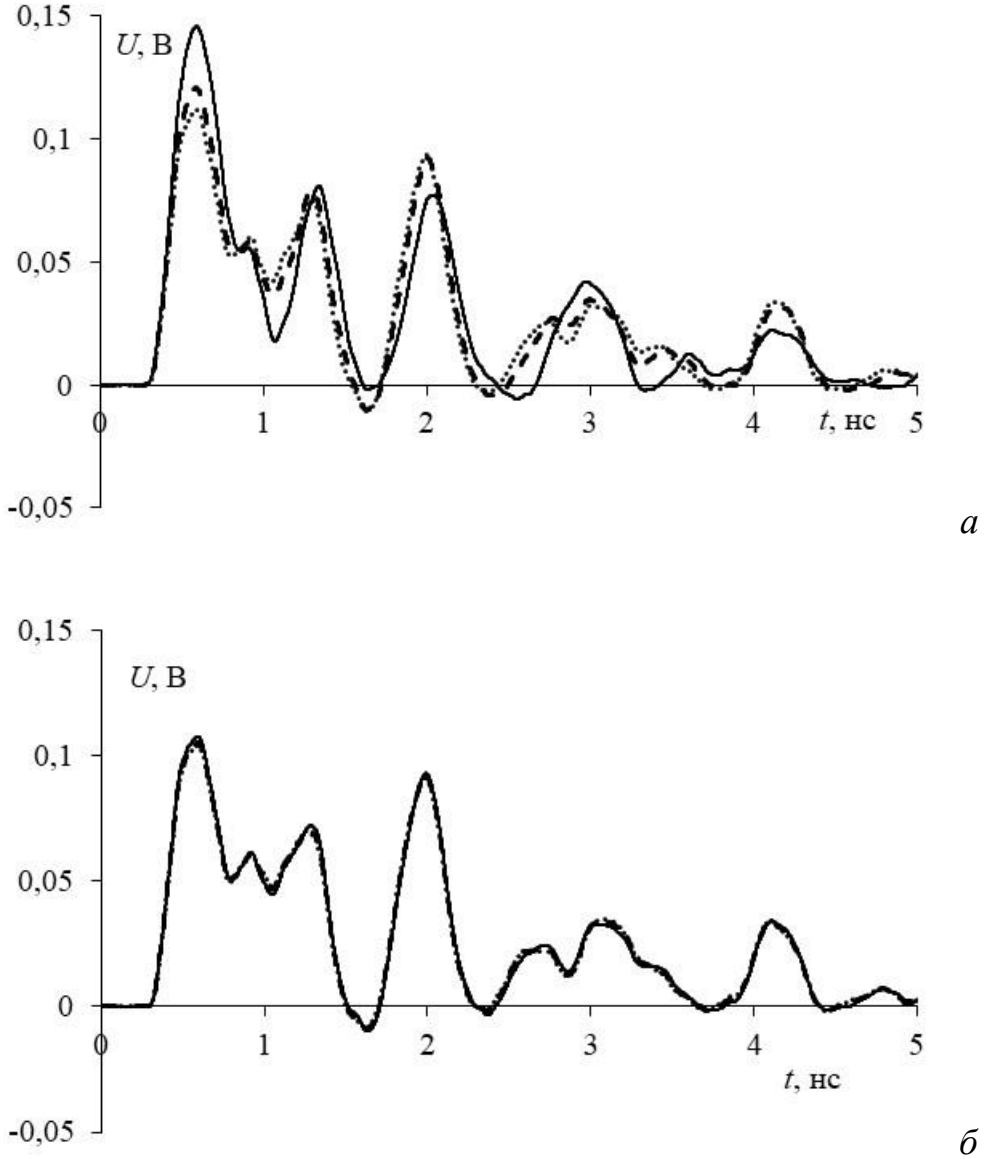
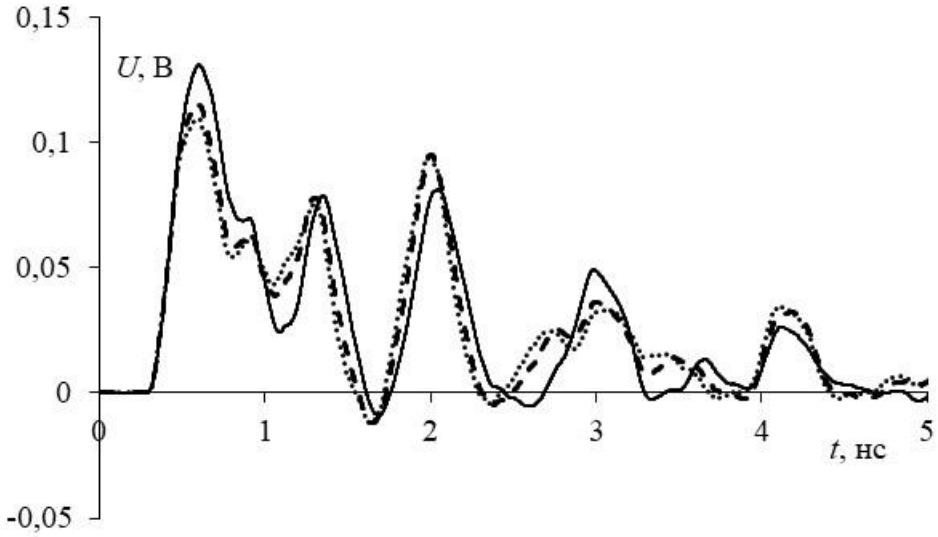
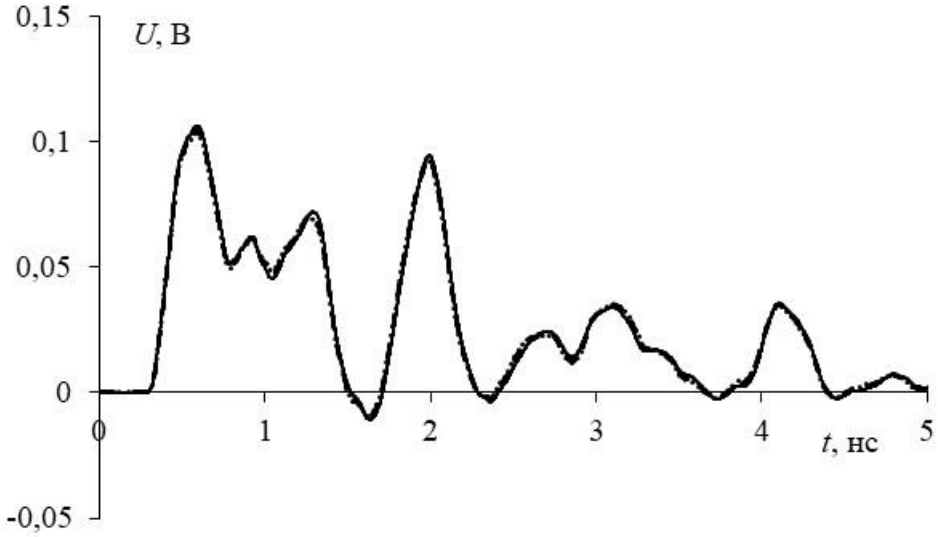


Рисунок 4.30 – Формы напряжения на выходе МФ со стенкой корпуса над структурой при *g*=3 (–-), 6 (---), 9 (···) (*а*) и при *g*=12 (–-), 15 (---), 18 (···) (*б*)



а



б

Рисунок 4.31 – Формы напряжения на выходе МФ со стенкой корпуса под структурой при g=3 (–-), 6 (---), 9 (···) (*а*) и при g=12 (–-), 15 (---), 18 (···) (*б*)

4.7 Модальный фильтр для синфазного и противофазного режимов

4.7.1 Оценка влияния расстояния между платами на характеристики модального фильтра для синфазного и противофазного режимов

МФ, подключаемый к СШЭП, должен работать как в синфазном, так и в

противофазном режимах. Для этого предложено использовать два МФ с лицевой связью, объединенных в одну конструкцию. Рассматривалась структура с широкими проводниками (w=17 мм), так как анализ в разделе 4.5 показал, что она обеспечивает наилучшие характеристики. Остальные геометрические параметры также соответствуют указанным в разделе 4.5. Диэлектрическая проницаемость подложки ε_{r1} при моделировании полагалась равной 5. Поперечное сечение с нумерацией проводников представлено на рисунке 4.1. Исследовалось влияние расстояния между двумя ПП h_2 на характеристики структуры с помощью квазистатического анализа. В указанной структуре опорные проводники замыкались между собой и полагалось, что в ней распространяются 4 моды. Вычислялись зависимости L, C, $Z_в$ и τ от h_2 для каждой моды через собственные значения соответствующих матриц. На рисунке 4.33 представлены полученные зависимости, при условии что между двумя МФ находится воздушный зазор (ε_{r2}=1). Параметр h_2 изменялся от 0,25 мм до 2 мм с шагом 0,25 мм. Видно, что с увеличением h_2 задержки мод почти не изменяются. Максимальная разность погонных задержек (4 нс/м) наблюдается между 2 и 4 модами. Также с увеличением h_2, значения $Z_в$ и L уменьшаются для моды 1, но увеличиваются для моды 2, а для мод 3 и 4 почти не изменяются.

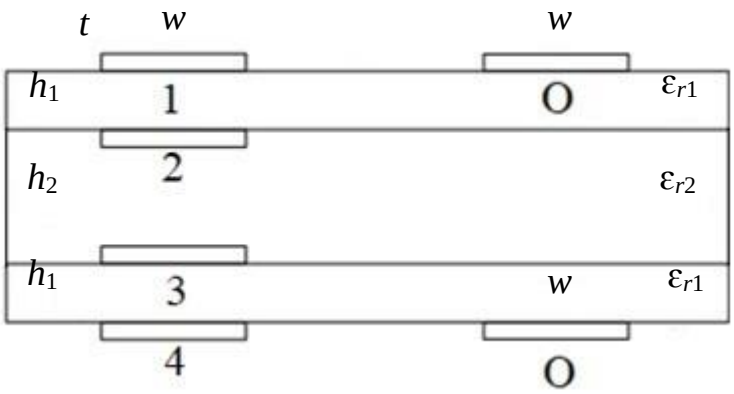


Рисунок 4.32 – Поперечное сечение МФ синфазного и противофазного режимов

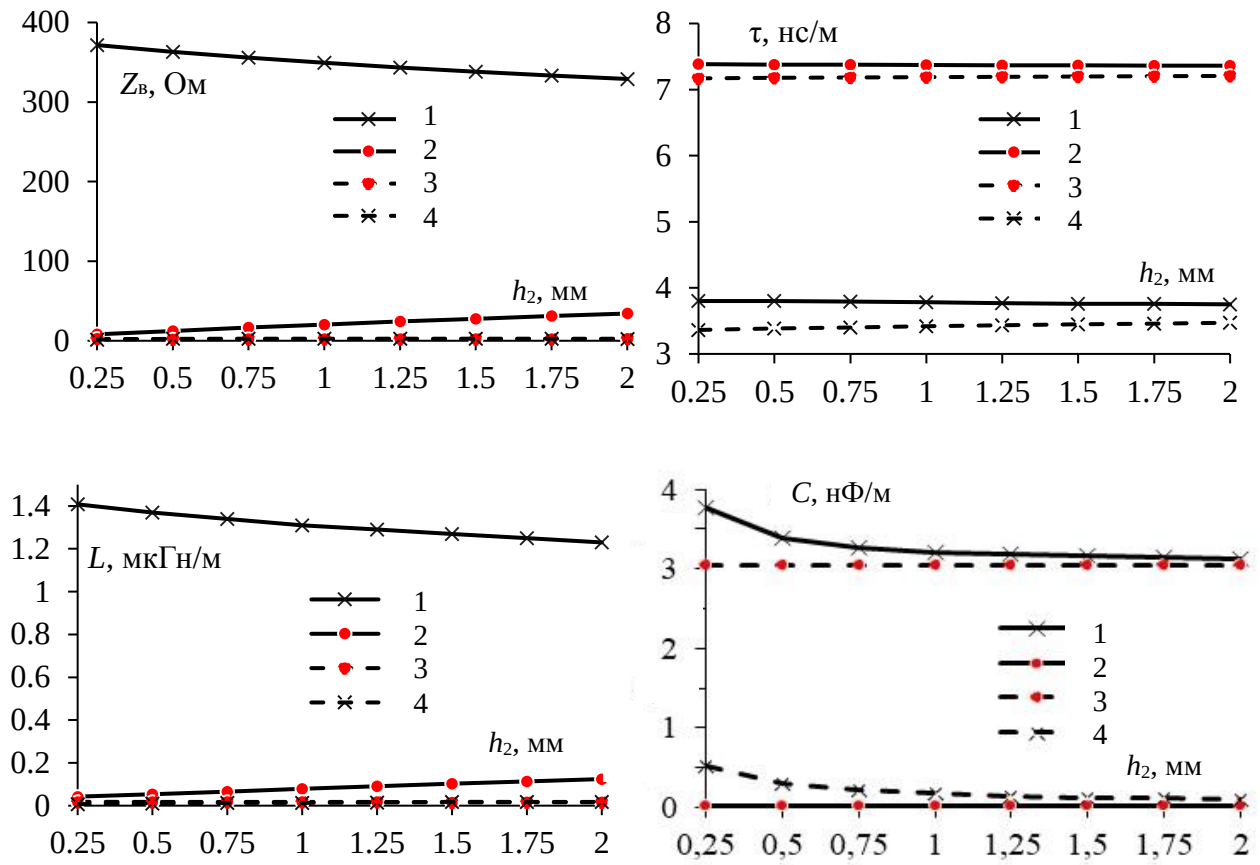


Рисунок 4.33 – Зависимости параметров мод МФ от высоты зазора между ПП

На рисунке 4.34 представлены аналогичные зависимости от h_2, при условии, что материалом диэлектрика между двумя МФ является стеклотекстолит (ε_{r2}=1). Из графиков видно, что при добавлении стеклотекстолита между ПП значения $Z_в$ уменьшились, а C – увеличились, для значений h_2. При этом значения L остались неизменными. Однако в этом случае погонные задержки мод 2 и 4 равны, а максимальная разность погонных задержек мод в структуре изменяется с 2,27 нс/м до 2,76 нс/м в зависимости от h_2. Таким образом, разделять ПП МФ стеклотекстолитом нецелесообразно.

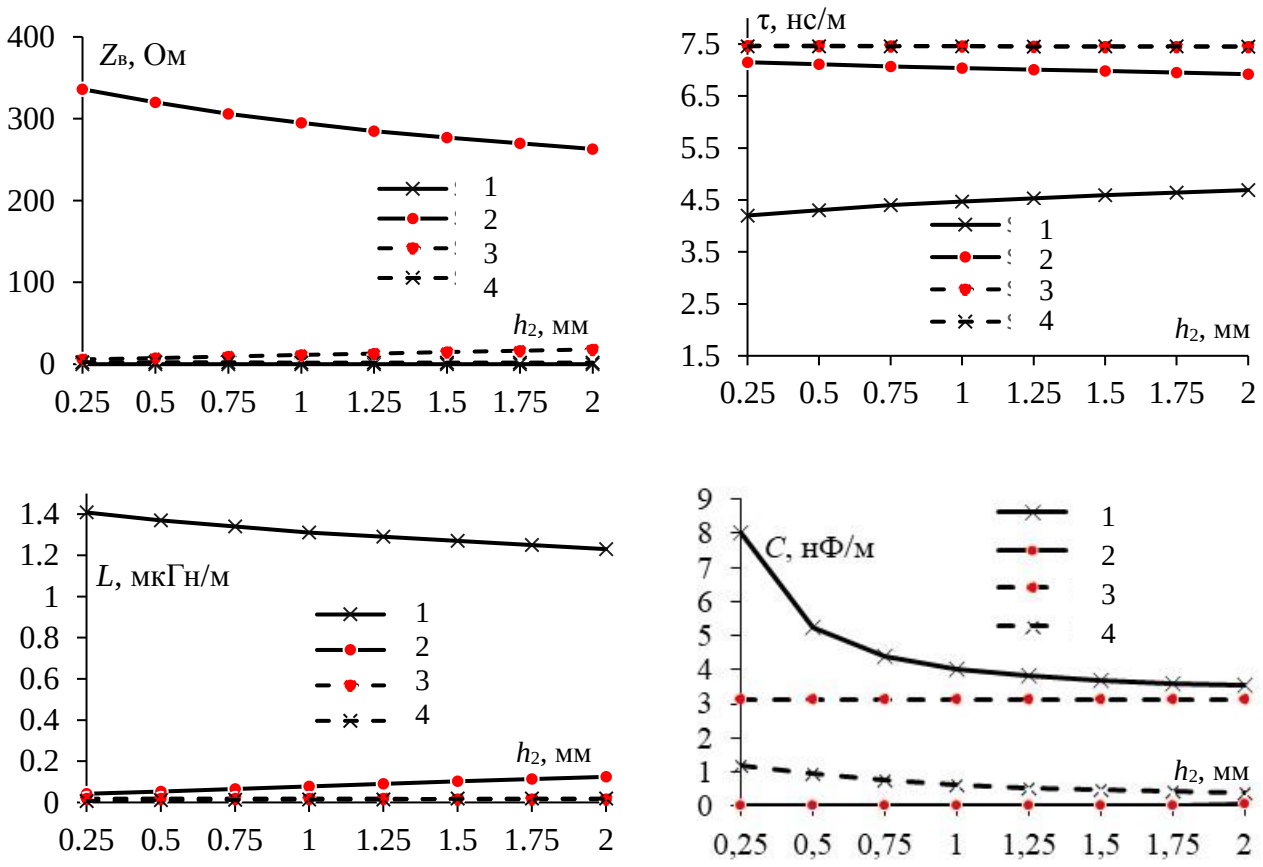


Рисунок 4.34 – Зависимости параметров мод МФ от толщины стеклотекстолита между ПП

4.7.2 Измерение характеристик модального фильтра синфазного и противофазного режимов

Изготовлены макеты МФ для синфазного и противофазного режимов длиной 75 мм на подложках из стеклотекстолита (СТФ). Каждый макет состоит из двух ПП с одинаковыми геометрическими параметрами. Опорные проводники первой и второй ПП соединяются между собой в начале и в конце. Схемы включения МФ в синфазном и противофазном режимах показаны на рисунке 4.35. Сопротивление на выходе генератора R_1 равно сопротивлению на входе осциллографа R_2 и составляет 50 Ом. Пассивный проводник включался в режиме КЗ-ХХ. Поперечное сечение представлено на рисунке 4.36. Здесь h_1=0,33 мм, t=0,105 мм s=2 мм. Рассматривалось 2 случая: в первом w=10 мм и

d=9 мм, во втором – *w*=17 мм и *d*=2 мм. Внешний вид ПП с шириной проводников *w*=10 мм и *w*=17 мм показан на рисунке 4.37, а расположение ПП – на рисунке 4.38. В случае при *d*=9 мм предполагалось, что на краях ПП будут расположены переходные отверстия для креплений.

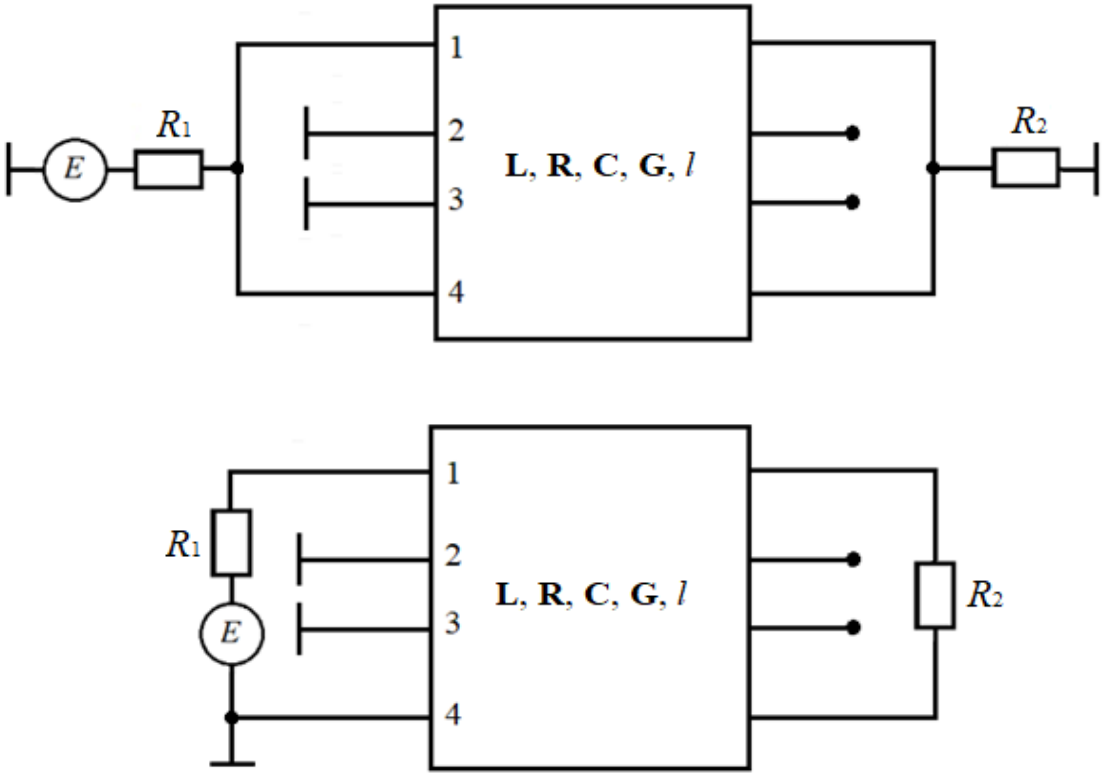
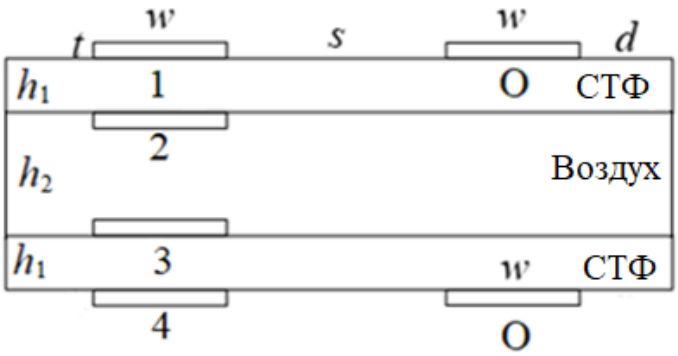


Рисунок 4.35 – Схема включения МФ в синфазном (*а*)
и противофазном режимах (*б*)



Рисунке 4.36 – Поперечное сечение МФ
для синфазного и противофазного режимов

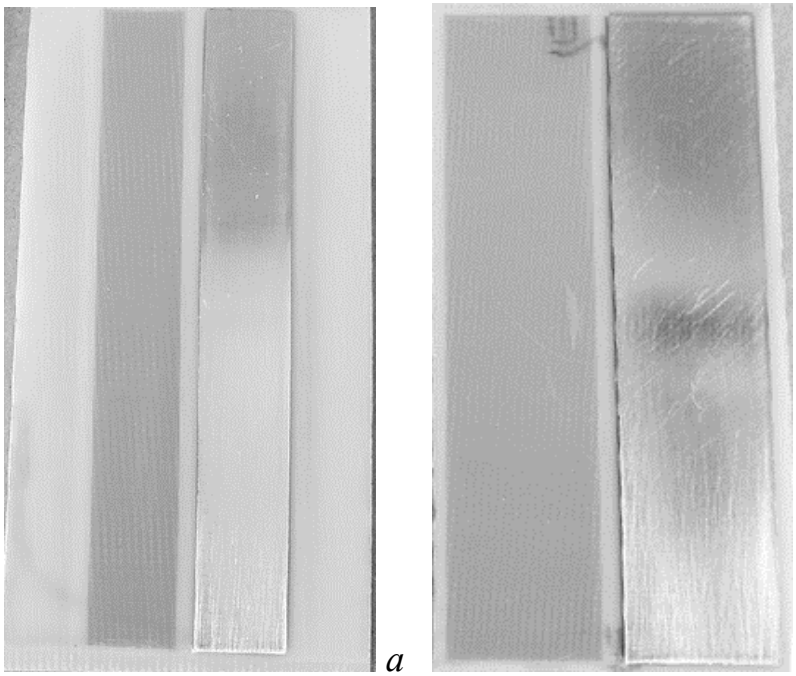


Рисунок 4.37 – Макеты ПП для структур с *w*=10 мм (*а*) и *w*=17 мм (*б*)

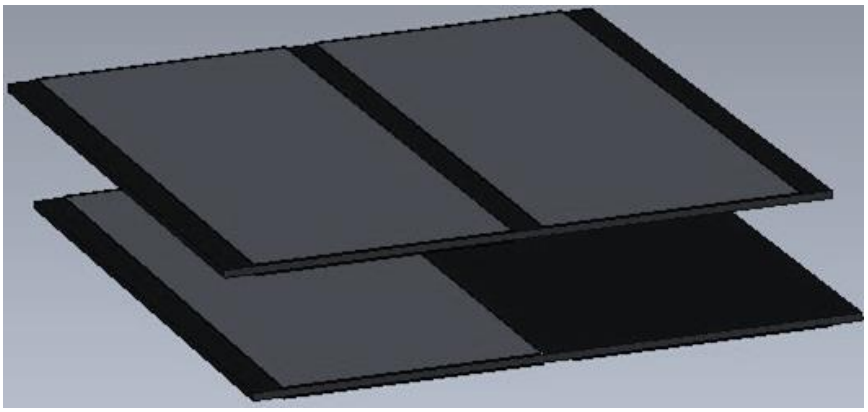
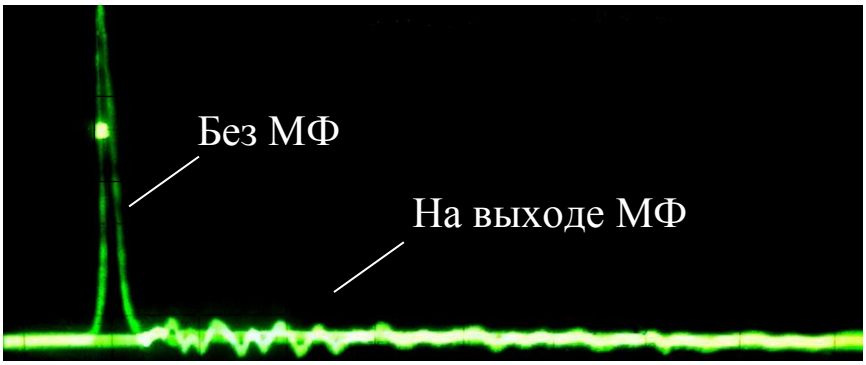


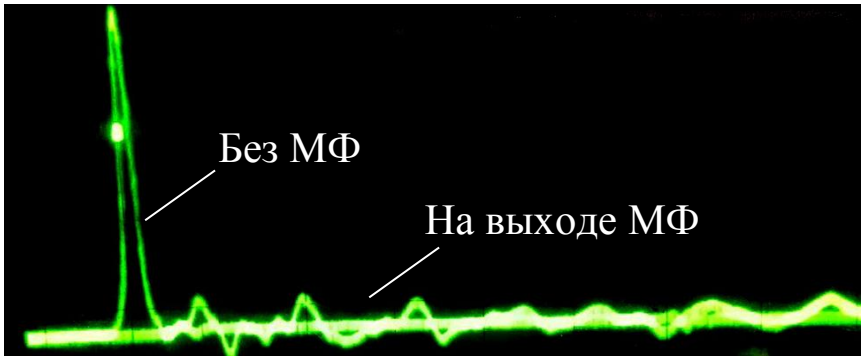
Рисунок 4.38 – Трехмерная модель расположения ПП МФ

С помощью осциллографа С9-11 измерены формы напряжения на выходе МФ для синфазного и противофазного режимов воздействия СКИ амплитудой 0,74 В и длительностью 0,3 нс по уровню 0,5. Полученные формы напряжения для структуры с *w*=10 мм при h_2=10 мм показаны на рисунке 4.39, а при h_2=20 мм – на рисунке 4.40. Графики показали, что в синфазном режиме амплитуда СКИ на выходе МФ не превышает 0,03 В (ослабление в 24,7 раза) при h_2=10 мм и h_2=20 мм. Расстояние между ПП влияет незначительно на формы напряжения. В противофазном режиме при изменении расстояния между ПП различия форм напряжения больше, чем в синфазном. Однако амплитуда

напряжения на выходе при h_2=10 мм и h_2=20 мм не превышает 0,04 В (ослабление в 18,5 раза).



а



б

Рисунок 4.39 – Формы напряжения на выходе МФ для синфазного (*а*) и противофазного (*б*) режимов структуры с w=10 мм при h_2=10 мм

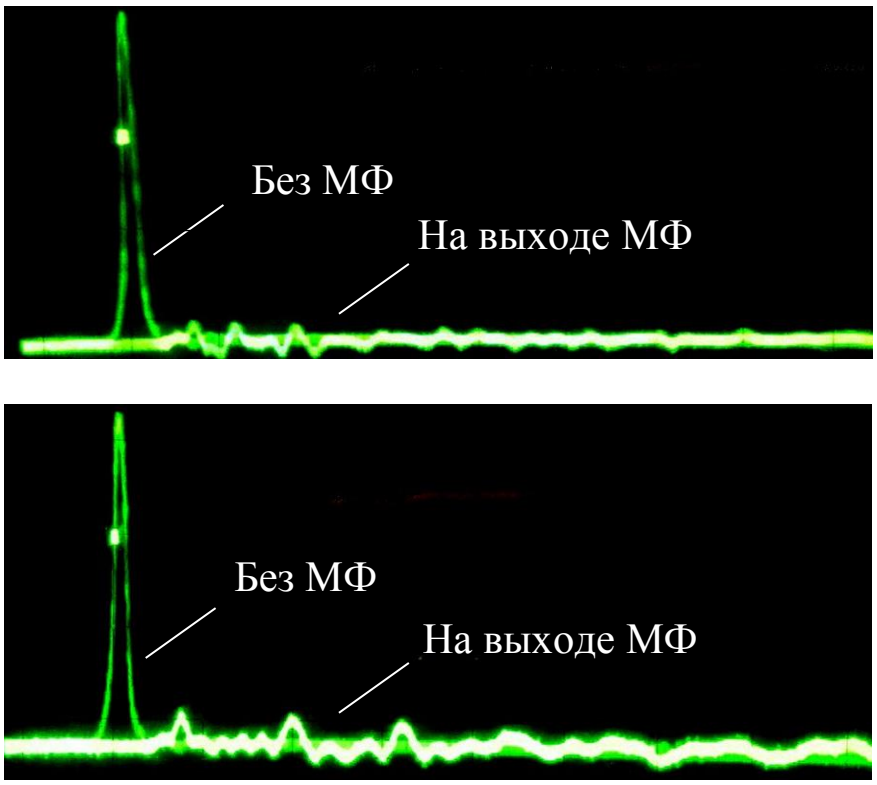


Рисунок 4.40 – Формы напряжения на выходе МФ для синфазного (*а*) и противофазного (*б*) режимов структуры с w=10 мм при h_2=20 мм

Формы напряжения для структуры w=17 мм при расстоянии между ПП h_2=10 мм показаны на рисунке 4.41, а при h_2=20 мм – на рисунке 4.42. Из графиков видно, что СКИ эффективно подавляется в синфазном режиме (в 24,7 раза). Однако в противофазном режиме при h_2=10 мм амплитуда напряжения на выходе МФ достигает 0,06 В (ослабление в 12,3 раза), что больше, чем в структуре с w=10 мм. Это можно объяснить различием волновых сопротивлений структур.

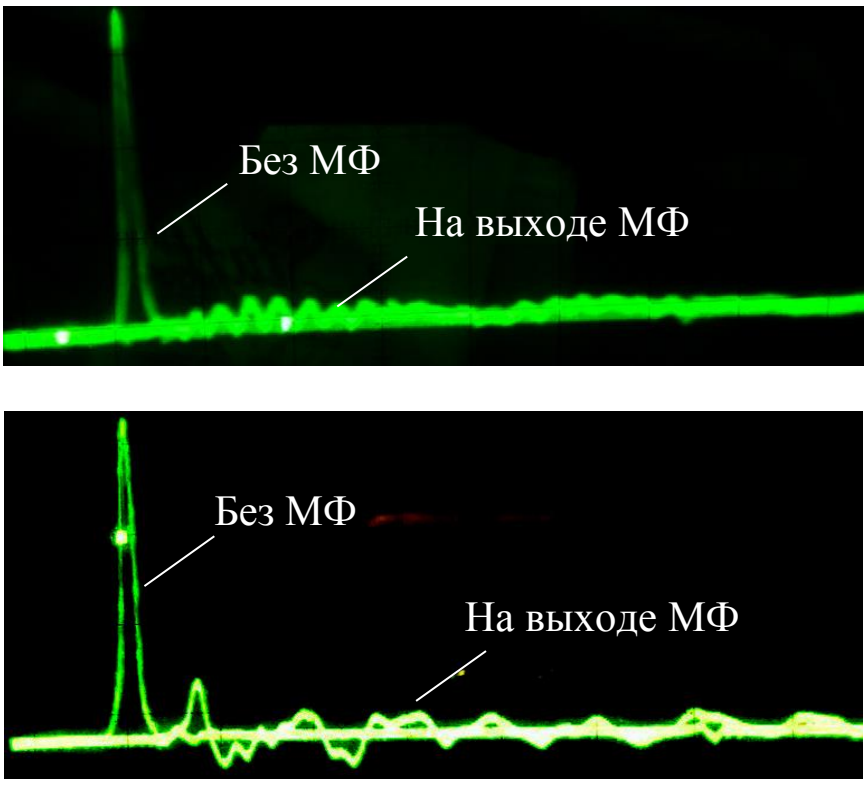


Рисунок 4.41 – Формы напряжения на выходе МФ для синфазного (*а*) и противофазного (*б*) режимов структуры с w=17 мм при h_2=10 мм

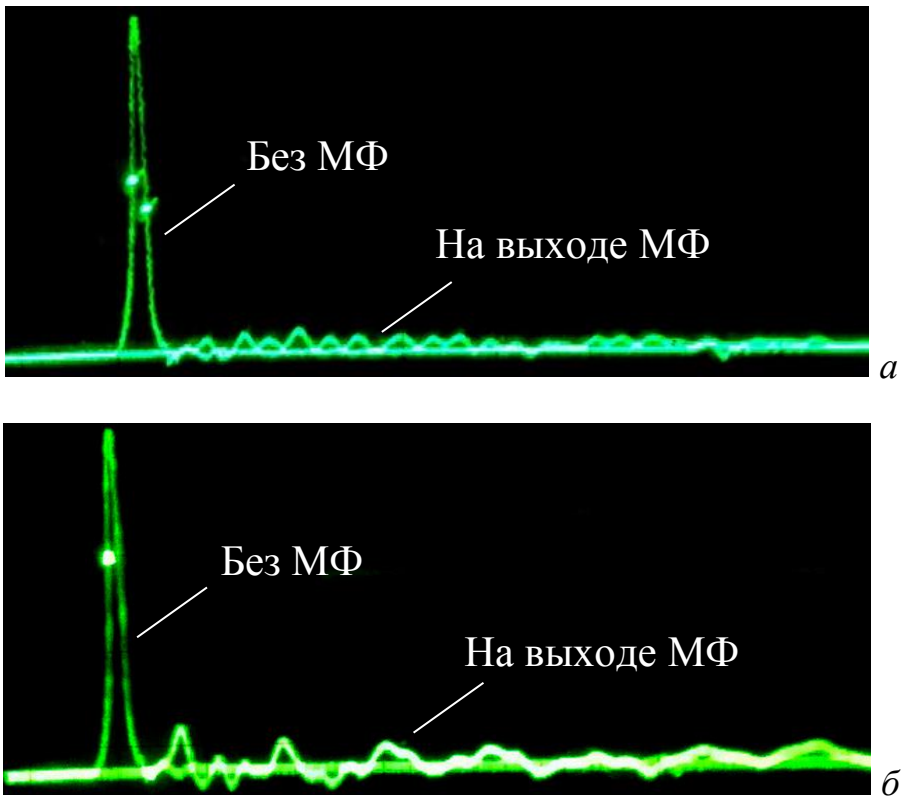


Рисунок 4.42 – Формы напряжения на выходе МФ для синфазного (*а*) и противофазного (*б*) режимов структуры с w=17 мм при h_2=20 мм

Измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ для синфазного и противофазного режимов с помощью прибора Р4М-18. Полученные зависимости для структуры с w=17 мм показаны на рисунке 4.43. В структуре наблюдается высокое ослабление на частотах выше частоты среза как в синфазном, так и противофазном режимах. В синфазном режиме ширина полосы пропускания составляет 75 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. Максимальное ослабление (наблюдается на частоте 490 МГц) равно 20 дБ при h_2=10 мм и 24 дБ при h_2=20 мм. На частотах свыше 1000 МГц при h_2=20 мм наблюдается большее ослабление, чем при h_2=10 мм. Ширина полосы пропускания в противофазном режиме составляет 73 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. При этом, максимальное ослабление (около 60 дБ) наблюдается на частотах около 300, 1500 и 2000 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм.

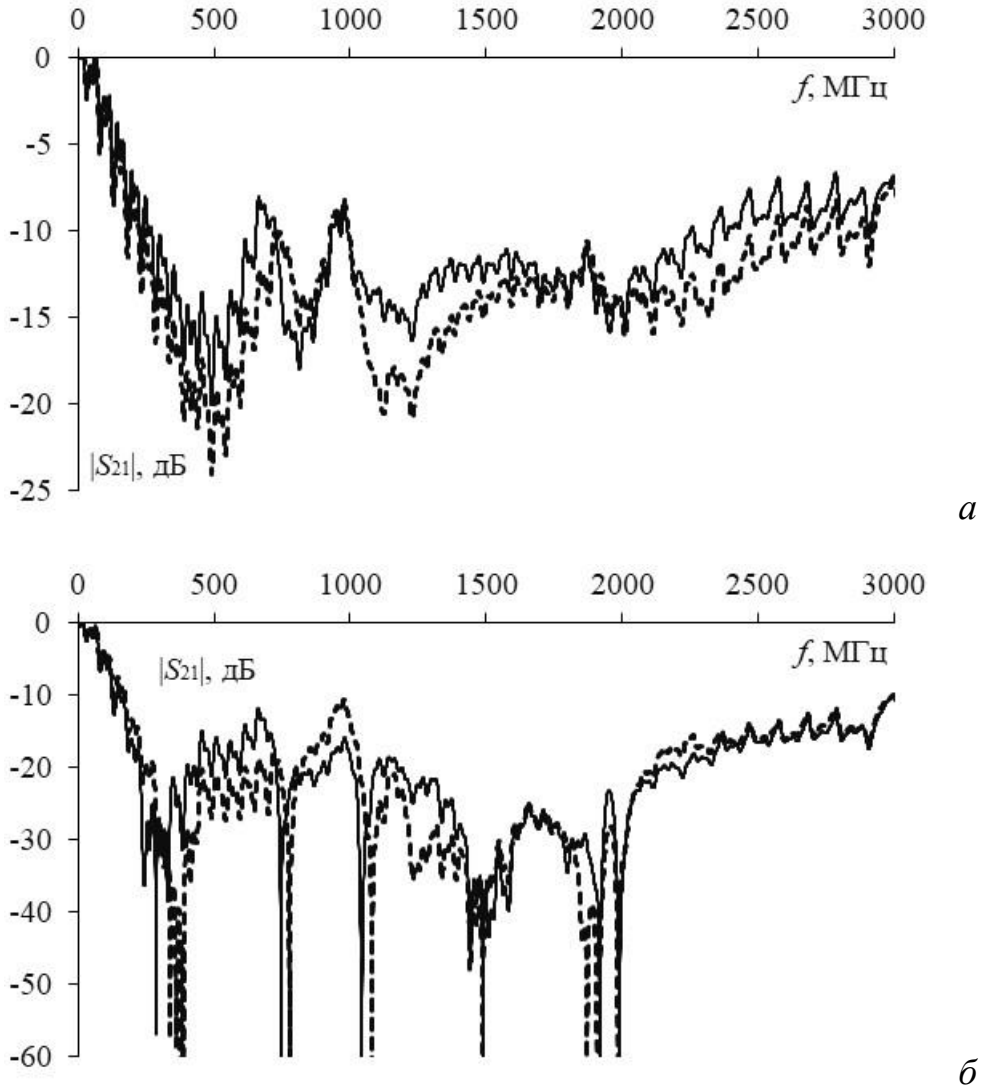


Рисунок 4.43 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ для синфазного (*а*) и противофазного (*б*) режимов с w=10 мм при h_2=10 (—), 20 (- -) мм

Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ для структуры с w=17 мм показаны на рисунке 4.44. В синфазном режиме ширина полосы пропускания составляет 27 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. Максимальное ослабление (наблюдается на частоте 380 МГц) равно 17 дБ при h_2=10 мм и 23 дБ при h_2=20 мм. На частотах от 200 МГц до 1500 МГц при h_2=20 мм наблюдается большее ослабление, чем при h_2=10 мм. Ширина полосы пропускания в противофазном режиме составляет 27 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. При этом, максимальное ослабление (около 60 дБ) наблюдается на частотах около 250, 1500 и 2000 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм.

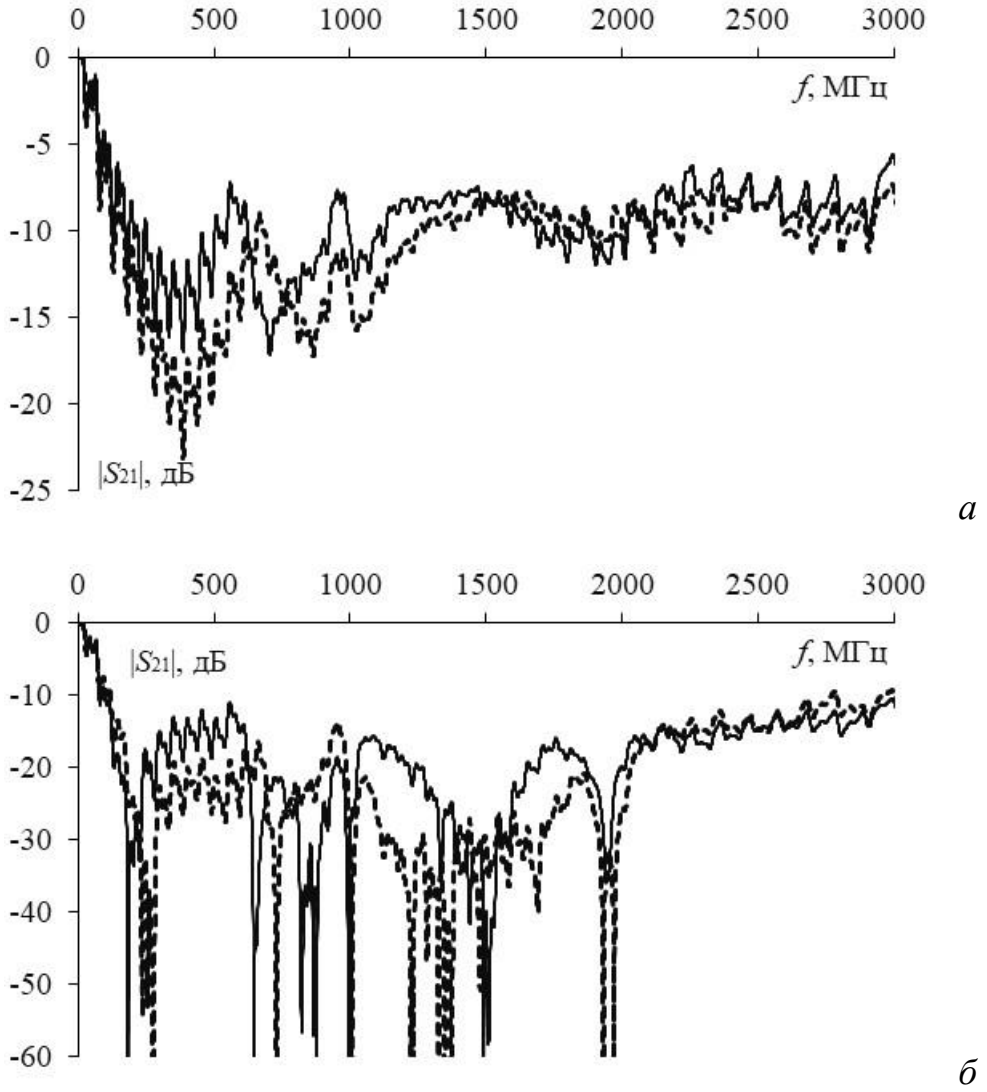


Рисунок 4.44 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ для синфазного (*а*) и противофазного (*б*) режимов с w=17 мм при h_2=10 (—), 20 (- -) мм

4.8 Основные результаты главы

Представлены результаты разработки прототипа устройства для защиты оборудования КА от СКИ. При разработке МФ учитывались следующие требования: максимальный ток 10 А, максимально допустимое напряжение 600 В, волновое сопротивление тракта 50 Ом, длительность помехового СКИ 0,45 нс. Согласно этим требованиям разработан прототип МФ с лицевой связью. Устройство обладает малой массой (7 г) и небольшими габаритами (105×45×1 мм), что важно для реализации в КА. Кроме того, МФ реализован без

компонентов, что позволяет получить требуемый срок службы. Результаты моделирования показали, что МФ эффективно ослабляет СКИ с требуемыми параметрами. Так, квазистатический анализ показал ослабление СКИ в 6,41 раза, а электродинамический – в 7,14 раза. Из частотной зависимости $|S_{21}|$ видно, что частота среза МФ равна 63 МГц. Выполнен натурный эксперимент по измерению частотной зависимости $|S_{21}|$ и форм напряжения на выходе МФ при воздействии СКИ, показавший, что МФ ослабляет СКИ в 5,5 раза при полосе пропускания около 60 МГц.

С помощью электродинамического анализа вычислены формы напряжения на выходе МФ с лицевой связью при воздействии ЭСР. Рассматривались структуры длиной 0,276 (исходная), 1, 2 и 3 м при 3-х режимах включения пассивного проводника: 50 Ом на обоих концах, КЗ-ХХ и ХХ-КЗ. Результаты анализа показали, что наилучшее ослабление пикового значения амплитуды ЭСР в МФ исходной длины получено при включении пассивного проводника в режиме 50 Ом на обоих концах (1,83 раза). Однако для ослабления ЭСР наиболее предпочтительно использовать МФ длиной 3 м с включением пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ (ослабление в 2,97 раза).

Исследована конструкция двухслойного МФ с лицевой связью. Отличительной особенностью структуры является то, что два активных проводника соединяются между собой в начале и в конце, также, как и опорные. Это позволяет в 2 раза увеличить максимально допустимый ток через МФ. Электродинамический анализ показал, что структура ослабляет СКИ в 5,9 раза. Кроме того, на частотах выше 500 МГц в структуре наблюдается большое затухание.

Рассмотрен низкоомный МФ для защиты оборудования КА. Показано, что использование МФ с широкими проводниками (w=17 мм) на керамической подложке является лучшим вариантом защиты от СКИ. Данный МФ обеспечивает подавление СКИ в 7,14 раз, а также наименьшие значения волнового сопротивления и индуктивности и малые габариты ПП (40×40 мм^2).

Использование МФ на подложке из стеклотекстолита позволит уменьшить стоимость устройства, однако длина МФ увеличится в 1,88 раза.

Исследовано влияние алюминиевых стенок корпуса на формы напряжения на выходе низкоомного МФ с лицевой связью при воздействии СКИ. Показано, что стенки сбоку на расстоянии 2 мм от края проводников не влияют на формы напряжения на выходе МФ. В то же время, верхняя и нижняя стенки влияют на формы напряжения на всех исследуемых расстояниях (от 3 мм до 18 мм). Однако при увеличении расстояния до стенок более 12 мм, формы напряжения на выходе изменяются незначительно.

Рассмотрена структура с лицевой связью для синфазного и противофазного режимов, представляющая собой два МФ, один из которых располагается выше другого на расстоянии h_2. Вычислялись зависимости L, C, $Z_в$ и τ от h_2 для каждой моды при условии, что между двумя МФ находится воздушный зазор (ε_r=1). Результаты квазистатического анализа показали, что с увеличением h_2 задержки мод почти не изменялись. Максимальная погонная разность задержек (4 нс/м) наблюдалась между 2 и 4 модами. Также с увеличением h_2, значения $Z_в$ и L уменьшаются для моды 1, но увеличиваются для моды 2, а для мод 3 и 4 почти не изменяются. При добавлении стеклотекстолита между ПП $Z_в$ уменьшилось, а C увеличилось для всех размеров h_2. При этом значения L остались неизменными. Однако в этом случае задержки мод 2 и 4 равны, а максимальная погонная разность задержек мод в структуре изменяется с 2,27 нс/м до 2,76 нс/м в зависимости от значения h_2. С помощью осциллографа измерены формы напряжения на выходе МФ синфазного и противофазного режимов длиной 75 мм при воздействии СКИ амплитудой 0,74 В и длительностью 0,3 нс по уровню 0,5. Результаты измерения для структуры с w=10 мм показали, что в синфазном режиме амплитуда СКИ на выходе МФ не превышает 0,03 В (ослабление в 24,7 раза) при h_2=10, 20 мм. Расстояние между ПП влияет на формы напряжения незначительно. В противофазном режиме при изменении расстояния между ПП различия форм напряжения больше, чем в

синфазном. Однако амплитуда напряжения на выходе при h_2=10, 20 мм не превышает 0,04 В (ослабление в 18,5 раза). Из результатов измерения для структуры w=17мм видно, что эффективно подавляется в синфазном режиме (в 24,7 раза). Однако в противофазном режиме при h_2=10 мм амплитуда напряжения на выходе МФ достигает 0,06 В (ослабление в 12,3 раза), что больше, чем в структуре с w=10 мм. Это можно объяснить различием волновых сопротивлений структур. Измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ для синфазного и противофазного режимов. В структуре с w=10 мм наблюдается высокое ослабление на частотах выше частоты среза, как в синфазном, так и в противофазном режиме. В синфазном режиме ширина полосы пропускания составляет 75 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. Максимальное ослабление (наблюдается на частоте 490 МГц) равно 20 дБ при h_2=10 мм и 24 дБ при h_2=20 мм. На частотах свыше 1000 МГц при h_2=20 мм наблюдается большее ослабление, чем при h_2=10 мм. Ширина полосы пропускания в противофазном режиме составляет 73 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. При этом, максимальное ослабление (около 60 дБ) наблюдается на частотах около 300, 1500 и 2000 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. Для структуры с w=17 мм в синфазном режиме ширина полосы пропускания составляет 27 МГц при h_2=10, 20 мм. Максимальное ослабление (наблюдается на частоте 380 МГц) равно 17 дБ при h_2=10 мм и 23 дБ при h_2=20 мм. На частотах от 200 до 1500 МГц при h_2=20 мм получено большее ослабление, чем при h_2=10 мм. Ширина полосы пропускания в противофазном режиме составляет 27 МГц при h_2=10 мм и h_2=20 мм. При этом, максимальное ослабление (около 60 дБ), наблюдается на частотах около 250, 1500 и 2000 МГц при h_2=10, h_2=20 мм.

5 МНОГОКАСКАДНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ И ГИБРИДНЫЕ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ

5.1 Модальные фильтры с высокой крутизной спада амплитудно-частотной характеристики

В данном разделе исследованы частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ с лицевой связью с разделением пассивного проводника на последовательность отрезков линий передачи и многокаскадного МФ со встречно-штыревой структурой проводников [108]. Исследовано влияние выреза в пассивном проводнике МФ на АЧХ МФ с торцевой связью.

5.1.1 Исследование амплитудно-частотных характеристик модальных фильтров с лицевой связью с пассивным проводником в виде последовательности отрезков линий передачи

С помощью электродинамического анализа вычислены частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ с лицевой связью, представленного на рисунке 4.1. Рассмотрены структуры с числом отрезков пассивного проводника N=1, 3, 5, 7. Длина каждого отрезка выбиралась одинаковой (l/N), где l=1 м. Пассивный проводник включался в режиме КЗ-ХХ. Схема включения МФ представлена на рисунке 5.1, а результаты моделирования – на рисунке 5.2.

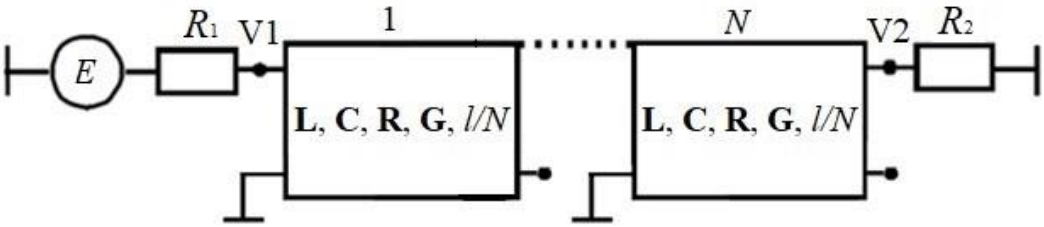


Рисунок 5.1 – Схема включения МФ
с числом отрезков пассивного проводника N

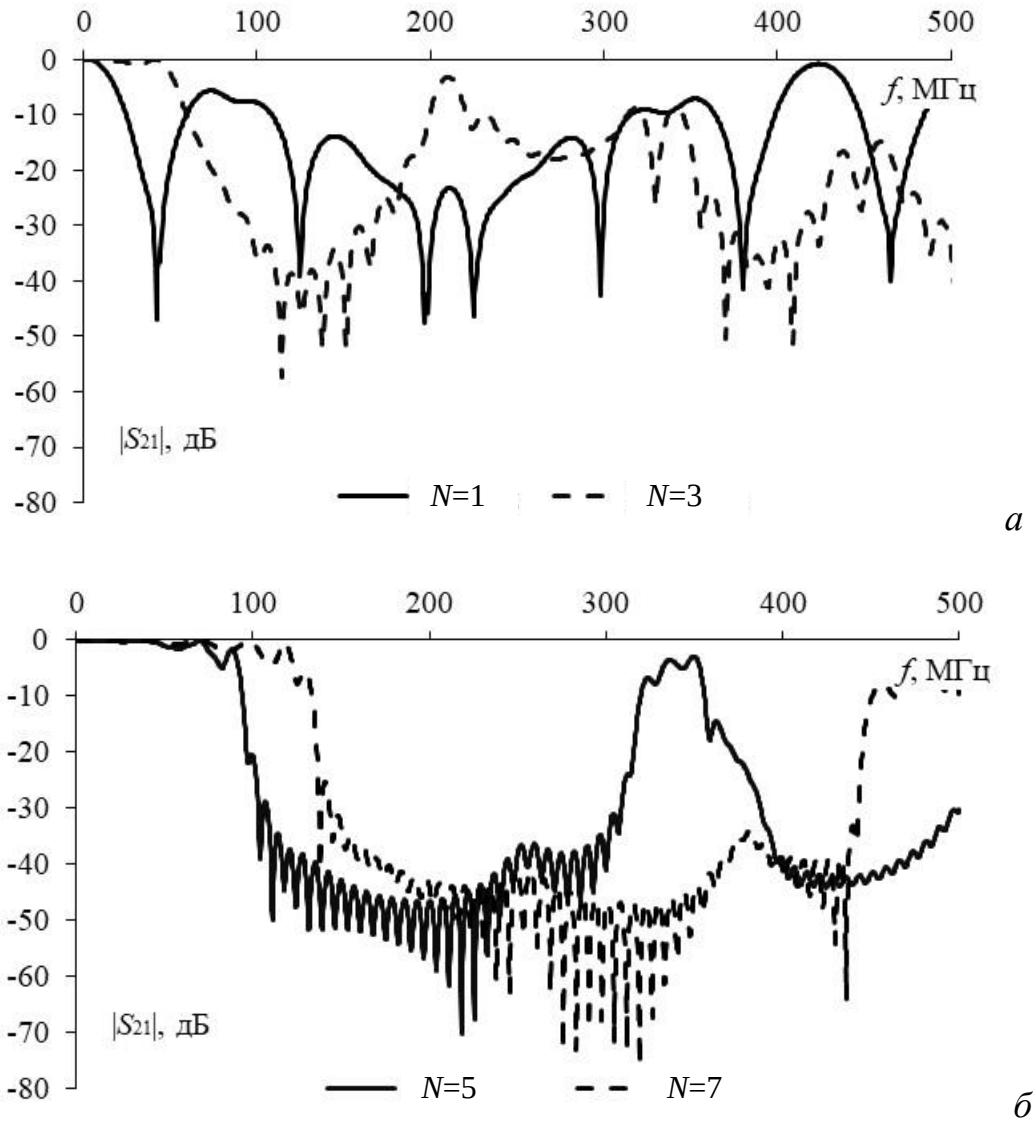


Рисунок 5.2 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ с лицевой связью с числом отрезков пассивного проводника N=1, 3 (*а*) и N=5, 7 (*б*)

Как видно из рисунка 5.2, с увеличением количества отрезков пассивного проводника, увеличиваются крутизна спада частотной зависимости $|S_{21}|$ и ширина полосы пропускания. Кроме того, увеличиваются ширина полосы подавления и значение вносимого затухания в полосе подавления. В таблице 5.1 представлены значения первой частоты среза с ростом количества отрезков пассивного проводника. Из полученных значений можно сделать вывод, что для представленного МФ, при увеличении N и сохранении общей длины проводников МФ, частота среза увеличивается приблизительно в N раз:

$$f\text{ср}_N \approx N f\text{ср}_1, \tag{5.1}$$

где $f\text{ср}_N$ – частота среза МФ с числом отрезков пассивного проводника N, $f\text{ср}_1$ – частота среза без разделения пассивного проводника на отрезки.

Таблица 5.1 – Зависимость частоты среза от количества отрезков пассивного проводника (результаты электродинамического анализа)

Количество отрезков, N	1	3	5	7
Длина каждого отрезка, мм	1000	333	200	143
$f_{\text{ср}}$, МГц	15	51	78	106

Возможность увеличения крутизны спада частотной зависимости $|S_{21}|$ за счет увеличения количества отрезков пассивного проводника также подтверждается натурным экспериментом. Выполнено измерение частотной зависимости $|S_{21}|$ двух каскадно включенных МФ с лицевой связью прибором Р2М-40 (рисунок 5.3). Частотная зависимость $|S_{21}|$ приведена на рисунке 5.4 и сравнивается с $|S_{21}|$ одного МФ из рисунка 4.11. Из графика видно, что при добавлении второго МФ полоса пропускания увеличилась с 60 МГц до 66 МГц, несмотря на общее увеличение длины проводников в 2 раза. В то же время резонансная частота уменьшилась со 145 до 115 МГц.

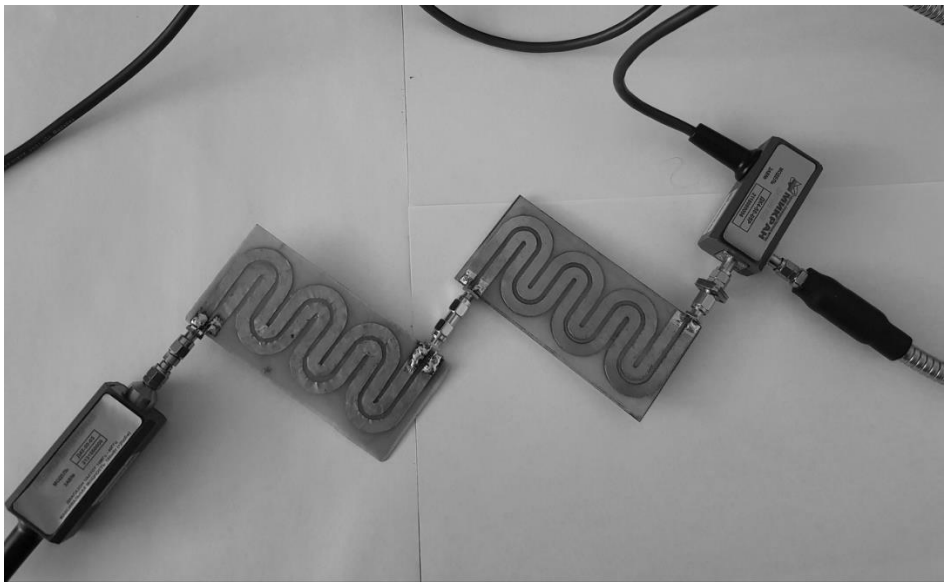


Рисунок 5.3 – Каскадное соединение двух МФ

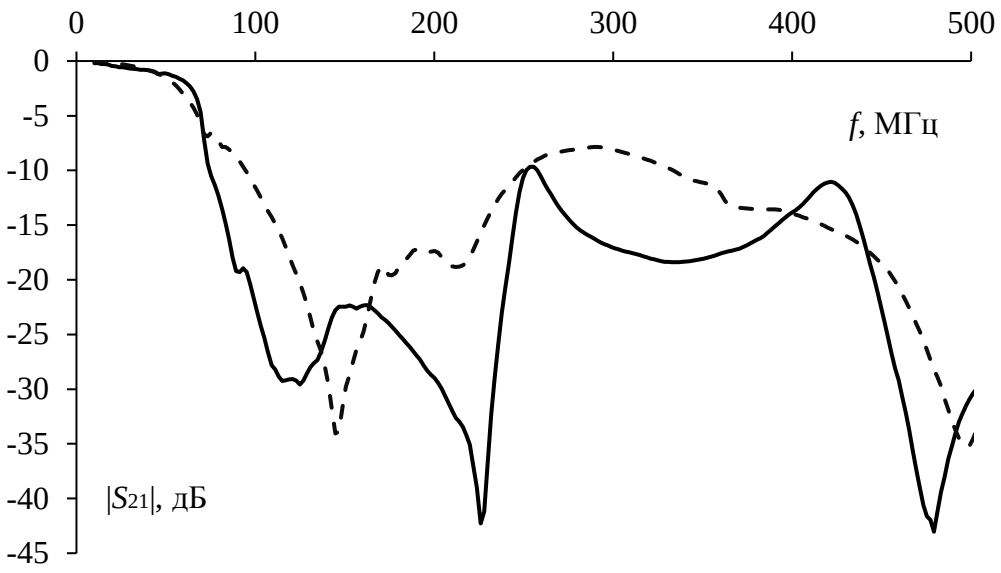


Рисунок 5.4 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ одного (---) и двух каскадно соединенных МФ (—)

Каскадное соединение двух МФ может обеспечивать не только лучшую частотную характеристику, чем один МФ, но значительно улучшить подавление СКИ. Это подтверждается измеренными формами напряжения на входе осциллографа С9-11 при воздействии СКИ длительностью 0,45 нс (рисунок 5.5), и их сравнением с результатами измерения из рисунка 4.12. Видно, что при прохождении одного МФ СКИ ослабляется в 5,7 раза, а двух – в 21 раз.

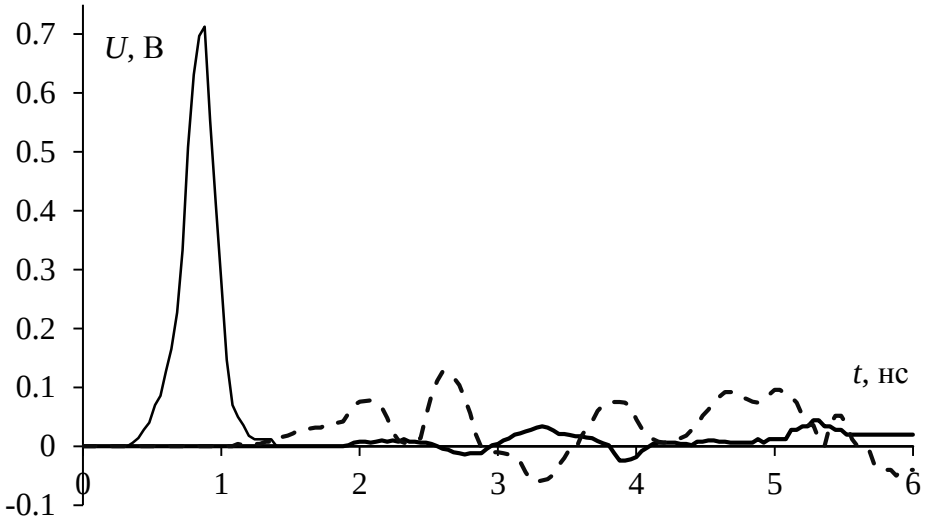
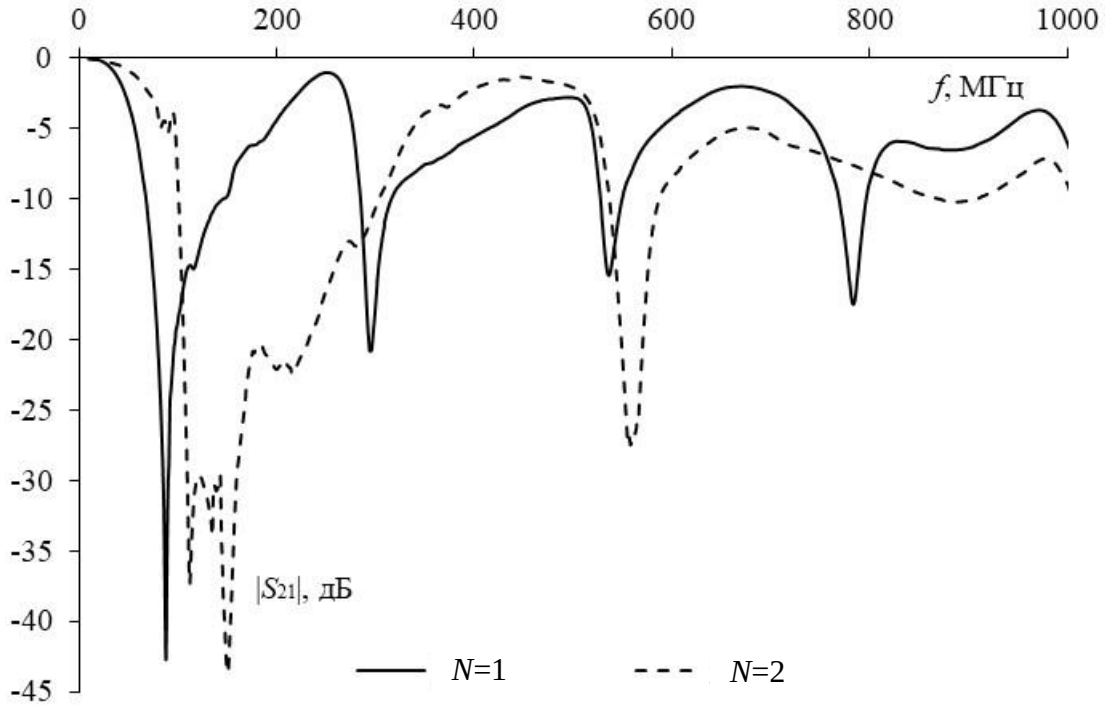


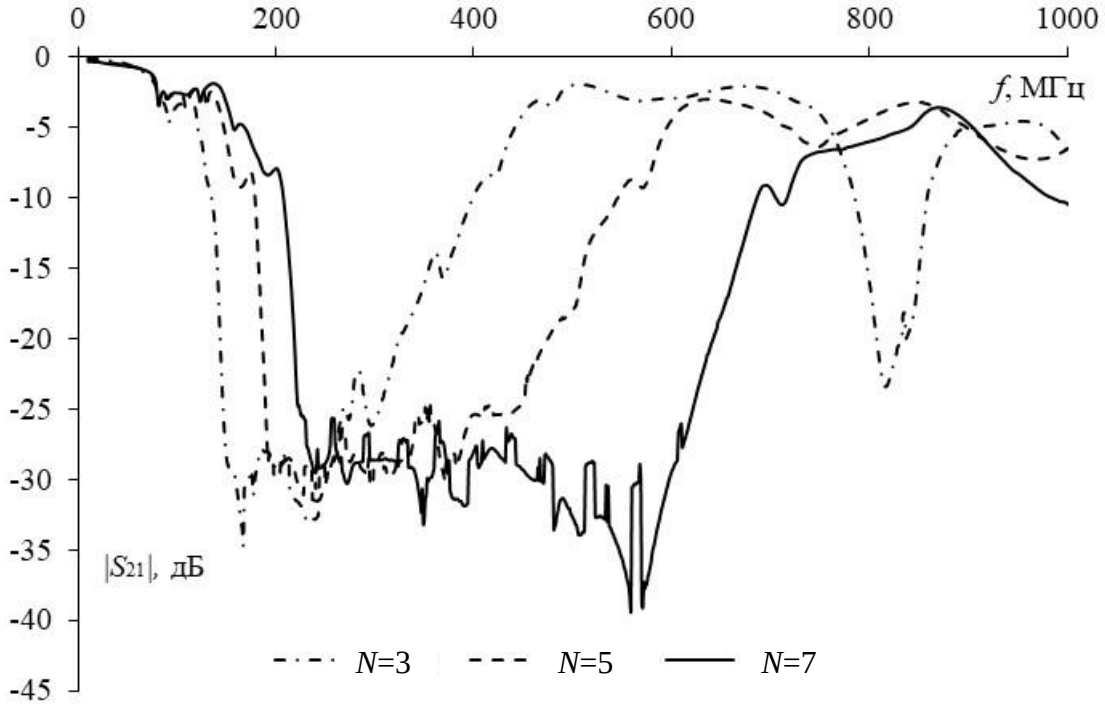
Рисунок 5.5 – Формы напряжения на входе осциллографа С9-11 при воздействии СКИ без МФ (—), с одним (- -) и двумя (▬) МФ

Изготовлены прототипы ПП МФ с лицевой связью с числом отрезков пассивного проводника N=1, 2, 3, 5, 7 при общей длине МФ 280 мм (рисунок 5.6). Структура имеет ширину проводников w=9 мм, расстояние между проводниками s=2 мм, толщину подложки из стеклотекстолита h=1,5 мм и толщину проводника t=0,018 мм. Поперечное сечение структуры такое же, как на рисунке 4.1, а схема включения – как на рисунке 5.1. Измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ всех прототипов (приведены на рисунке 5.7) Видно, что с увеличением числа отрезков, крутизна спада частотной зависимости $|S_{21}|$ и значения первой частоты среза увеличиваются. Однако возникают пульсации в полосе пропускания. Кроме того, на результаты измерений могут влиять соединители, пайка, а также рост числа неоднородностей на стыках. В таблице 5.2 приведены значения первой частоты среза для разного количества отрезков пассивного проводника.

Рисунок 5.6 – Фото прототипов ПП с лицевой связью с числом отрезков пассивного проводника *N*=1, 2, 3, 5, 7: вид сверху (*а*) и вид снизу (*б*)



а



б

Рисунок 5.7 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ с лицевой связью с различным числом отрезков *N* пассивного проводника

Таблица 5.2 – Зависимость частоты среза от количества отрезков пассивного проводника МФ с лицевой связью (результаты измерений)

Количество отрезков, N	1	2	3	5	7
Длина каждого отрезка, мм	280	140	93,3	56	40
$f_{ср}$, МГц	49	76	116	139	150

5.1.2 Исследование влияния многокаскадности на амплитудно-частотную характеристику модальных фильтров со встречно-штыревой структурой проводников

Вычислены частотные зависимости $|S_{21}|$ макетов встречно-штыревого МФ: однокаскадного и трехкаскадного. Размеры макетов одинаковы (представлены в разделе 3.5). Схема включения трехкаскадного МФ представлена на рисунке 5.8. Пассивный проводник в однокаскадном и трехкаскадном МФ включался в режиме КЗ-ХХ, а R_1=R_2=100 Ом. Длина проводников самого длинного каскада выбиралась как половина длины всего МФ (l_2=l/2), длина второго и третьего каскадов как половина длины второго каскада (l_1=l_3=l_2/2). Однако, так как переходные отверстия могут располагаться только на внешней стороне полувитков, длины каскадов получились равными l_1=67 мм, l_2=159 мм l_3=74 мм. Внешний вид макета показан на рисунке 5.9. Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ приведены на рисунке 5.10. Из графиков видно, что в трехкаскадной структуре крутизна спада $|S_{21}|$ значительно выше, чем в однокаскадной. Кроме того, полоса пропускания в однокаскадном МФ равна 59 МГц, а в трехкаскадном – 161 МГц.

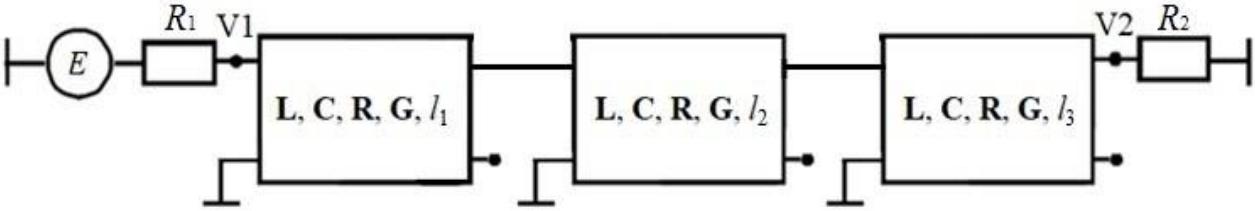


Рисунок 5.8 – Схема включения трехкаскадного МФ
со встречно-штыревой структурой проводников

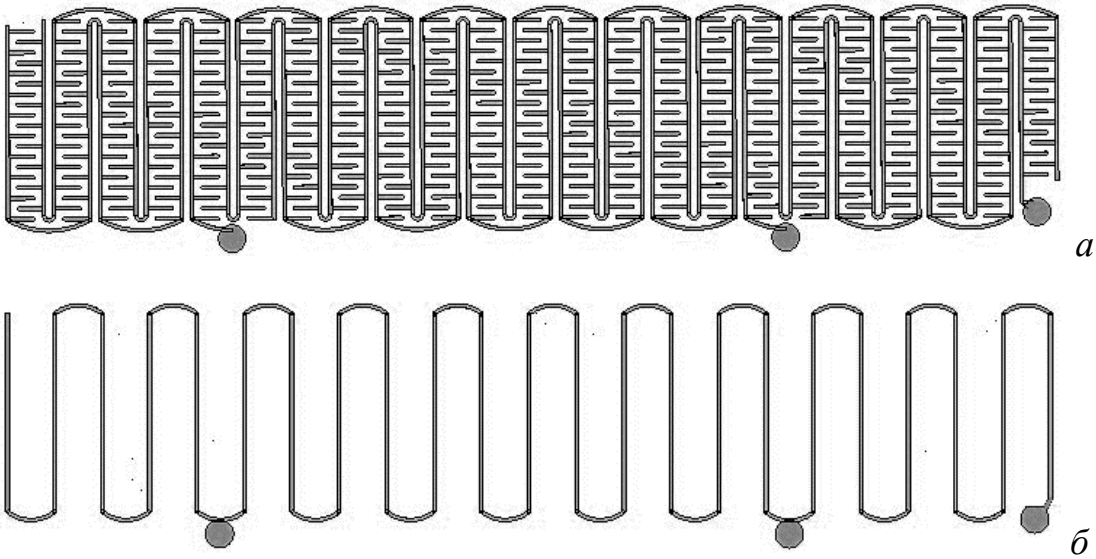


Рисунок 5.9 – Проводники трехкаскадного МФ со встречно-штыревой структурой проводников: активный с пассивным (*а*) и опорный (*б*)

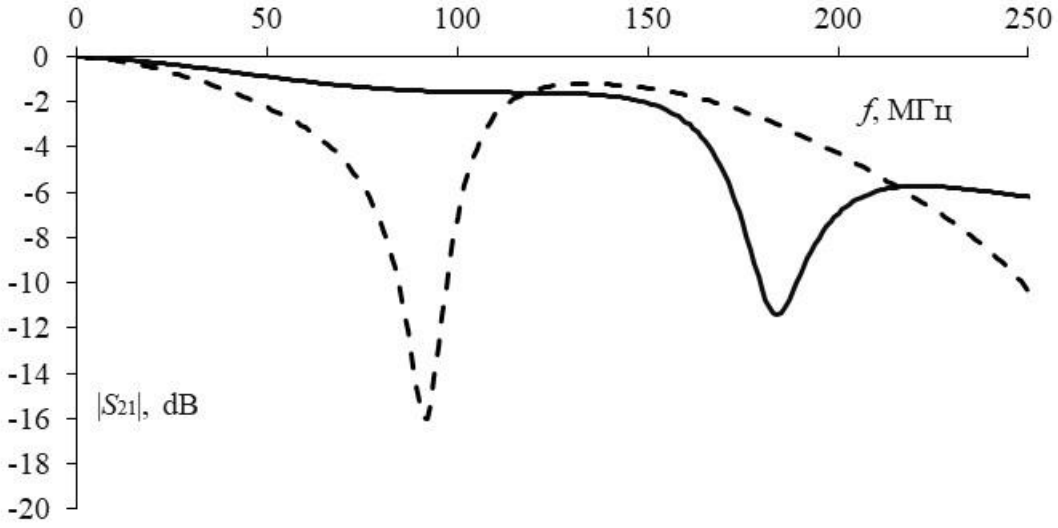


Рисунок 5.10 – Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ со встречно-штыревой структурой проводников: однокаскадного (---) и трехкаскадного (—)

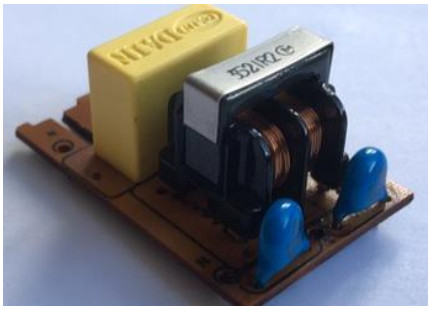
5.2 Гибридные устройства защиты

В данном разделе исследованы характеристики гибридного исполнения помехоподавляющего фильтра и МФ. Предложена структура с удлиненными штырями для защиты от СКИ. Представлены результаты разработки полосового фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора.

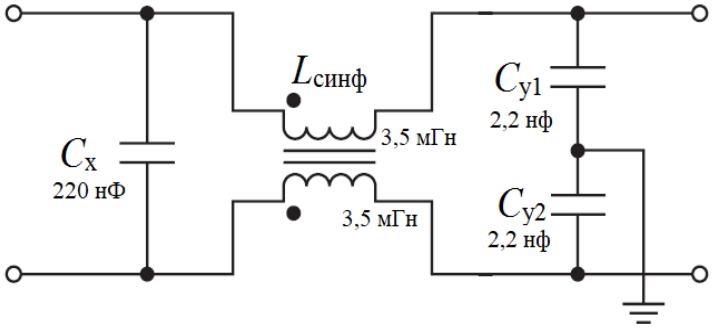
5.2.1 Включение модального фильтра с помехозащитным фильтром

Для улучшения подавления высокочастотных ЭМП целесообразно рассмотреть возможность совместного использования EMI-фильтра и МФ. Фильтр для цепей электропитания используется в различной РЭА, например, такой как блоки питания, для подавления кондуктивных ЭМП [109]. Внешний вид фильтра и его схема показаны на рисунке 5.11. Для подавления противофазной ЭМП используется *X*–конденсатор с емкостью 220 нФ, а для подавления синфазной ЭМП используются синфазный дроссель с индуктивностью каждой обмотки 3,5 мГн и *Y*–конденсаторы с емкостью 2,2 нФ

каждый.



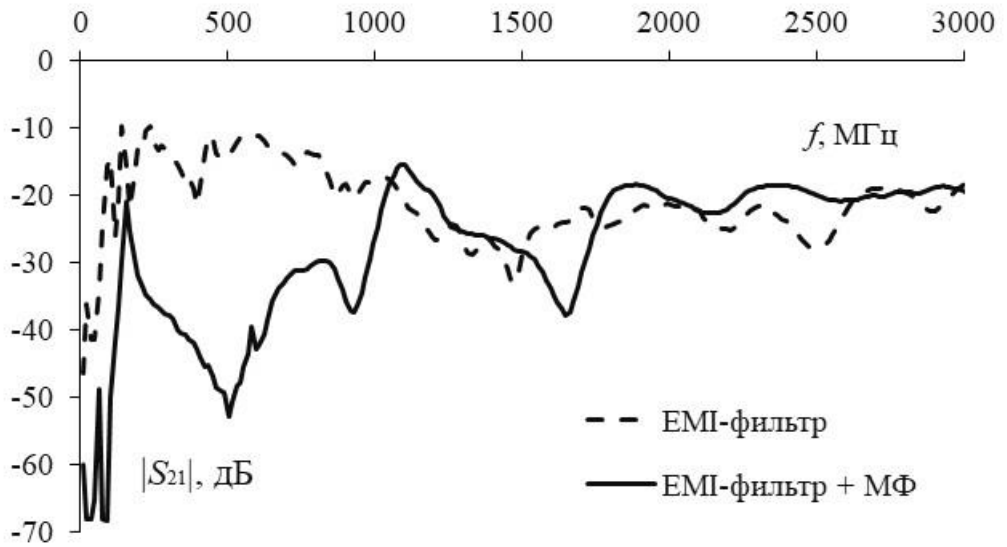
а



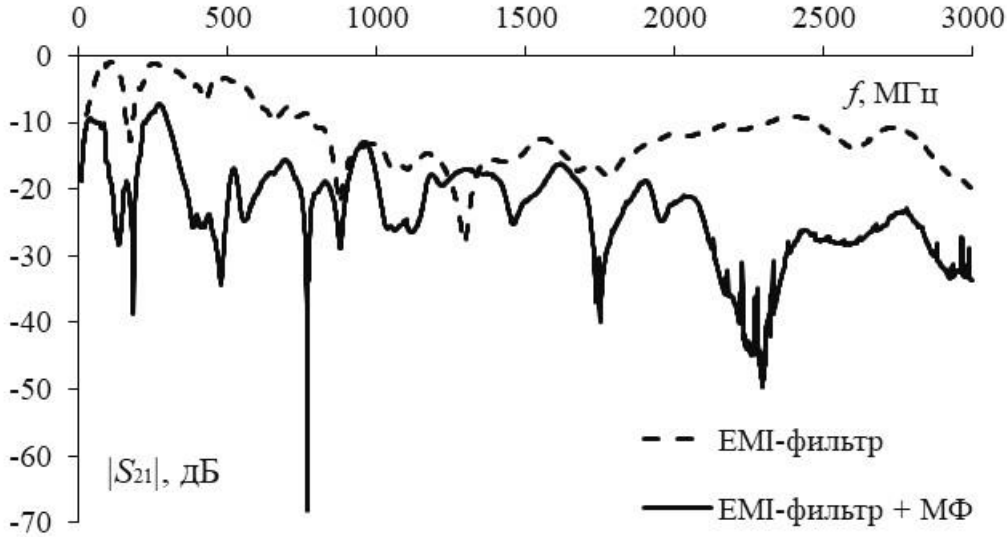
б

Рисунок 5.11 – EMI-фильтр для цепей электропитания: фото (*а*), схема (*б*)

Прибором Р2М-40 измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ для одного EMI-фильтра в синфазном и противофазном режимах и его совместного включения с МФ с лицевой связью, представленным на рисунке 4.1. Результаты измерения в диапазоне частот от 10 МГц до 3000 МГц представлены на рисунке 5.12. Из графиков видно, что в противофазном режиме при добавлении МФ к EMI-фильтру значительно улучшается вносимое затухание в частотном диапазоне до 1000 МГц. В синфазном режиме добавление МФ увеличивает вносимое затухание на всех частотах кроме диапазона от 1240 МГц до 1340 МГц. Таким образом, дополнительное подключение МФ к помехоподавляющим фильтрам улучшает подавление высокочастотных ЭМП.



а

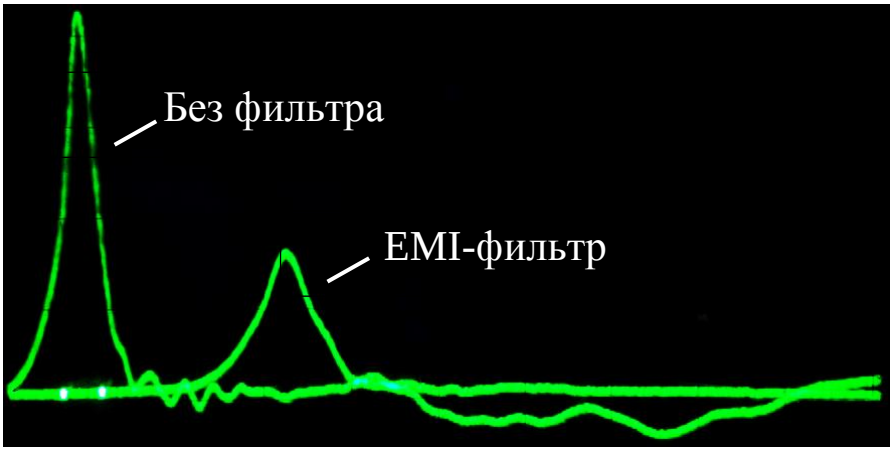


б

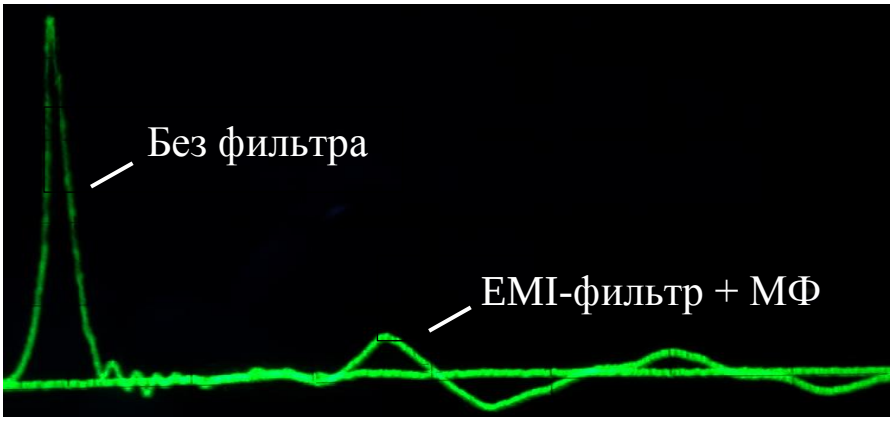
Рисунок 5.12 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ EMI-фильтра и совместного включения МФ и EMI-фильтра: в противофазном (*а*) и синфазном (*б*) режимах

Измерены формы напряжения на входе осциллографа С9-11 при прохождении СКИ длительностью 1 нс и амплитудой 450 мВ через EMI-фильтр в синфазном режиме и через совместное включение EMI-фильтра и МФ. Результаты измерения представлены на рисунке 5.13. При прохождении EMI-фильтра СКИ ослабился до 170 мВ (в 2,65 раза), а при прохождении EMI-

фильтра и МФ – до 55 мВ (в 8,18 раза). Таким образом, экспериментально показано, что может быть целесообразным использовать EMI-фильтры совместно с МФ.



а



б

Рисунок 5.13 – Формы напряжения на входе осциллографа С9-11 при прохождении СКИ через EMI-фильтр (*а*) и через совместное включение EMI-фильтра и МФ (*б*)

5.2.2 Встречно-штыревая конструкция с удлиненными штырями

Предложена встречно-штыревая структура с возможностью защиты сети Ethernet от СКИ (рисунок 5.14). Отличительной особенностью структуры является малая длина за счет увеличенной длины штырей. Геометрические параметры оптимизированы для достижения лучшего согласования с трактом 100 Ом: ширина проводника w=0,3 мм, толщина проводника t=0,105 мм, расстояние между проводниками s=0,4 мм, толщина диэлектрической подложки

h=0,29 мм, ширина земли w_r=2,7 мм, длина штырей lp=40 мм, длина структуры составляет 3,2 мм. Отличительной особенностью структуры является не только возможность разложения СКИ на моды, но и его подавление за счет значительного увеличения электрической емкости.

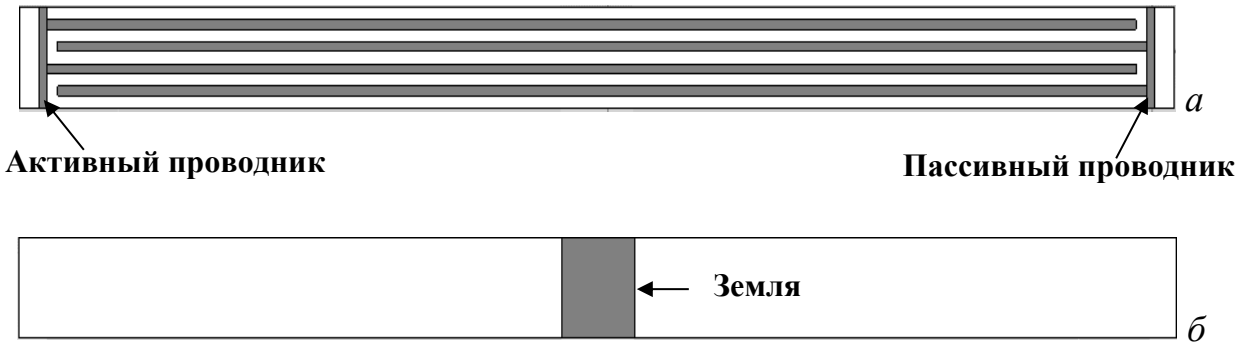


Рисунок 5.14 – Встречно-штыревая конструкция с удлиненными штырями: вид сверху (*а*), вид снизу (*б*)

Вычислена частотная зависимость $|S_{21}|$ в диапазоне частот от 0 до 5 ГГц (рисунок 5.15). Полоса пропускания составляет 450 МГц. Из характеристики видно, что структура хорошо ослабляет высокочастотные сигналы, что улучшает подавление СКИ. Так, например, на частоте 4,7 ГГц значение $|S_{21}|$ равно минус 33 дБ.

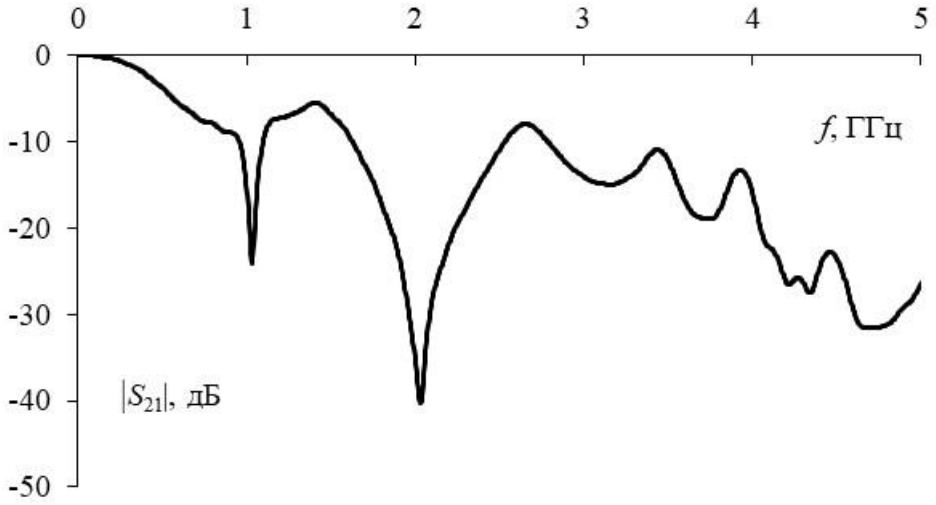


Рисунок 5.15 – Частотная зависимость $|S_{21}|$ встречно-штыревой конструкции с удлиненными штырями

Вычислены формы напряжения при воздействии полезного сигнала Ethernet амплитудой 1 В и СКИ амплитудой 10 В (рисунок 5.16). Видно, что на выходе импульс Ethernet не искажен и его амплитуда составляет 0,5 В. Это говорит о том, что линия хорошо согласована. При этом, амплитуда СКИ на выходе структуры составляет 1,9 В (ослабление в 2,6 раза).

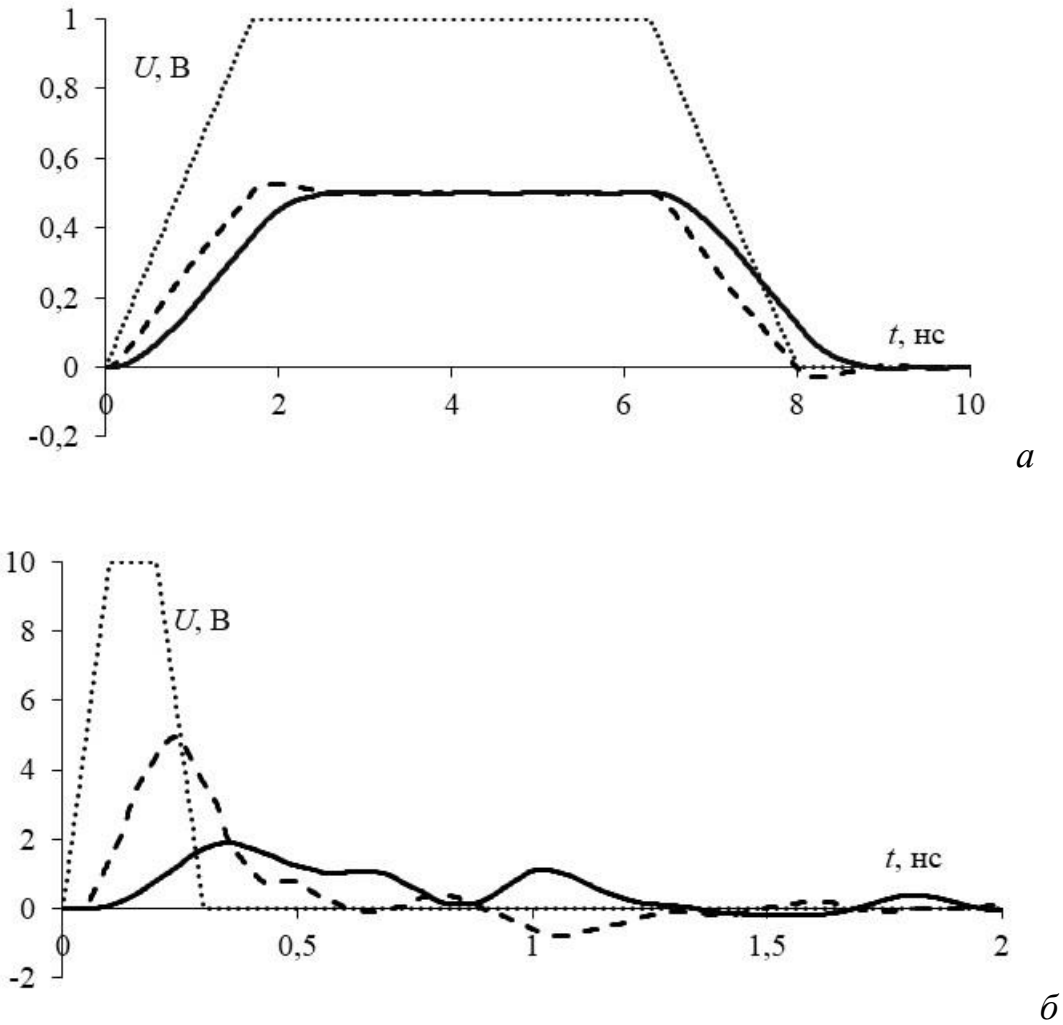


Рисунок 5.16 – Формы э.д.с. (···) и напряжения на входе (—) и выходе (- -) встречно-штыревой конструкции с удлиненными штырями при воздействии полезного сигнала (*а*) и СКИ (*б*)

5.2.3 Фильтр для защиты входных цепей пикосекундного локатора

5.2.3.1 Разработка фильтра на основе элементов с распределенными параметрами для защиты входных цепей пикосекундного локатора

Для нормального функционирования пикосекундного локатора, фильтр должен иметь малые габариты и минимальные потери. В то же время необходимо минимизировать количество элементов с сосредоточенными параметрами, для чтобы увеличивать срок эксплуатации фильтра и уменьшить влияние паразитных параметров на ключевые характеристики [110].

Рассмотрена возможность реализации фильтра без использования элементов с сосредоточенными параметрами [111]. С помощью программы iFilter [112] получена конструкция, обеспечивающая требуемую характеристику с затуханием менее 0,1 дБ в частотном диапазоне от 500 МГц до 200 МГц. Однако, конструкция имеет большие габариты (длина 240 мм и ширина 20 мм). Кроме того, ширина штырей составляет 0,01 мм, что затрудняет возможность реализации данной конструкции. Внешний вид фильтра представлен на рисунке 5.17, а частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ – на рисунке 5.18.

Рисунок 5.17 – Полосовой фильтр
на элементах с распределенными параметрами

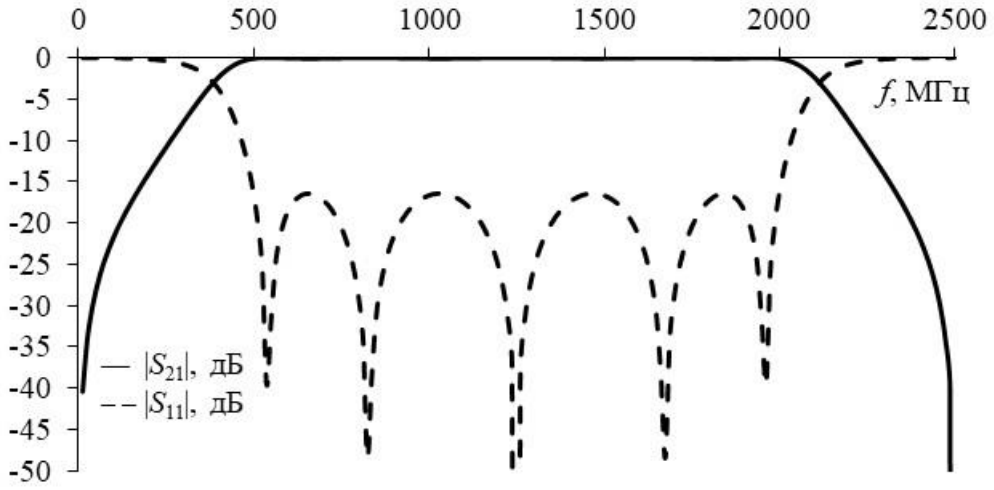


Рисунок 5.18 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ полосового фильтра на элементах с распределенными параметрами

5.2.3.2 Разработка гибридного фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора

В связи с недостатками конструкции фильтра на основе элементов с распределенными параметрами, разработана конструкция гибридного фильтра [113]. Для начала рассчитана схема фильтра пятого порядка [114, 115], которая представлена на рисунке 5.19. Для обеспечения полосы подавления в частотном диапазоне от 0 до 500 МГц предложено использование в начале и конце схемы последовательно включенных конденсаторов номиналом 3,3 пФ. Для обеспечения полосы подавления на частотах более 2000 МГц рассчитана схема, состоящая из трех последовательно включенных катушек индуктивности номиналом 9,2 нГн и двух параллельно включенных конденсаторов номиналом 0,52 пФ.

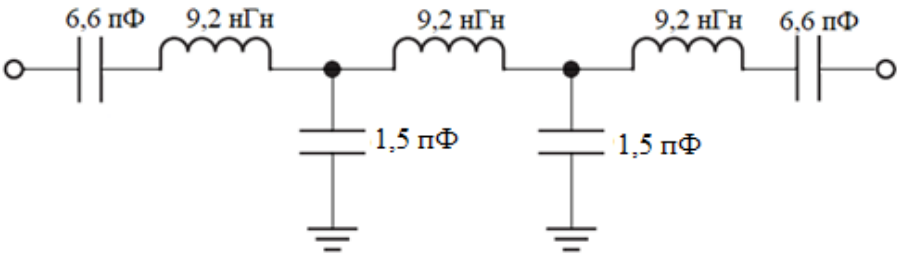


Рисунок 5.19 – Схема полосового фильтра

Учитывая малые значения емкостей и индуктивностей, подавление на частотах более 2000 МГц может быть обеспечено на компактных элементах с распределенными параметрами. Фильтр разработан на подложке из FR-4 (ε_r=4,3) толщиной H=2,5 мм с фольгой t=0,035 мм. Необходимо рассчитать ширину (w_1 и w_2) и длину отрезков l_1 и l_2 фильтра. Так как отрезок линии, отвечающий за параллельно включенную емкость должен быть достаточно широким, предполагается, что $w/H > 2$. В этом случае погонная емкость отрезка рассчитывается по формуле [116]

$$C_C = 10{,}6\varepsilon(1+\frac{w_1/H}{1-t/H}), \text{ пФ/м.} \tag{5.2}$$

Пусть l_1=10 мм. Тогда w_1 из (5.2) будет равным 5,7 мм.

Ширина отрезка, отвечающего за индуктивность должна быть достаточно узкой. Поэтому предполагается, что $w/H < 2$. Тогда погонная емкость отрезка находится по формуле

$$C_L = 10{,}6\varepsilon(1+\frac{w_2}{H})\frac{1}{1-t/H}, \text{ пФ/м.} \tag{5.3}$$

Погонная индуктивность отрезка вычисляется как

$$L_L = C_L \cdot Z_B{}^2, \text{ пГн/м,} \tag{5.4}$$

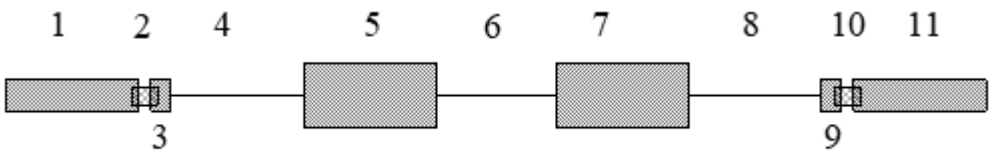
где волновое сопротивление $Z_в$ определяется как

$$Z_B = 315\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\frac{1-t/H}{1+w_2/H}, \text{ Ом.} \tag{5.5}$$

Далее (5.3) и (5.5) подставлено в (5.4), откуда выражено H. Учитывая длину l_2 так же равной 10 мм, получено значение ширины отрезка, отвечающего

за последовательно включенную индуктивность w_2=0,3 мм.

Внешний вид полученной конструкции представлен на рисунке 5.20, а описание компонентов – в таблице 5.3.



Рисунки 5.20 – Топология гибридного полосового фильтра

Таблица 5.3 – Компоненты гибридного фильтра

Номер части	Название	Длина *l*, мм	Ширина *w*, мм
1, 11	Подводящий отрезок	10	3
3, 9	Площадка под пайки	1,5	2
4, 6, 8	Узкий отрезок (индуктивность)	10	0,3
5, 7	Широкий отрезок (емкость)	10	5,7
2, 10	Конденсатор 6,6 пФ		

Выполнено электродинамическое моделирование представленной конструкции гибридного фильтра. Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ представлены на рисунке 5.21. Полоса пропускания фильтра находится в диапазоне от 450 МГц до 2130 МГц.

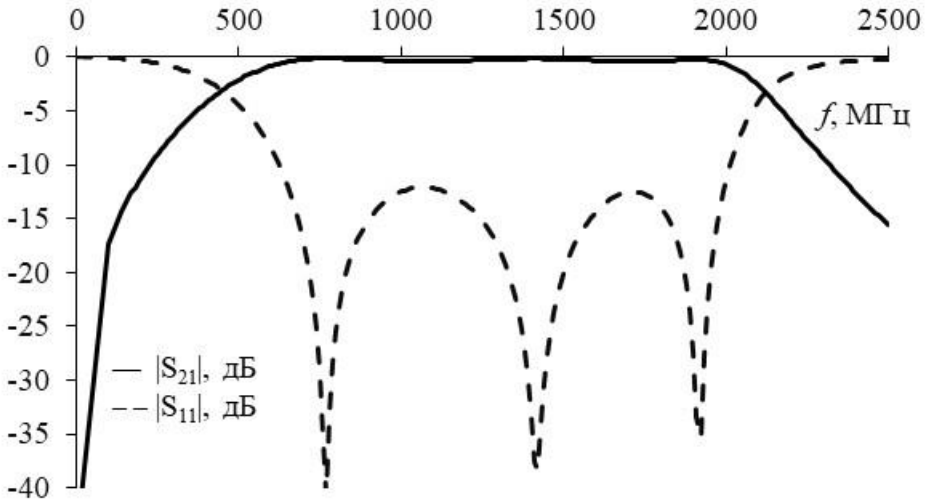


Рисунок 5.21 – Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ гибридного полосового фильтра

Изготовлен прототип полосового гибридного фильтра на подложке размерами 74×10 мм. Фото прототипа приведено рисунке 5.22.

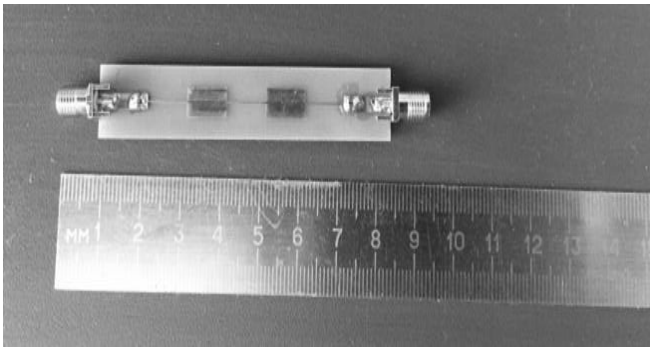


Рисунок 5.22 – Фото прототипа гибридного полосового фильтра

Прибором Р2М-40 измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ (рисунок 5.23). Измерения показали, что полоса пропускания фильтра находится в диапазоне частот от 470 МГц до 1970 МГц. Кроме того, до частоты 1500 МГц вносимое фильтром затухание в полосе пропускания не превышает 1 дБ, что является преимуществом для пикосекундной локации.

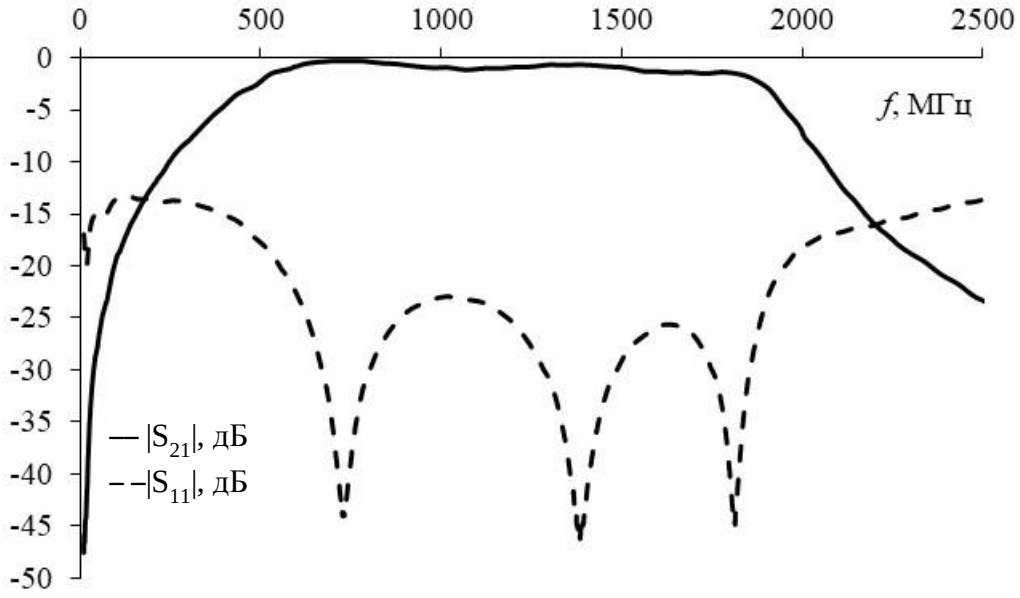


Рисунок 5.23 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ гибридного полосового фильтра

Выполнена проверка работы фильтра в условиях воздействия интенсивных ЭМП. С помощью осциллографа LeCroy выполнены измерения форм напряжения на выходе фильтра при воздействии прямоугольного помехового сигнала длительностью 9 нс (рисунок 5.24). Видно, что на выходе остаются два импульса от фронта и спада ЭМП.

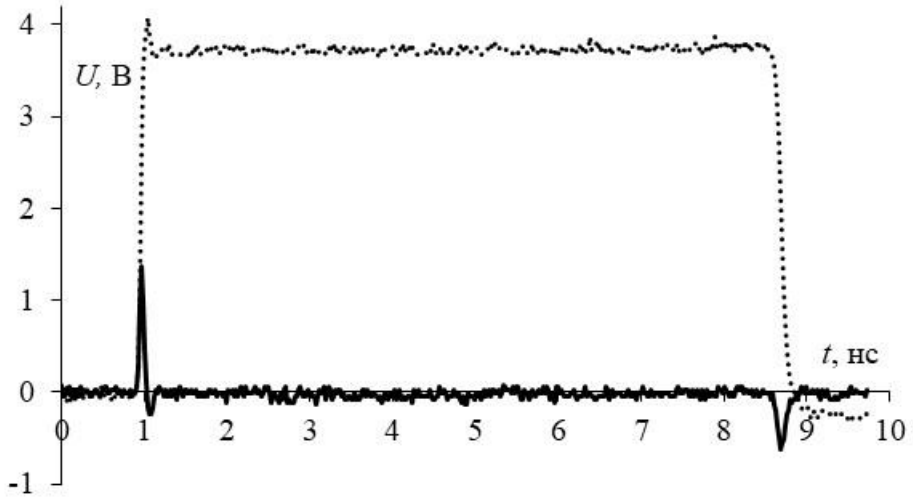


Рисунок 5.24 – Формы напряжения на входе (···) и выходе (—) гибридного полосового фильтра в условиях воздействия ЭМП

5.3 Основные результаты главы

Исследовано влияние разделения пассивного проводника МФ на частотную зависимость $|S_{21}|$. С помощью электродинамического анализа вычислены частотные зависимости $|S_{21}|$ МФ с лицевой связью с количеством отрезков пассивного проводника 1, 3, 5, 7. Результаты моделирования показали, что с увеличением количества отрезков увеличивается крутизна спада частотной зависимости $|S_{21}|$ и ширина полосы пропускания. Кроме того, увеличивается вносимое затухание и полоса подавления. Выявлено, что при постоянной длине проводников, значение частоты среза приблизительно пропорционально числу отрезков. Выполнено измерение частотной зависимости $|S_{21}|$ одного МФ и двух каскадно включенных МФ с лицевой связью. Результаты измерения показали, что при добавлении второго МФ полоса пропускания увеличилась с 60 МГц до 66 МГц, несмотря на общее увеличение длины проводников в 2 раза. В то же время резонансная частота уменьшилась от 145 МГц до 115 МГц. Экспериментально показано, что при подключении второго МФ можно значительно улучшить подавление СКИ. Так, при прохождении одного МФ СКИ ослабляется в 5,7 раза, а при двух – в 21 раз. Изготовлен прототип МФ с лицевой связью с количеством отрезков пассивного проводника N=1, 2, 3, 5, 7. Измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ с помощью Р2М-40. Показано, что с увеличением числа отрезков пассивного проводника, крутизна спада частотной зависимости $|S_{21}|$ и значение частоты среза увеличиваются.

Вычислены частотные зависимости $|S_{21}|$ макетов встречно-штыревого МФ: однокаскадного и трехкаскадного, при включении пассивного проводника в режиме КЗ-ХХ. Полученные результаты показали, что в трехкаскадной структуре крутизна спада $|S_{21}|$ значительно выше, чем в однокаскадной. Кроме того, полоса пропускания в однокаскадном МФ равна 59 МГц, а в трехкаскадном – 161 МГц.

Для улучшения подавления высокочастотных кондуктивных ЭМП предложено использование совместного включения EMI-фильтра и МФ. Измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ в диапазоне от 10 МГц до 3000 МГц для

EMI-фильтра в синфазном и противофазном режимах и совместного включения EMI-фильтра и МФ с лицевой связью. Показано, что в противофазном режиме при добавлении МФ к EMI-фильтру значительно улучшается вносимое затухание в частотном диапазоне до 1000 МГц. В синфазном режиме добавление МФ увеличивает вносимое затухание на всех частотах кроме диапазона от 1240 МГц до 1340 МГц. Таким образом, дополнительное подключение МФ к помехоподавляющим фильтрам улучшает подавление высокочастотных ЭМП. Также измерены формы напряжения на входе осциллографа С9-11 при прохождении СКИ длительностью 1 нс и амплитудой 450 мВ через EMI-фильтр в синфазном режиме и через совместное включение EMI-фильтра МФ. При прохождении EMI-фильтра СКИ ослабился до 170 мВ (в 2,65 раза), а при прохождении EMI-фильтра и МФ – до 55 мВ (в 8,18 раза). Таким образом, экспериментально показано, может быть целесообразным использовать EMI-фильтры при совместном включении с МФ.

Предложена встречно-штыревая структура для защиты сети Ethernet от СКИ. Отличительной особенностью структуры являются малые габариты (3,2×41 мм). Вычислены формы напряжения на выходе структуры при воздействии полезного сигнала Ethernet амплитудой 1 В и СКИ амплитудой 10 В. Показано, что на выходе импульс Ethernet не искажен и его амплитуда составляет 0,5 В. При этом, максимальная амплитуда СКИ длительностью 0,3 нс на выходе структуры составляет 1,9 В (ослабление в 2,6 раза).

Представлены результаты разработки полосового фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора. Рассмотрена возможность реализации фильтра без использования элементов с сосредоточенными параметрами. Разработана конструкция, обеспечивающая требуемую характеристику с затуханием менее 0,1 дБ в частотном диапазоне от 500 МГц до 2000 МГц. Однако, конструкция имеет большие габариты (длина 240 мм и ширина 20 мм). Поэтому разработана конструкция гибридного фильтра пятого порядка. с малыми габаритами и минимальным количеством элементов с

сосредоточенными параметрами (два чип-конденсатора). Выполнено электродинамическое моделирование фильтра, которое показало, что структура работает корректно. На основании моделирования изготовлен прототип фильтра. Результаты измерения частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ показали, что полоса пропускания фильтра находится в диапазоне частот от 470 МГц до 1970 МГц. Кроме того, до частоты 1500 МГц вносимое фильтром затухание в полосе пропускания не превышает 1 дБ, что является преимуществом для пикосекундной локации. Выполнена проверка работы фильтра в условиях воздействия интенсивных ЭМП. Результаты измерения показали, что на выходе выделяется два импульса полезного сигнала, в то время как ЭМП эффективно подавляются.

6 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ

6.1 TALGAT 2017

Программный комплекс TALGAT 2017 предназначен для моделирования задач ЭМС. В TALGAT 2017 автором получены следующие результаты диссертационной работы:

1. Для рассматриваемых в работе МФ вычислены характеристики: матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции, значения разностей задержек мод и волновых сопротивлений.

2. Вычислены временные отклики в МФ при воздействии СКИ с учетом и без учета потерь.

3. Выполнена оценка вычислительных затрат при моделировании МФ.

6.2 Учебный процесс ТУСУРа

В данном разделе освещено использование опыта моделирования автора работы в учебном процессе ТУСУРа [117].

В настоящее время проектирование РЭА невозможно без учета ЭМС. Поэтому на кафедре телевидения и управления ТУСУР активно осуществляется подготовка магистров в области ЭМС. Так, в 2016 г. к ранее открытому направлению «ЭМС радиоэлектронной аппаратуры» добавились два новых: «ЭМС в топливно-энергетическом комплексе» и «Защита от электромагнитного терроризма». Одним из основных аспектов подготовки магистров данных направлений является широкое использование математического моделирования.

При подготовке специалистов в области ЭМС выполняется освещение вопросов, связанных с правильным выбором подхода (с точки зрения вычислительных затрат и точности моделирования), оптимальной сегментации и метода решения СЛАУ. Для лучшего освоения материала предусмотрены следующие дисциплины: «Вычислительная линейная алгебра», освещающая особенности методов решения СЛАУ (прямых и итерационных), и «Вычислительная ЭМС», посвященная углубленному изучению численных

методов (методы моментов, конечных элементов, конечных разностей и пр.), способов сегментации моделируемой структуры, а также описанных выше подходов к моделированию.

В качестве систем для электродинамического моделирования используются студенческие версии CST MWS и Altair FEKO. В них реализовано несколько методов расчета, что позволяет их использовать при проведении занятий по различным дисциплинам, связанным с моделированием задач ЭМС. Для квазистатического моделирования используется программа TALGAT.

Для оценки эффективности подходов при проведении дисциплин широко используются различные полосковые структуры, повсеместно используемые в РЭА. Стоит отметить, что расчет временных характеристик многопроводных линий передачи важен для анализа перекрестных наводок и целостности сигналов.

Одной из структур является линия передачи с тремя проводниками. Рассматриваемая структура достаточно проста для исследования и имеет следующие размеры (мкм): ширина проводников w=500, высота t=85, расстояние между проводниками s=200, толщина подложки h=400, расстояние от края проводника до края подложки d=1000. Материал диэлектрика – FR-4 (ε_r=4,3).

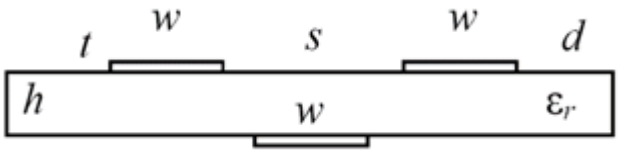


Рисунок 6.1 – Поперечное сечение МФ

Моделирование в TALGAT подразумевает построение поперечного сечения линии, вычисление матриц электростатической и электромагнитной индукций, построение принципиальной схемы и вычисление отклика. В CST MWS моделирование начинается с построения трехмерной структуры с использованием геометрических фигур и булевых операций. Далее требуется задание граничных условий. Ограничения в 30000 ячеек сегментации вполне

достаточно для моделирования.

На рисунке 6.2 приведены результаты моделирования отклика на сигнал Ethernet в МФ длиной 0,3 м в TALGAT и CST MWS. Видно, что результаты согласуются. При этом время моделирования в CST MWS составило 162 с, а TALGAT – 0,6 с, т.е. в 270 раз меньше.

Таким образом, при обучении рекомендуется проводить предварительный анализ по выбору наиболее подходящего подхода с целью уменьшения вычислительных затрат. Стоит отметить, что для решения сложных задач квазистатический подход практически не применим, например, при вычислении эффективности экранирования, поэтому для решения таких задач следует применять электродинамический подход.

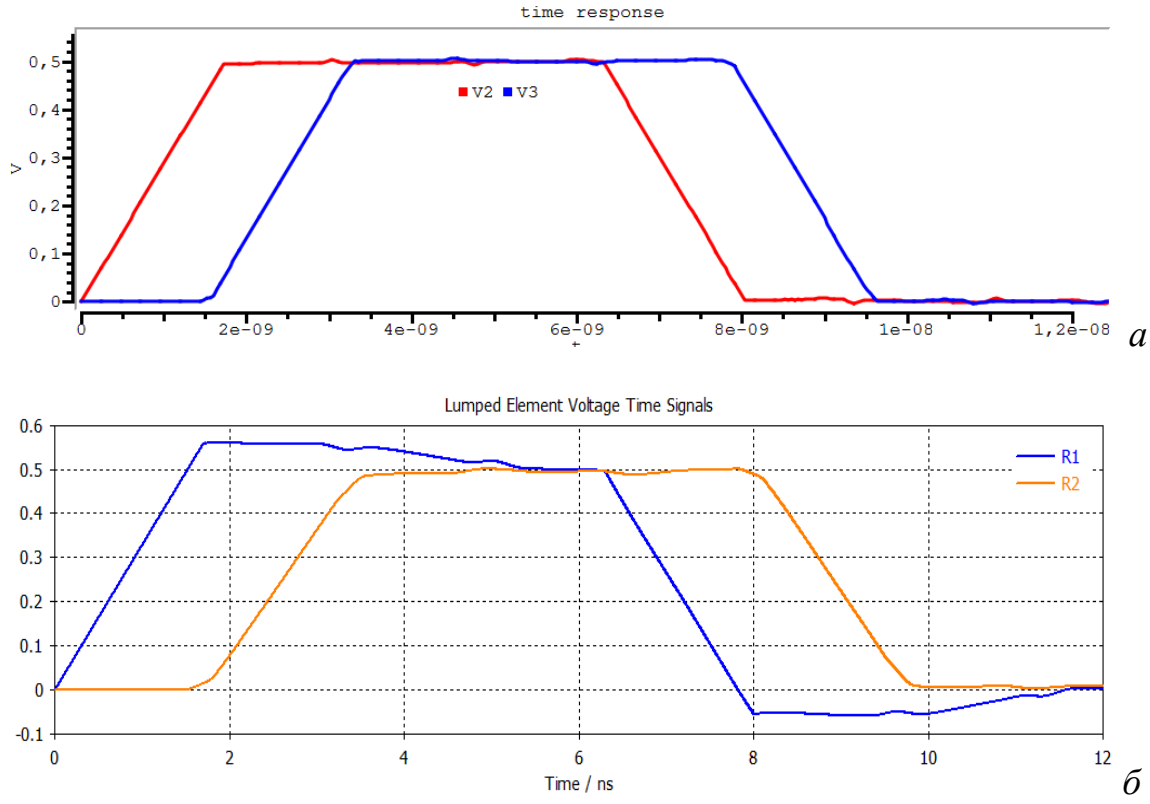


Рисунок 6.2 – Формы напряжения на входе и выходе трехпроводной линии передачи: TALGAT (*а*) и CST MWS (*б*)

6.3 Рекомендации по проектированию меандровых линий задержки

В данном разделе представлено использование методик моделирования,

освоенных автором, для проектирования меандровых линий задержек.

Для уменьшения временных и финансовых затрат целесообразно изготавливать ПП с учетом требований ЭМС и выполнять моделирование этих ПП до их производства. [118]. Важной задачей при проектировании печатных плат является минимизация перекрестных наводок, в том числе между меандровыми линиями задержки. Для минимизации излучений и перекрестных наводок от меандровых линий важно выбрать правильные формы полувитков. Поэтому исследовано влияние различных форм полувитков на амплитуду перекрестных наводок с одной линии на другую. Поперечное сечение исследуемых структур представлено на рисунке 6.3*а*. Здесь А – активный проводник, П – пассивный проводник, З – схемная земля. Структура имеет следующие значения геометрических параметров: ширина проводника w=1 мм, расстояние между проводниками (меандрами) s=3 мм, толщина проводников и земли t=0,035 мм, толщина диэлектрической подложки h=0,5 мм. Материал подложки – FR-4 (ε_r=4,3). Схема включения представлена на рисунке 6.3*б*. Значение R составляет 50 Ом, так как волновое сопротивление структуры также равно 50 Ом.

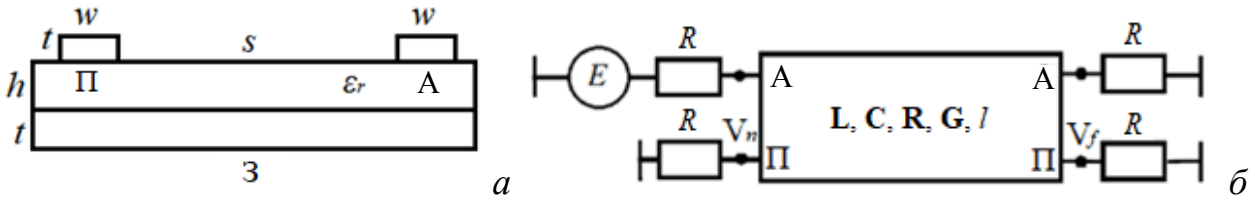


Рисунок 6.3 – Поперечное сечение линий (*а*) и схема включения (*б*)

Длина ПП оставалась неизменной (рисунок 6.4) и составляет 100 мм. Рассмотрено 3 варианта изгиба проводников: прямоугольный, в виде трапеции и круглый (рисунок 6.5).

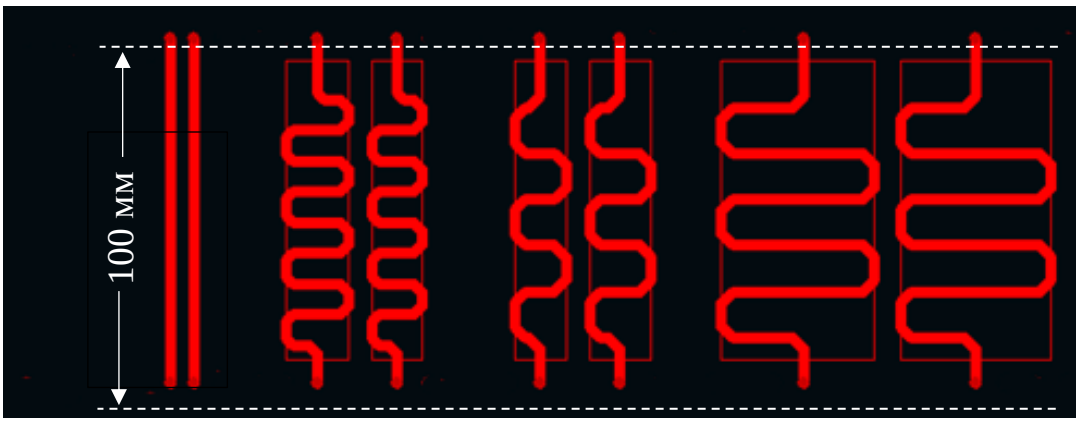


Рисунок 6.4 – Вид сверху на активный и пассивный проводники (слой Top)

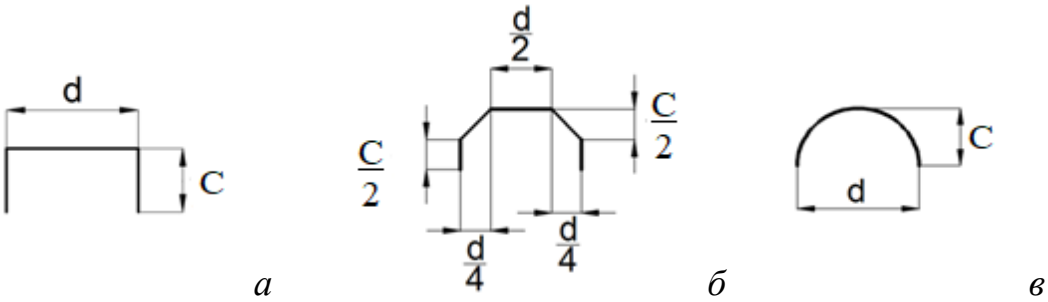


Рисунок 6.5 – Варианты изгибов проводников:

прямоугольный (*а*), в виде трапеции (*б*) и круглый (*в*)

На вход сигнального проводника подавался Гауссов импульс амплитудой 1 В. Форма э.д.с. представлена на рисунке 6.6.

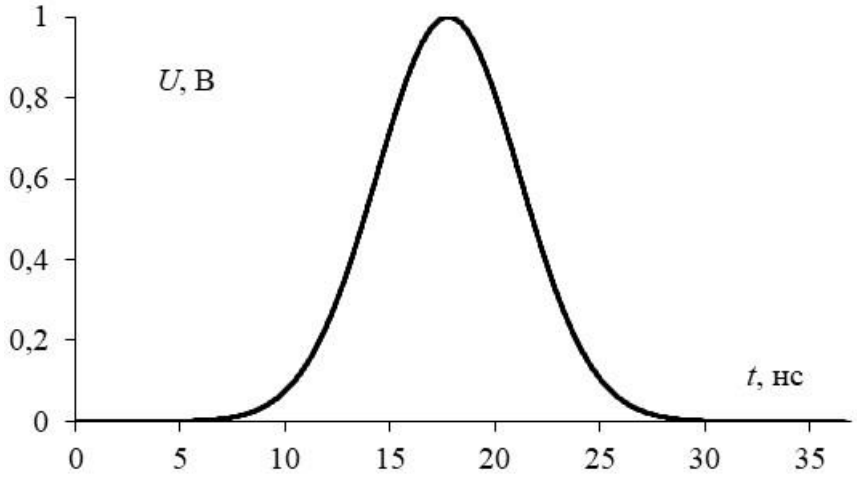


Рисунок 6.6 – Форма воздействующей э.д.с.

С помощью электродинамического анализа вычислены формы наводок на

ближнем и дальнем концах пассивного проводника. Формы напряжения для прямых проводников (рисунок 6.7) показаны на рисунке 6.8.

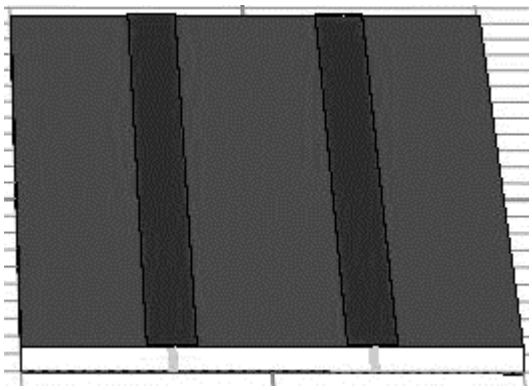


Рисунок 6.7 – ПП с прямыми проводниками

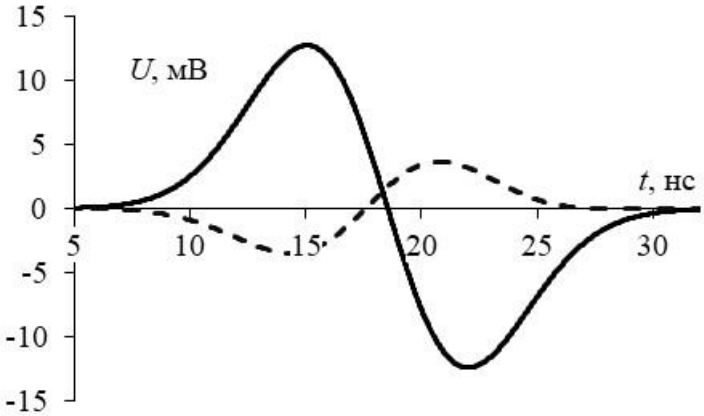


Рисунок 6.8 – Формы напряжения в начале (—) и конце (- -) пассивной линии для прямых проводников

Рассматривались структуры с длиной изгиба $C=d/2$, $C=d$ и $C=2d$ (при d=15 мм). Внешний вид проводников с прямоугольным изгибом показан на рисунке 6.9, а формы напряжения наводок на пассивном проводнике – на рисунке 6.10.

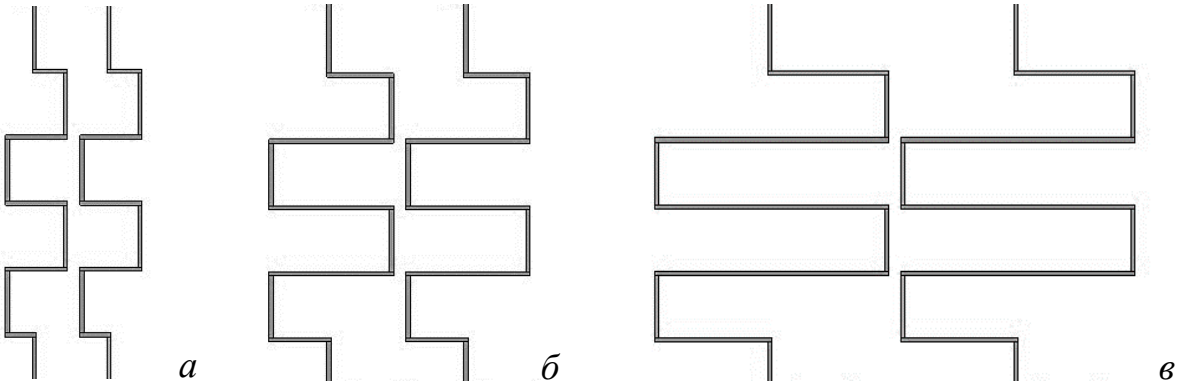


Рисунок 6.9 – Проводники с прямоугольным изгибом при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

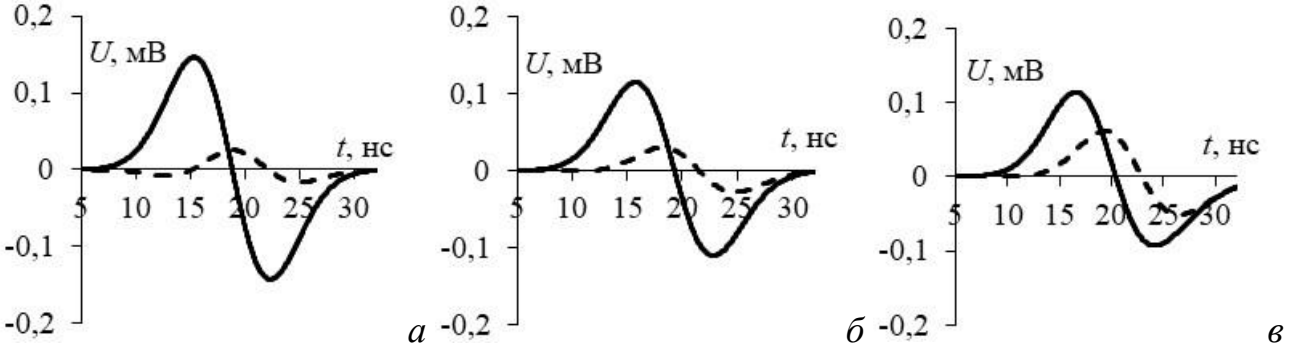


Рисунок 6.10 – Формы напряжения в начале (—) и конце (- -) пассивной линии для проводников с прямоугольным изгибом при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

Внешний вид проводников с изгибом в виде трапеции показан на рисунке 6.11, а формы напряжения наводок на пассивном проводнике – на рисунке 6.12.

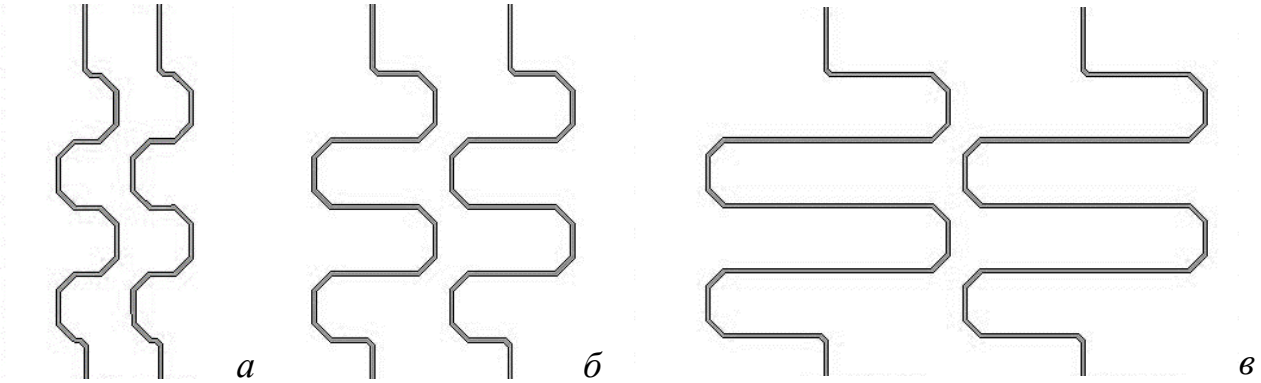


Рисунок 6.11 – Проводники с изгибом в виде трапеции
при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

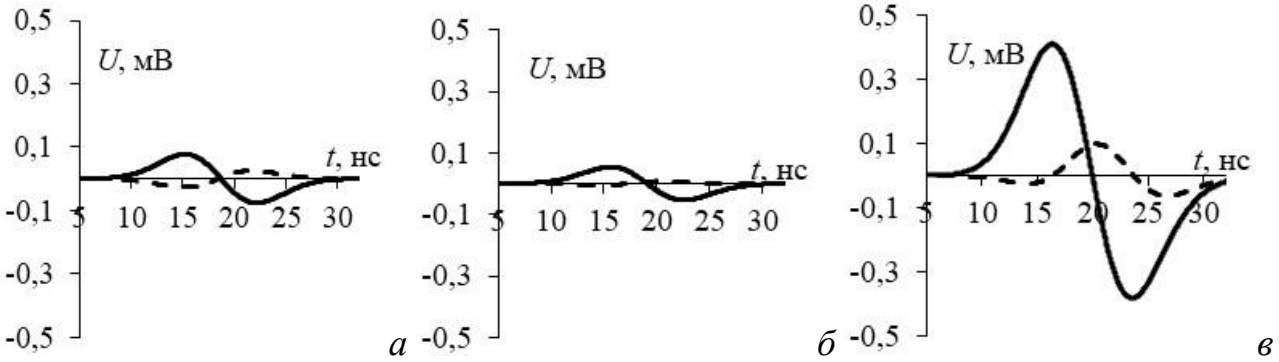


Рисунок 6.12 – Формы напряжения в начале (—) и конце (- -)
пассивной линии для проводников с изгибом в виде
трапеции при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

Внешний вид проводников с круглым изгибом показан на рисунке 6.11, а формы напряжения наводок на пассивном проводнике – на рисунке 6.14.

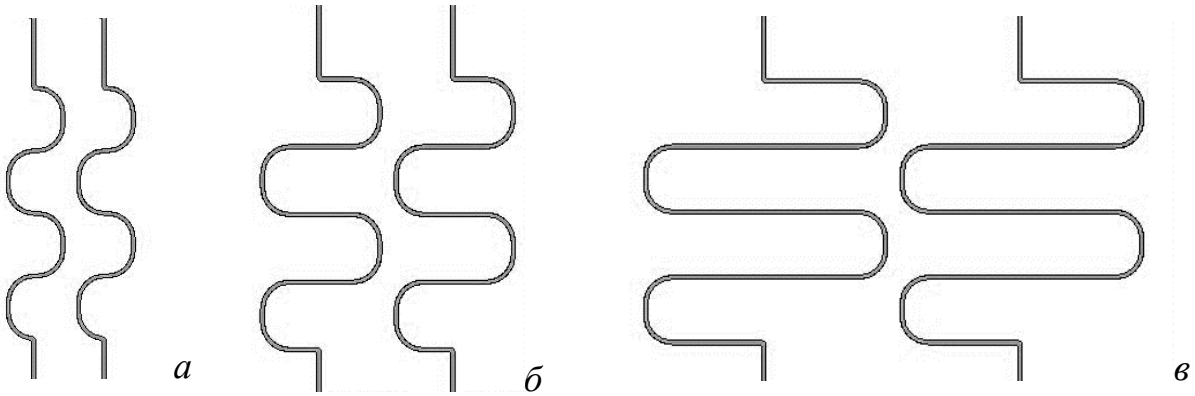


Рисунок 6.13 – Проводники с круглым изгибом
при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

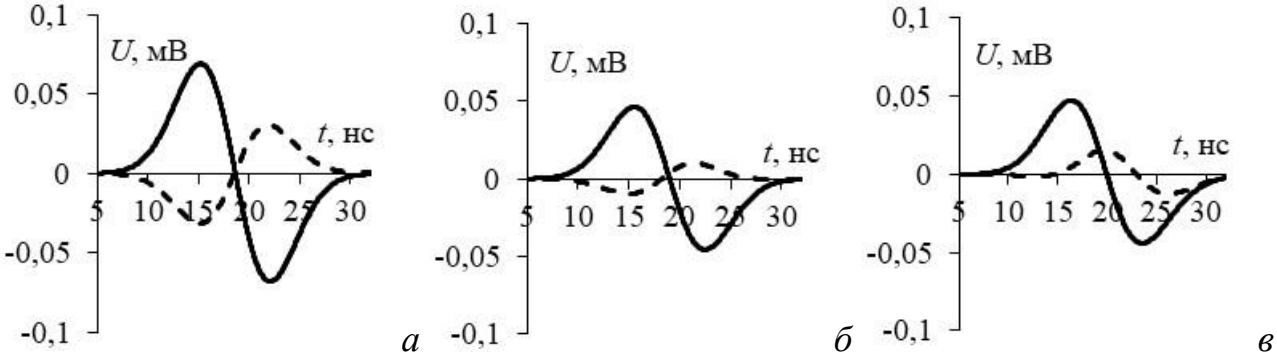


Рисунок 6.14 – Формы напряжения в начале (—) и конце (- -) пассивной линии для проводников с круглым изгибом при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

Вычислены также формы напряжений в начале и конце пассивного проводника при смещении активного проводника. Внешний вид проводников с прямоугольным изгибом со смещением показан на рисунке 6.15, а формы напряжения наводок на пассивном проводнике – на рисунке 6.16.

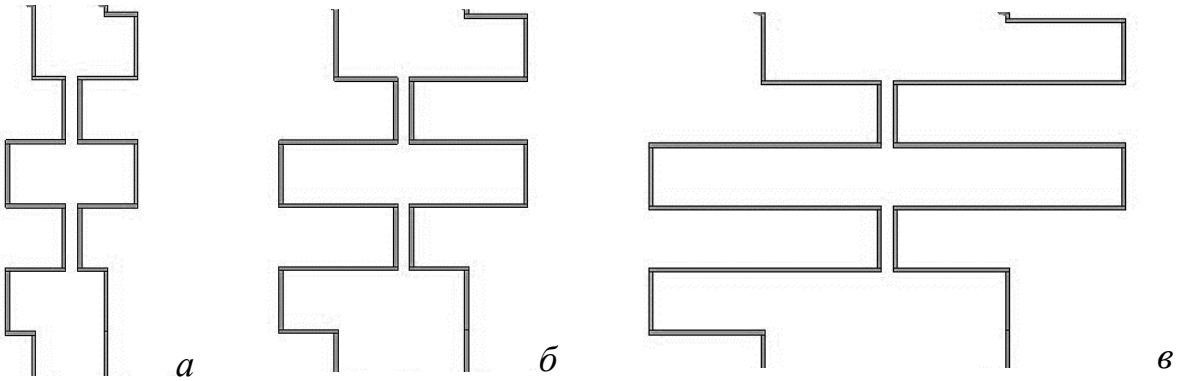


Рисунок 6.15 – Проводники с прямоугольным изгибом со смещением при длине изгиба *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

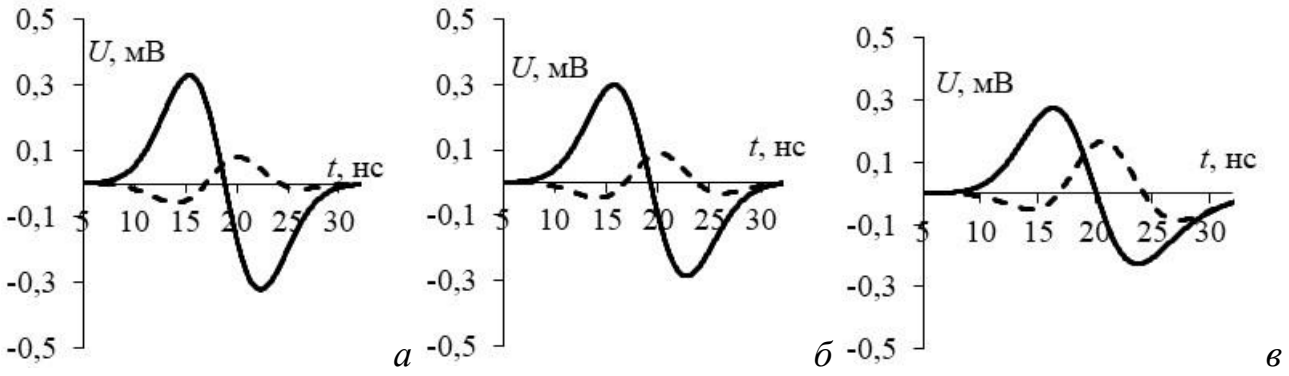


Рисунок 6.16 – Формы напряжения в начале (—) и конце (- -) пассивной линии для проводников с прямоугольным изгибом со смещением при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

Внешний вид проводников с изгибом в виде трапеции со смещением показан на рисунке 6.17, а формы напряжения наводок на пассивном проводнике – на рисунке 6.18.

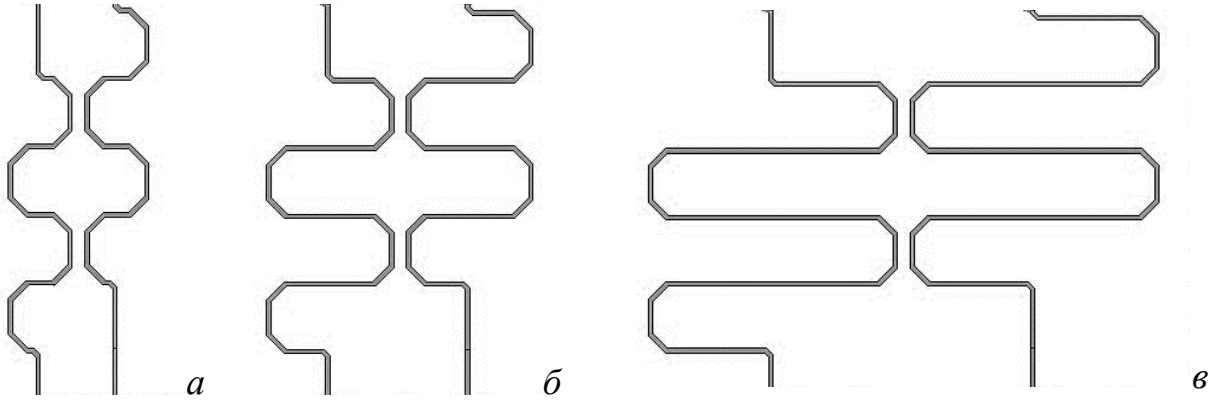


Рисунок 6.17 – Проводники с изгибом в виде трапеции со смещением при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

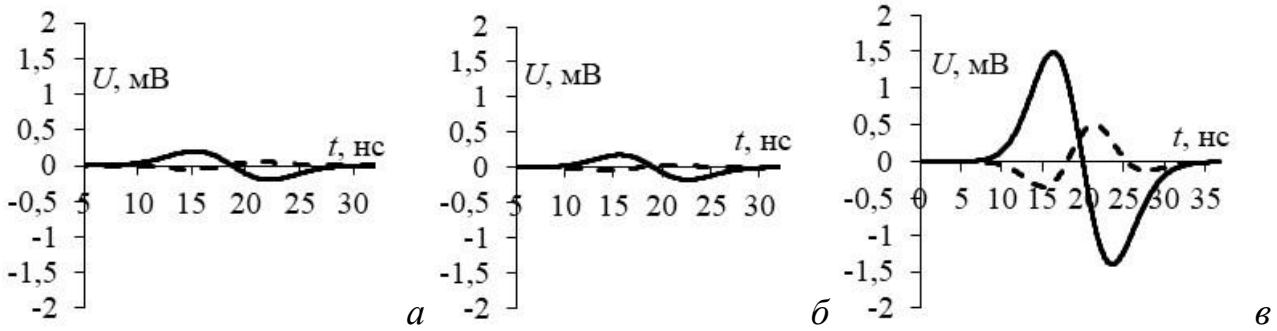


Рисунок 6.18 – Формы напряжения в начале (—) и конце (- -) пассивной линии с изгибом в виде трапеции со смещением при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

Внешний вид проводников с круглым изгибом со смещением показан на рисунке 6.19, а формы напряжения наводок на пассивном проводнике – на рисунке 6.20.

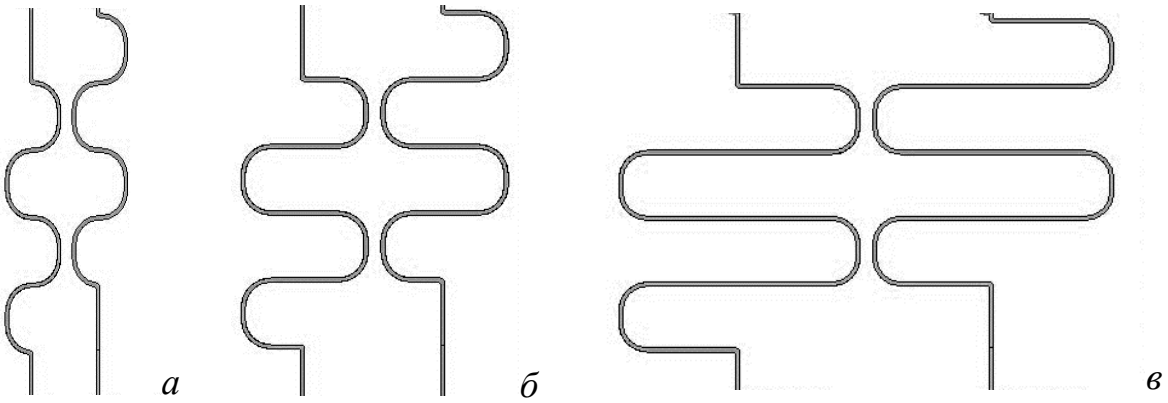


Рисунок 6.19 – Проводники с круглым изгибом со смещением при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

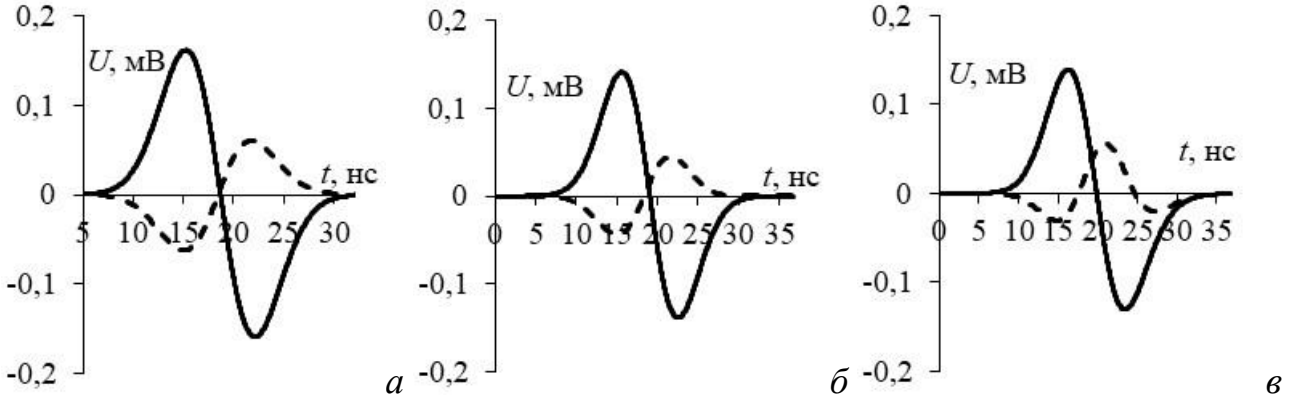


Рисунок 6.20 – Формы напряжения в начале (—) и конце (- -) пассивной линии с изгибов в виде трапеции со смещением при *C*=*d*/2 (*а*), *C*=*d* (*б*) и *C*=2*d* (*в*)

В таблицу 6.1 сведены значения амплитуды наводок на ближнем и дальнем концах конце пассивной линии для всех исследованных структур.

Таблица 6.1 – Значения амплитуды наводок на пассивном проводнике

Тип меандра	Амплитуда наводки на ближнем конце пассивного проводника, мВ			Амплитуда наводки на дальнем конце пассивного проводника, мВ		
	Длина изгиба *C*			Длина изгиба *C*		
	d/2	d	2*d*	*d*/2	d	2*d*
Прямые линии	12,73869			3,675859		
Прямоугольный изгиб	0,146111	0,115058	0,113732	0,0254	0,0303	0,0612
Изгиб в форме трапеции	0,0775	0,054	0,409233	0,0258	0,0822	0,0984
Круглый изгиб	0,069	0,0465	0,0474	0,0302	0,0101	0,0155
Прямоугольный изгиб (смещение)	0,329368	0,298436	0,275	0,0803	0,0888	0,167297
Изгиб в форме трапеции (смещение)	0,201553	0,178511	1,492926	0,051	0,0397	0,505222
Круглый изгиб (смещение)	0,161594	0,140604	0,139456	0,0606	0,0446	0,0559

Таким образом, наводки максимального напряжения наблюдаются в прямых линиях: 12,7 мВ на ближнем конце и 3,7 мВ на дальнем. При сворачивании проводников в прямоугольный меандр происходит ослабление

напряжения наводок от 60 до 180 раз. Минимальные наводки наблюдаются при круглом изгибе проводника (амплитуда в 120 – 300 раз меньше, чем в прямых проводниках). В большинстве случаев, при увеличении длины изгиба *C* со значения *d*/2 до *d*, амплитуда наводок уменьшается. Однако, при увеличении изгиба до 2*d*, амплитуда наводок снова увеличивается. При смещении активного проводника, на полупериод, амплитуда наводок во всех структурах увеличивается в 2 – 3 раза. Таким образом, рекомендуется использовать проводники в форме меандра с круглым изгибом без смещения.

6.4 Научно-исследовательские работы

В данном разделе кратко представлено использование результатов работы в различных НИР.

6.4.1 Государственное задание №8.1802.2014/К

Представлена оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии семикаскадного МФ для сети Ethernet 100Base-T на соответствие стандарту MIL-STD-461G. Получены зависимости уровня излучаемой электромагнитной эмиссии с помощью лабораторного макета рамочной антенны и RS H 400-1. Выполнена оценка коэффициента передачи МФ.

6.4.2 Грант РНФ 14-19-01232

Выполнены основные экспериментальные исследования. Они начались с разработки экспериментальной реализации, в ходе которой на основе выбранных моделей разработаны экспериментальные макеты, продолжились разработкой программ и методик экспериментальных исследований и завершились проведением экспериментальной реализации в соответствии с этими программами и методиками.

6.4.3 Государственное задание №8.9562.2017/БЧ

Рассматриваются различные топологии периодического профиля области связи для выявления новых возможностей увеличения разности задержек мод и уменьшения длины проводников МФ. Выполнено моделирование разложения СКИ в МФ при различных профилях области связи. Показано, что методы, алгоритмы и модели, основанные на электродинамическом анализе, могут использоваться для моделирования различных структур МФ со сложным профилем области связи.

6.4.4 Грант Президента РФ №14.256.18.356–МД

Исследованы частотные характеристики МФ с различными периодическими профилями области связи, а также влияние их на разность задержек мод. Выполнена оптимизация параметров МФ со встречно-штыревой топологией в области связи для реализации защиты оборудования Ethernet 100 Мбит/с от импульсов с максимальной длительностью.

6.4.5 Проект RFMEFI57417X0172

Одной из задач проекта «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов», проводимой в соответствии с договором ФЦП-2017-ТУСУР-2 от 26.09.2017, является разработка прототипа устройства для защиты оборудования КА от СКИ, распространяющихся по СШЭП. Разработан прототип устройства. Выполнен квазистатический и электродинамический анализ МФ для защиты оборудования КА. Проведены натурные эксперименты по измерению временных и частотных характеристик МФ. Исследовано влияние покрывающего слоя на характеристики МФ. Измерены частотные характеристики гибридного исполнения МФ и помехоподавляющего фильтра.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги выполненного исследования

В кандидатской диссертации решена научно-техническая задача совершенствования защиты РЭА с помощью МФ. Основные результаты работы:

1. Представлено сравнение результатов квазистатического и электродинамического подходов к моделированию МФ с торцевой связью и зеркально-симметричного МФ. Выполнена оценка корректности работы макетов МФ с помощью электродинамического анализа с учетом геометрических особенностей, таких как отверстия в ПП и меандры.

2. Выполнена оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии МФ для защиты Fast Ethernet на соответствие стандарту MIL-STD-461G. Показана возможность уменьшения уровня излучений путем выравнивания длины полувитков МФ.

3. Предложено использование структур с периодическим профилем области связи проводников для увеличения разности задержек мод. Разработан макет МФ со встречно-штыревой структурой проводников для защиты Fast Ethernet.

4. Разработаны макеты МФ с лицевой связью для защиты оборудования КА от СКИ, распространяющихся по СШЭП. Выполнена оценка влияния параметров конструкции на характеристики МФ с лицевой связью.

5. Исследовано влияние разделения пассивного проводника на отрезки и многокаскадности на крутизну спада АЧХ МФ. Исследована возможность улучшения подавления СКИ путем использования совместного включения МФ и помехоподавляющего фильтра на основе элементов с сосредоточенными параметрами.

По результатам опубликованы 3 статьи в журналах из перечня ВАК, 3 статьи в журналах, индексируемых в WoS и Scopus, 3 доклада в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus, 12 докладов в трудах отечественных и международных конференций, а также свидетельство о

регистрации программы для ЭВМ. Использование результатов в АО «ИСС», ООО «Эремекс», ряде НИОКР и учебном процессе подтвердило их практическую значимость.

В диссертации представлены различные решения по совершенствованию МФ с лицевой и с торцевой связью. В соответствии с «Положением о присуждении ученых степеней» ВАК, в работе решена задача, имеющая значение для технических наук в области исследования «Разработка устройств генерирования, усиления, преобразования радиосигналов в радиосредствах различного назначения. Создание методик их расчета и основ проектирования», согласно п. 3 областей исследований паспорта специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Рекомендации

1. При проектировании макетов МФ, свернутых в меандр, рекомендуется выравнивать длину полувитков для уменьшения уровня излучаемой эмиссии.
2. Среди рассмотренных в работе МФ с периодическим профилем области связи проводников наибольшую разность задержек мод обеспечивает спиралевидная структура, но рекомендуется использовать МФ со встречно-штыревой структурой проводников, так как его конструкция является более простой для исследования, оптимизации и изготовления.
3. Для защиты бортовой РЭА КА от СКИ в цепях питания рекомендуется использовать МФ с лицевой связью, так как он обеспечивает большую разность задержек мод, чем МФ с торцевой связью, и, как следствие, обладает меньшей массой и габаритами.
4. Для минимизации уровня перекрестных наводок между меандровыми линиями задержки рекомендуется использовать изгибы круглой формы без смещения одной из дорожек относительно других.

Перспективы дальнейшей разработки темы

Аналогично оценке уровня излучаемой электромагнитной эмиссии

семикаскадных МФ, целесообразно выполнить такую оценку и для других макетов МФ, представленных в диссертации. Кроме того, целесообразно исследование МФ на керамической подложке, поскольку разработка таких устройств может позволить добиться высокого значения разности задержек мод. Наконец, целесообразен ряд исследований, обеспечивающих возможность расширенного использования всех разработанных устройств на практике.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ЭМС	Электромагнитная совместимость
РЭА	Радиоэлектронная аппаратура
ЭМП	Электромагнитные помехи
СКИ	Сверхкороткий импульс
МФ	Модальный фильтр
СШЭП	Силовая шина электропитания
КА	Космический аппарат
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
ЭМИ	Электромагнитный импульс
ЭП	Электрический пробой
ЭСР	Электростатический разряд
ПП	Печатная плата
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений
ЭМТ	Электромагнитный терроризм
КЗ	Короткое замыкание
ХХ	Холостой ход

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Заболоцкий А.М. Электромагнитная совместимость: модальные технологии: учеб. пособие. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Томск: Изд-во Томск Гос ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2018. – 132 с.

2. Фоминич Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для инормационно-управляющих систем / Э.Н. Фоминич, Д.Р. Владимиров // Военный инженер. –2016. – №. 2 (2). – С. 10–17.

3. Vass S. Defense against electromagnetic pulse weapons // Aarms. –2004. – Vol. 3. – No. 3. – P. 443–457.

4. Boeing unveils amazing, slightly terrifying new electromagnetic pulse weapon [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://www.fool.com/investing/general/2015/05/24/boeing-unveils-electromagnetic-pulse-weapon.aspx (дата обращения: 30.01.2019).

5. ГОСТ Р 52863-2007, М., Стандартинформ, 2008 г.

6. Быстров Р.П. Электромагнитные системы и средства преднамеренного воздействия на физические и биологические объекты / Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев, А.А. Потапов, Ю.М. Перунов, В.А. Черепенин // РЭНСИТ. – 2014. – №. 2. – Том 6. –С. 129–169.

7. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под редакцией Т.Р. Газизова. – Томск: Томский государственный университет, 2002. – 206 с.

8. Разумов А.В. Обоснование уровня стойкости вычислительных сетей к воздействию мощных электромагнитных излучений на основе критерия "эффективность-стоимость" / А.В. Разумов, В.П. Сугак, Д.А. Федоров, А.Ф. Покора // Вооружение и экономика. – 2017. – №. 1 (38). –С. 64–70.

9. Gaynutdinov R. Immunity research of the electronic systems elements at the influence of intentional ultrashort electromagnetic pulses / R. Gaynutdinov, S. Chermoshentsev // 17th international conference on micro/nanotechnologies and electron devices EDM 2016. – P. 214–218.

10. Франц В. Пробой диэлектриков (перевод с немецкого) – М.: Издательство иностранной литературы, 1961. – С. 08

11. Industrial laminating thermosetting products. NEMA standards publication No. LI 1-1998. – published by National Electrical Manufacturers Association, Rosslyn, Virginia.

12. Электрические конденсаторы [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://electricalschool.info/main/sovety/482-jelektricheskie-kondensatory.html (дата обращения: 30.01.2019).

13. Колдунов А.С. Радиолюбительская азбука. Том 2. Аналоговые устройства // М: Солон-Пресс, 2004. – 288 с.

14. Горюнов Н.Н. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений / Н.Н. Горюнов, Ю.Р. Носов // М: Изд-во «Советское радио», 1968. – 304 с.

15. Rong H. Study of breakdown characteristics of 4H-SiC Schottky diode with improved 2-step mesa junction termination extension / H. Rong, Z. Mohammadi, Y.K. Sharma, F. Li, M.R. Jennings, P.A. Mawby // 16th European Conference on Power Electronics and Applications. – 2014. – 10 P.

16. Защита оборудования от импульсных перенапряжений и коммутационных помех [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://habr.com/ru/post/188972/ (дата обращения: 30.01.2019).

17. Родштейн Л.А. Электрические аппараты: Учебник для техникумов – 4-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. – 304 с.

18. Газоразрядники Littelfuse: там, где полупроводники бессильны [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://www.compel.ru/lib/ne/2014/12/6-gazorazryadniki-littelfuse-tam-gde-poluprovodniki-bessilnyi (дата обращения: 30.01.2019).

19. Зайкова С.А. Пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры: пособие // Гродно: ГрГУ, 2009. – 67 с.

20. Пат. US6276943 B1 США, МПК H01R/1200. Modular plug connector and improved receptacle therefore. / Kamal Shawiky Boutros, Richmond Hill, Robert Pike, Martian Daniel Dima. № 09/255,004; заявл. 22.02.1999; выдан 21.08.2001.

21. Пат. 8879230 США, МПК H02H9/00. IC EMI filter with ESD protection incorporating LC resonance tanks for rejection enhancement. / Albert Z. Wang (Grand Cayman, KY), Wen-Chin Wu (Grand Cayman, KY), Shijun Wang (Grand Cayman, KY), Nan Zhang (Grand Cayman, KY), заявл. 29.01.2013; выдан 04.11.2014.

22. Пат. 5592134 США, МПК H05K9/00, H05K7/20, H05K009/00, H01P001/22. Integrated EMI filter and thermal heat sink. / Michael P. D. McCarthy (Palatine, IL), заявл. 07.05.1990; выдан 09.07.1991.

23. Пат. U8098495 B2 США, МПК US H05K7/00. Electromagnetic interference filter. / Ho Yan Ho (Hong Kong, HK). № 13/018366; заявл. 31.01.2011; выдан 17.01.2012.

24. Пат. U6384705 B2 США, МПК US H01F17/00, H03H1/00, H01F005/00. Multilayer-type chip common mode filter / Yu-Ting Huang (Hsinchu, TW), Wen-Song Ko (Hsinchu, TW), Mean-Jue Tung (Hsinchu, TW), Hong-Ching Lin (Hsinchu, TW), Li-Jiun Wang (Hsinchu, TW). № 09/476432; заявл. 30.12.1999; выдан 07.05.2002.

25. Пат. 4791391 США, МПК H01P13/648. Planar filter connector having theck film capactors / D.L. Thomas (USA), T.M. Arthur (USA), J.Y. Frederick (USA) № 812301; заявл. 23.12.85; опубл. 13.12.88.

26. Пат. 3435387 США, МПК H01R7/02. Solderless mounting filter connection / F.R John. (USA), M.S Heinz. (USA), A.B Floyd. (USA) № 484483; заявл. 01.09.65; опубл. 25.03.69.

27. Пат. 4296390 США, МПК H01R19/06. Solderless filter mounting for header assemblies / E.V. Eric (USA), C. Albert (USA) № 142535; заявл. 21.04.80; опубл. 20.10.81.

28. Пат. 5599208 США, МПК H01R13/66. Electrical connector with printed circuit board programmable filter / G.W. Bobby (USA) № 355767; заявл. 14.12.94; опубл. 4.02.97.

29. Пат. 5286221 США, МПК H01R13/648. Filtered electrical connector assembly / M.F. Duane, A.C. Stephen, J.C. Burke, M.F. Robert, L.K. Fred, J.P. Jeffrey, J.P. Edward, G.P. Thomas, B.W. Bill № 962763; заявл. 19.11.92; опубл. 15.02.94.

30. Официальный сайт ЗАО «ЭМСОТЕХ» [электронный ресурс]. – режим доступа: http://www.emcotec.ru/catalog/fpsi/ (дата обращения 24.01.2015).

31. Zhao L. An integrated common mode and differential mode transmission line RF-EMI filter / L Zhao , R Chen, J.D. van Wyk // 351h Annual IEEE Power Electronics Specialisls Conference. – Germany, Aachen. – 2004. – P. 4522–4526.

32. Zysman G.I. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medim / G.I. Zysman, A.K. Johnson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 17, No. 10. – P. 753–759.

33. Chang F.–Y. Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1980. – Vol. 18. – P. 616–626.

34. Заболоцкий А.М. Способы совершенствования передачи импульсных сигналов в межсоединениях элементов и устройств вычислительной техники и систем управления. – Дисс. канд. тех. наук. Томск, 2010.

35. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С.

Устройство защиты от импульсных сигналов // патент на изобретение 2431897, дата публикации: 2011.10.20.

36. Б.А. Беляев, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Миниатюрный полосковый резонатор // Патент на полезную модель; дата публикации: 20.12.2012, номер публикации: 2470418.

37. А.М. Сержантов. Резонансные полосковые структуры и частотно-селективные устройства на их основе с улучшенными характеристиками: дисс. на соискание степ. докт. техн. наук. – 2015. – 316 С.

38. Лысенко А.А. Автоматическое формирование линий задержки в топологии печатного монтажа / А.А. Лысенко, Ю.Т. Лячек, О.Б. Полубасов // Известия Санкт-петербургско государственного электротехнического университета ЛЭТИ. – 2011. –№ 9. – С. 61–65.

39. Джонсон Г. Высокоскоростная передача цифровых данных / Г. Джонсон, М. Грэхем // Высший курс черной магии. – Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. – 1016 с.

40. Пат. US7701395B2 США, МПК H01Q1/38. Increasing isolation between multiple antennas with a grounded meander line structure / G.R. Alvey (IL), J.T. Bernhard (IL) № 12/606168; заявл. 26.02.2007; выдан 20.04.2010.

41. Пат. US6029075A США, МПК H01P7/00. High Tc superconducting ferroelectric variable time delay devices of the coplanar type / S. Das (CA) № 08/840883; заявл. 17.04.1997; выдан 22.02.2000.

42. Пат. US7971756B2 США, МПК H01P1/203. Filtering device and related wireless communication receiver / T.-C. Wu (TW), W.-T. Tsai (TW), C.-C. Ko (TW) № 12/475609; заявл. 01.06.2009; выдан 05.07.2011.

43. Пат. US6226864B1 США, МПК H05K3/40. Process for producing printed circuit boards with at least one metal layer, printed circuit board and use thereof / M. Muziol (DE), K. Wienand (DE) № 08/908608; заявл. 08.08.1997; выдан 08.05.2001.

44. Пат. US8942774B2 США, МПК H01P1/203. Radio-frequency filter comprising an even mode resonance of a same phase inside the bandwidth and an odd mode resonance of a reverse phase outside the bandwidth / T. Kawaguchi (JP) № 13/557583; заявл. 25.07.2012; выдан 27.01.2015.

45. Заявка № 2015137546 РФ. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсных / А.М. Заболоцкий (РФ), Т.Р. Газизов (РФ), С.П. Куксенко (РФ); заявл. 02.09.2015.

46. Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Технологии электромагнитной совместимости, 2006. – №4. – с. 40–44.

47. Газизов Т.Р. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко и др. // 7-й Международный Симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сборник трудов. Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. – 2007. – С. 266–269.

48. Пат. № 79355 РФ. Модальный фильтр / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др. (РФ). – № 2 008 127 527/22 (033 781); заявл. 07.07.2008; опубл. 27.12.2008, бюл. №36.

49. Gazizov T.R. New concept of critical infrastructure strengthening / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky other // Proc. of the 13th Int. Conf. Of Numerical Analysis and Applied Mathematics / Rhodes, Greece. September, 23–29, 2015. – PP. 1–3.

50. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – №3. – С. 79–83.

51. Газизов Т.Р. Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Е.Н. Буичкин // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). С. 42–45.

52. Пат. № 2431897 РФ. Устройство защиты от импульсных сигналов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др. – №2010108520/07 (012 016); заявл. 9.03.2010; опубл. 20.10.2011, Бюл. №29.

53. Кузнецова-Таджибаева О.М. Разработка конструкции и технологии изготовления макетов модальных фильтров для сети Fast Ethernet / О.М. Кузнецова-Таджибаева, Л.Н. Жеребцова, В.В. Поспелов, Д.В. Дроздов, И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.В. Пономарев. // Доклады ТУСУРа, № 2 (22), часть 2, декабрь 2010 – С. 164-168 с.

54. Orlov P.E. Method of lay-out of multilayer PCBs for circuits with redundancy / P.E. Orlov, E.N. Buichkin and T.T. Gazizov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. Russia,p. 155–158, 30 June – 4 July 2016.

55. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.

56. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Издательство Томского университета, 1990. – 164 с.

57. Jiang W. Equation-based solutions to coupled, asymmetrical, lossy, and nonuniform microstrip lines for tab-routing applications / W. Jiang, X. Cai, B. Sen, G. Wang // IEEE transactions on electromagnetic compatibility, April 2019. – Vol. 61. – No 2, P. 548–557.

58. Hall S. Advanced signal integrity for high-speed digital designs / S. Hall, H. Heck // Published by John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, New Jersey, 2009, p. 660.

59. Соломоник И.Ш. Малогабаритная печатная длинная линия с равномерно распределенными параметрами // Тр. ТИРи-ЭТА. – 1972. – Вып. 7.

60. Изюмов Н.М. Основы радиотехники. / Н.М. Изюмов, Д.П. Линде // М: Изд-во энергия, 1965. – 544 с.

61. Глебов И.А. Электромагнитные процессы систем возбуждения синхронных машин / И.А. Глебов. -Л.: Наука, 1987. – 344 с.

62. Electromagnetic analysis [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.altasimtechnologies.com/technology-overview/electromagnetic-analysis (дата обращения: 23.04.2019).

63. Михайлов Е.В. Исследование возможностей метода конечных интегралов при прогнозировании распространения радиоволн в неоднородных анизотропных средах / Е.В. Михайлов, Р.А. Дудов, П.Н. Захаров, А.В. Козарь, А.Ф. Королев // III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН – с 601–605.

64. Herring J. L., Developments in the transmission-line modelling method for electromagnetic compatibility studies: PhD thesis. – University of Nottingham. – 1993.

65. Прохоров А.М. Большая советская энциклопедия // М: Советская энциклопедия, Том 3, 1970. – 640 с.

66. Christopoulos C. The transmission-line modeling method: TLM // New York: IEEE Press. – 1995. –100 p.

67. Tang Q. Simulation of the transmission line effects based on TLM method / Q. Tang, Y. Wang, C. Christopoulos // 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems. – 2008. – pp. 613–616.

68. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Дисс. докт. тех. наук. Томск. 2010.

69. Singer H. The method of moments (MOM) and related codes // Supplement to Proc. of the 13- th Int. Zurich Symp. on EMC. – Zurich, Switzerland, 1999. – P. 11–19.

70. Носов А.В. Методы и подходы к моделированию меандровых линий задержки / А.В. Носов, Е.А. Сердюк // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018», Томск, Россия, 16–18 мая 2018. –Ч. 2. – С. 144–147.

71. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // ТИИЭР. – № 2. – 1967. – С. 5–19.

72. Tesche F.M. Application of multiconductor transmission line network analysis to internal interaction problems / F.M. Tesche, T.K. Liu // Electromagnetics. – 1986. – Vol. 6, № 1. – P. 1–20.

73. Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. – М. Издательство МЭИ, 2010, 160 с.

74. Программное обеспечение TALGAT [электронный ресурс] – Режим доступа: http://talgat.org/product/.

75. Костин А.В. Разработка рекомендаций по применению методов защиты бортовой аппаратуры от помех электростатического разряда / А.В. Костин, М.Н. Пиганов // Технические науки, 2015. – № 7 (38). – с. 54–56.

76. Gazizov A., Zabolotsky A. UWB pulse decomposition in asymmetrical modal filter with different boundary conditions / A. Gazizov, A. Zabolotsky // 2015 Int. Sib. Conf. Control Commun. – Omsk (Russia), May 21–23, 2015.

77. Хоровиц П. Искусство схемотехники: пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл // 6-е изд. М.: Мир. – 2003. – 704 с.

78. Хажибеков Р.Р. Сравнение результатов квазистатического и электродинамического моделирований модального фильтра с учетом потерь / Р.Р. Хажибеков А.М. Заболоцкий // IV Научно-техническая конференция молодых специалистов АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва, 23–26 августа 2017 г., сборник тезисов конференции, с. 117–119.

79. Хажибеков Р.Р. Моделирование модального фильтра с учетом потерь / Р.Р. Хажибеков, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Сибирский журнал науки и технологий.–2018.–№ 1. С. 44–48.

80. Мусабаев Р.Р. Алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи // Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017», посвященной 55-летию ТУСУРа, 2017.– ч. 3.– С. 68–71.

81. Belousov A.O. Quasi-static and electrodynamic simulation of reflection symmetric modal filter time response on ultra-short pulse excitation / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky // Journal of Physics: Conference Series. 2018. № 1015, P. 1–6.

82. Matthaei G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // Microwave Symposium Digest 1992, pp. 1353–1354.

83. Хажибеков Р.Р. Electrodynamic simulation of the ultrashort pulse decomposition in the seven-stage modal filters layouts // Научная сессия ТУСУР–2018: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 16–18 мая 2018 г. – Том 4. – С. 202–205.

84. Куксенко С.П. Оценка уровня излучаемых эмиссий семикаскадного модального фильтра для сети Ethernet 100Base-T / С.П. Куксенко, Р.Р. Хажибеков/ // Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления». Томск, 25-27 ноября 2016 г. Том 1, С 208–211.

85. Куксенко С.П. Оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии семикаскадного модального фильтра для сети Ethernet 100Base-T / С.П. Куксенко, Р.Р. Хажибеков, Т.Т. Газизов // Технологии электромагнитной совместимости, 2017. – №1(60). – с. 13–20.

86. Булаев М.А. Особенности физического уровня стандарта Fast Ethernet 100Base-TX / М.А. Булаев, К.Ю. Бурлаков, К.В. Демин, В.Г. Капустин, А.В. Овчаров, В.В Сак // Конфидент, 2002. – № 4-5. – с. 40–43.

87. Khazhibekov R.R. Radiated emissions comparison of seven-stage modal filter constructions for Ethernet 100Base-T network protection / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky // Journal of Physics: Conference Series /, 2018. № 1015, P. 1–7.

88. Probe Set HZ-15 for E and H near-field emission measurements with test receivers and spectrum analyzers. [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://cdn.rohde-

schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/HZ-15_en.pdf.

89. Хажибеков Р.Р. Изменение задержки нечетной моды с помощью периодического профиля области связи проводников модального фильтра // Научная сессия ТУСУР–2017: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 16–18 мая 2017 г. – Том 3. – С. 92–95.

90. Khazhibekov R. Study of the characteristics of a modal filter with different periodic profiles of the coupling region / R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, M.V. Khramtsov // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), 18-22 Sept. 2017. – P. 506–509.

91. Mongia R.K. RF and microwave coupled-line circuits / R.K. Mongia, I.J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong // Published by Artech house, Inc. Norwood, MA, 2007, p. 549.

92. Хажибеков Р.Р. Оптимизация параметров встречно-штыревой топологии модального фильтра для Ethernet 100 Мбит/с // Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», Томск, 29 ноября – 1 декабря 2017 г. – Часть 2. – С 10-12.

93. Куулар Ш.В. Минимизация высокочастотных искажений модального фильтра в диапазоне частот до 2 ГГц / Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018», Томск, Россия, 16–18 мая 2018. – Сборник статей. – Ч. 2. – С. 260–263.

94. Khazhibekov R.R. Modal filter with interdigital structure of conductors for 100 Mbit/s Ethernet equipment protection / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 18-20 April 2019. – P. 1–4.

95. Khazhibekov R.R. Developing a modal filter prototype to protect spacecraft busbar against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, Y. S. Zhechev,

V. P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series, 2019. – № 560, P. 1–6.

96. Заболоцкий А.М. Результаты разработки модального фильтра с лицевой связью для защиты силовой шины электропитания космических аппаратов от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, Р.Р. Хажибеков // Материалы региональной научно–практической конференции «Наука и практика: проектная деятельность от идеи до внедрения». –Томск, Россия, 2018. – С. 598–600.

97. Khazhibekov R.R. Modal filter for spacecraft busbar protection against ultrashort pulses// 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2019), Erlagol (Russia), June 29 – July 3, 2019, P. 88–91.

98. IPC-2221B, Generic Standard on Printed Board Design, Developed by the IPC-2221 Task Group (D-31b) of the Rigid Printed Board Committee (D-30) of IPC.

99. ГОСТ Р 55490-2013, Платы печатные. Общие технические требования к изготовлению и приемке, 2014, 24 с.

100. ГОСТ 23751-86, Платы печатные. Основные параметры конструкции, 1986, 7 с.

101. ГОСТ 12652-74, Стеклотекстолит электротехнический листовой. Технические условия, 2008, 14 с.

102. ГОСТ Р 51317.4.2-2010 (МЭК 61000-4-2:2008) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний, 2008, 33 с.

103. Куксенко С.П. Моделирование помехозащищенной сети электропитания космического аппарата // Труды МАИ. – 2019. – № 105. – С. 1–20.

104. Иванов А.А. Прототип программного модуля для оценки эффективности экранирования корпусов радиоэлектронных средств /

А.А. Иванов, А.А. Квасников, С.П. Куксенко, М.Е. Комнатнов // Технологии электромагнитной совместимости, 2019. – №2. – с. 1–15.

105. ECSS-Q-ST-30-11C Rev 1, Space product assurance. Derating – EEE components, Developed by ECSS Secretariat, Noordwijk, The Netherlands, 2001, 71 p.

106. ГОСТ В 23584-79 Совместимость технических средств электромагнитная. Монтаж электрический радиоэлектронной аппаратуры и приборов. Общие технические требования. Переиздание 1998, 14 с.

107. Зевеке Г.В. Основы теории цепей: Учеб. для вузов / Г.В.Зевеке, П.А.Ионкин, А.В.Нетушил, С.В.Страхов // М.: Энергоатомиздат, 1989. –5-е изд., перераб. – 528 с.

108. Хажибеков Р.Р. Исследование амплитудно-частотных характеристик модальных фильтров с пассивным проводником в виде последовательности отрезков линий передачи // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2019. – № 2(37). С. 31–35.

109. Ромашов И.П. Моделирование помехоподавляющего фильтра источника питания персонального компьютера / И.П. Ромашов, Р.Р. Хажибеков // Научная сессия ТУСУР–2018: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 16–18 мая 2018 г., Часть 2., С. 252–254.

110. Куулар Ш.В. Моделирование модального фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора / Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков, Е.Б. Черникова // Материалы XIII международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, Россия, 28–30 ноября 2018. – Сборник статей. – Ч. 1. – С. 318–321.

111. Куулар Ш.В. Сравнение вариантов реализации полосового фильтра для пикосекундного локатора / Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и

молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2019», Томск, Россия, 22–24 мая 2019. – Сборник избранных статей. – Ч. 1. – С. 244–246.

112. Дмитриев, Е.Е. Проектирование фильтров в Microwave office с помощью iFilter: справочное пособие, 2010. 52 с.

113. Куулар Ш.В. Разработка гибридного полосового фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора / Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2019», Томск, Россия, 22–24 мая 2019. – Сборник избранных статей. – Ч. 1. – С. 240–243.

114. Матей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. В 2-х т.: Пер. с англ./Под общей ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнира.-М.: Связь, 1971.

115. Ефимов И.П. Проектирование электронных фильтров: учеб. пособие. -Ульяновск: Изд-во УлГТУ, 1999. -33 с.

116. Гошин Г.Г. Антенны и фидеры. Сборник задач с формулами и решениями: Учебное пособие – Томск: Изд-во ТУСУР, 2012. – 236 с.

117. Хажибеков Р.Р. Особенности обучения студентов моделированию задач электромагнитной совместимости / Р.Р. Хажибеков, С.П. Куксенко // Международная научно-методическая конференция «Современное образование: повышение профессиональной компетентности преподавателей вуза – гарантия обеспечения качества образования».– Томск, 1–2 февраля 2018 г.– С. 59–60.

118. Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Методики и модели для учета паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов: моногр. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2015. — 160 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(обязательное)

КОПИИ ДОКУМЕНТОВ

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
ООО «Эремекс»
_____ С.А. Сорокин
«___» _____ 2019

АКТ
о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Хажибекова Романа

Настоящим актом подтверждается факт использования в ООО «Эремекс» следующих результатов диссертационной работы Хажибекова Р.:

-геометрические модели пар меандровых микрополосковых линий задержки при изменении длины и формы полувитков и их расположения;

-результаты электродинамического анализа формы перекрестных наводок в начале и конце меандровых линий задержки при воздействии гауссова импульса;

-сводные оценки уровня перекрестных наводок;

-рекомендации по проектированию печатных меандровых линий с уменьшенным уровнем перекрестных наводок.

Указанные результаты использованы для выполнения меандровых линий задержки при проектировании печатных плат с высокой плотностью трассировки с учетом электромагнитной совместимости.

Технический директор
ООО «Эремекс»

д.т.н., профессор
_____ С.Ю. Лузин

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

РЕШЕТНЕВ
АО «ИСС»

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

УТВЕРЖДАЮ

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

_____ С.Г. Кочура

«07» 08 2019

АКТ
о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Хажибекова Романа

Комиссия в составе:
начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС»
В.Н. Школьного,
начальника отдела конструирования бортовой РЭА АО «ИСС», к.т.н.,
С.Б. Сунцова,
начальника сектора АО «ИСС» О.А. Климкина

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» при создании КА Экспресс-АТ1, Экспресс-АТ2, Экспресс-80, Экспресс-103, Экспресс-АМУ3, Экспресс-АМУ7, Экспресс-АМ8 следующих результатов диссертационной работы Хажибекова Р.:

1. Результаты обзора литературы в области проектирования сети электропитания, анализ современной научно-технической, нормативной, методической литературы по исследованиям в области проектирования сети электропитания.

2. Результаты разработки прототипа модального фильтра для защиты силовой шины электропитания от сверхкоротких импульсов длительностью 0,45 нс.

3. Результаты квазистатического и электродинамического анализа модального фильтра для защиты силовой шины электропитания.

4. Результаты натурных экспериментов по измерению характеристик модального фильтра, включенного в синфазном и дифференциальном режимах.

Указанные результаты отражены в отчетах о прикладном научном исследовании «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов» по проекту ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение о предоставлении субсидии от 26.09.2017 г. №14.574.21.0172, шифр RFMEFI57417X0172, 2017–2020 гг. Указанные результаты позволили разработать прототип устройства защиты силовой шины электропитания от синфазных и дифференциальных кондуктивных помех.

Начальник отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС»
В.Н. Школьный

Начальник отдела конструирования бортовой РЭА АО «ИСС», к.т.н.
С.Б. Сунцов

Начальник сектора АО «ИСС»
О.А. Климкин

«УТВЕРЖДАЮ»
Директор департамента
образования ТУСУР
д.т.н., профессор
_____ Троян П.Е.
«__» _____ 2019 г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы
Хажибекова Романа

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по научной работе, к.т.н. Куксенко С.П. и заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе, Бусыгина А.В. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ следующих результатов диссертационной работы Хажибекова Р.:

1. Принципы построения математических моделей и принципиальных схем устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры.

2. Результаты исследований временных откликов и амплитудно-частотных характеристик устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры.

Указанные результаты использованы при подготовке магистров (дисциплина «Теория ЭМС радиоэлектронных средств и систем»), обучающихся по программам «ЭМС радиоэлектронной аппаратуры», «ЭМС в топливно-энергетическом комплексе» и «Защита от электромагнитного терроризма» направлений «Радиотехника» (11.04.01) и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (11.04.02).

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

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

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018611481

TALGAT 2017

Правообладатель: ***Общество с ограниченной ответственностью «ТАЛГАТ» (RU)***

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2017663209**

Дата поступления **13 декабря 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***02 февраля 2018 г.***

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

Авторы: ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов Руслан Рифатович (RU), Бусыгина Анна Владимировна (RU), Лежнин Евгений Владимирович (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Суровцев Роман Сергеевич (RU), Комнатнов Максим Евгеньевич (RU), Ахунов Роман Раисович (RU), Газизов Рустам Рифатович (RU), Газизов Александр Тальгатович (RU), Хажибеков Роман Русланович (KZ), Квасников Алексей Андреевич (RU), Носов Александр Вячеславович (KZ), Белоусов Антон Олегович (KZ), Тернов Станислав Анатольевич (KZ), Сагиева Индира Ериковна (KZ), Демаков Александр Витальевич (RU), Осинцев Артем Викторович (KZ), Собко Александр Александрович (KZ)***

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

ДИПЛОМ

III степени

НАГРАЖДАЕТСЯ

Р. Р. Хашибеков

за лучший доклад на секции 2 «Электроника и приборостроение»
подсекция 2.6 «Электромагнитная совместимость»
Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР - 2017»

Председатель конференции,
Ректор А.А. Шелупанов

Томск – 2017

1-8 February Science Week 2018 Tomsk

Young Scientists Tomsk

Томское профессорское собрание

СЕРТИФИКАТ

вручается

Белоусову А.О., Хажибекову Р.Р.

за проект

Устройства защиты оборудования Ethernet от кондуктивных воздействий мощных сверхкоротких импульсов

представленный на

Выставке научных и инженерных разработок школьников, студентов и молодых ученых

«Наука: открытый формат»

в рамках Недели науки Томской области

Председатель Совета молодых ученых Томской области С.А. Некрылов

Председатель правления Томского профессорского собрания А.А. Шелупанов

Региональная общественная организация «Томское профессорское собрание» ОГРН 1077000002529 ИНН 7017196298 Томск * Россия

Томск, 3 февраля 2018 года